

ЦИФРОВАЯ ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ

Научно-технический журнал
№ 4/2018

Издается с 1999 года
Выходит четыре раза в год

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

ЗАМЕСТИТЕЛИ ГЛАВНОГО РЕДАКТОРА:

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

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ:

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

Адрес редакции:

г. Москва, ул. Авиамоторная, д. 8
Научный центр МТУСИ
Тел.: (+7) 903-201-53-33
E-mail: rntores@mail.ru
vityazev.v.v@rsreu.ru
http://www.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 26.12.18 г.
Формат 60х90/8.

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

Заказ № 8003. Отпечатано в
ООО НПЦ «Информационные технологии»
Рязань, ул. Островского, д. 21/1
тел.: (4912) 98-69-84

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

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

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

УЧРЕДИТЕЛИ:

АО «Инструментальные системы»
ФГУП «НИИ радио»

В НОМЕРЕ:

Мингазин А.Т.

Сравнительный анализ четырех структур БИХ-фильтров 3

Брюханов Ю.А., Лукашевич Ю.А.

Нелинейные искажения сигналов с амплитудной
модуляцией при квантовании 13

Мингазин А.Т.

Минимум максимальной взвешенной ошибки аппроксимации
АЧХ классических аналоговых и цифровых фильтров 18

Манохин А.Е.

Подавление гауссовских и негауссовских помех
при выделении импульсного сигнала
в биспектральной области 21

Арзумян Э.П.

Распознавание объектов на траектории полёта БПЛА
путём коррекции параметров изображений 28

Ле Ван Ки, Динь Тхи Хуен Чанг

Комбинированные методы снижения ПИК-фактора
в системе РАВИС 35

Киселева Т.П.

Исследование свойств циклической автокорреляционной
функции последовательности Задова-Чу
в зависимости от характеристик квантования
элементов последовательности 40

Тупицин Г.С., Топников А.И.

Оценка мягкой маски с использованием рекуррентной
нейронной сети для подавления шума в речевых сигналах 45

Кожелев В.И., Белокуров В.А.

Алгоритм стабилизации уровня ложных тревог
при межобзорном накоплении радиолокационных сигналов 50

Туяков С.В.

Алгоритм улучшения оценки спектра сигнала 55

Осипов О.В.

Прямое быстрое преобразование Фурье по основанию два
с высоким частотным разрешением 59

Крейнделин В.Б., Хазов М.Л.

Исследование преимуществ автовыбора антенн
в системах ММО в сравнении с базовой системой ММО
без автовыбора антенн 63

Валуцкий Д.В., Витязев С.В., Андросов В.В., Харин А.В., Витязев В.В.

Результаты натурных испытаний программно-
алгоритмического обеспечения режима «ДОЛ»
на подвижном стенде: анализ влияния фазовых искажений
в системах радиовидения 69

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

Digital Signal Processing

Science & Technical Magazine
Issue 4, 2018 year

Is published quarterly since 1999

THE EDITOR-IN-CHIEF:

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

DEPUTY EDITORS-IN-CHIEF:

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

EDITORIAL BOARD:

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

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

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

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

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

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

Corresponding Member of RAS

Djigan V.I., Dr. Sci (Tech), Professor

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

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

Zubarev R.V.,

Kirpichnikov A.P.,

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

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

Mistyukov V.G.,

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

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

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

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

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

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

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

Editorial office address:

Aviamotornaya, 8, Moscow, Russia

Research Center of MTUCI

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

E-mail: rntores@mail.ru,

vityazev.v.v@rsreu.ru

Web: <http://www.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.

Comparative analysis of four IIR filter structures3

Bryukhanov Yu.A., Lukashevich Yu.A.

*Nonlinear distortion signals with amplitude modulation
in quantization*13

Mingazin A.T.

*Minimum-of-maximum weighted error in magnitude response
approximation of analog and digital classical filters*18

Manohin A.E.

*Adaptive compensation of non-gaussian disturbance at filtering
a pulse signal in the bispectral region on the background
of wideband Gaussian noise in canceller's channels*21

Arzumanian E.P.

*The object recognition on UAV flight trajectory by means
of image parameters correction*28

Le Van Ky, Dinh Thi Huyen Trang

Combined methods for PAPR reduction in the RAVIS system35

Kiseleva T.P.

*Investigation of properties of cyclic autocorrelation function
of the sequence depending on the characteristics
of quantization of the sequence elements*40

Tupitsin G.S., Topnikov A.I.

*Soft mask estimation technique using recurrent neural network
for speech enhancement*45

Koshelev V.I., Belokurov V.A.

*Algorithm for stabilizing the level
of false alarms with multi-frame accumulation of radar signals*50

Tuyakov S.V.

Algorithm to improve spectral estimation55

Osipov O.V.

*Direct fast Fourier transformation on the radix-2
with high frequency resolution*58

Kreyndelin V.B., Khazov M.L.

*The advantages of antenna selection in MIMO systems
in order to classical mimo systems without antenna selection*62

Valuyskiy D.V., Vityazev S.V., Androsov V.V., Harin A.V., Vityazev V.V.

*The results of real-life experiments with Doppler sharpening
algorithms and software: the analysis of phase errors
in radar imaging systems*69

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

УДК 621.372.54

СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ ЧЕТЫРЕХ СТРУКТУР БИХ-ФИЛЬТРОВ

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

COMPARATIVE ANALYSIS OF FOUR IIR FILTER STRUCTURES

Mingazin A.T.

The comparative analysis of the output roundoff noise-signal ratio and coefficient wordlength dependences from the filter order for fixed-point low-pass IIR filters is presented. Two cascade filter structures on the direct and optimal form sections and two filter structures based on all-pass networks on the direct and wave form sections are discussed. An one-parameter algorithm based on variation of initial parameters leads to the minimum coefficient wordlength. A heuristic section allocation procedure built-in this algorithm minimizes the noise-signal ratio for the cascade filters.

Key words: IIR filter, roundoff noise-signal ratio, coefficient wordlength, cascade filter structures, filter structures based on all-pass networks, variation of initial parameters, a heuristic section allocation procedure.

Ключевые слова: БИХ-фильтр, отношение шум/сигнал, длина слова коэффициентов, каскадные структуры фильтров, структуры фильтров на основе фазовых цепей, вариация исходных параметров, эвристическая расстановка звеньев фильтра.

Введение

В тех ситуациях, когда ресурсы используемой элементной базы ЦОС достаточно велики проектирование цифровых фильтров не представляет проблему, поскольку можно не задумываться о выборе их структуры, об искажениях их частотных/временных характеристик, о возникающих в них шумах и паразитных колебаниях, обусловленных конечной разрядностью используемой арифметики. В других ситуациях, особенно на высоких рабочих частотах при жестких требованиях к характеристикам, когда для системы ЦОС, реализуемой на заказных или полужаказных СБИС, важно минимизировать площадь кристалла, мощность потребления и получить максимальное быстродействие, проблема проектирования цифровых фильтров для таких систем, остается чрезвычайно сложной и по существу нерешенной, поскольку связана в общем случае с одновременным решением задачи целочисленного нелинейного программирования, синтеза структуры и обеспечения устойчивости нелинейных цепей. Поэтому на практике обычно используется упрощенное проектирование для известных или вновь предлагаемых структур фильтров с применением тех или иных методов синтеза фильтров с квантованными коэффициентами. Сравнение полученных решений позволяет выбрать из них наилучшее.

Несмотря на большой накопленный опыт в области проектирования цифровых фильтров явно не хватает публикаций, таких как, например, [1-3], в которых проводится сравнительный анализ ряда структур цифровых БИХ-фильтров в условиях конечной арифметики. Так в [1] сравниваются уровни усиления шума округления фазовых звеньев волновой и прямой формы, звеньев Митры-Хирано, а также уровни усиления шума и длина

Рассматриваются БИХ-фильтры нижних частот, оперирующие с фиксированной точкой. Представлен сравнительный анализ зависимостей выходного отношения шум/сигнал (Ш/С) и длины слова коэффициентов от порядка фильтров соответствующих двум каскадным структурам на звеньях прямой и оптимальной формы и двум структурам на основе фазовых цепей на звеньях прямой и волновой формы. Для всех структур фильтров длина слова коэффициентов минимизируется с помощью однопараметрического алгоритма вариации исходных параметров. Для каскадных фильтров отношение Ш/С минимизируется с помощью встроенной в этот алгоритм процедуры эвристической расстановки звеньев.

слова коэффициентов фильтров нижних частот на основе этих звеньев. Анализ уровней усиления шума каскадных фильтров нижних частот с непрерывными коэффициентами на звеньях прямой, канонической и оптимальной формы посвящена работа [2], где также сопоставлены простые правила и оптимальный метод полюсно-нулевой расстановки для минимизации этих уровней. В [3] проводится анализ полосовых фильтров применительно к двум каскадным структурам на звеньях прямой и оптимальной формы, а также к двум структурам на основе фазовых цепей на звеньях прямой и волновой (на базе адаптеров из [4]) формы по ряду параметров шума, границе предельного цикла и длине слова коэффициентов. Для минимизации длины слова коэффициентов используется однопараметрический алгоритм вариации исходных параметров (ВИП), а для минимизации выходного отношения Ш/С в каскадных фильтрах применена встроенная в этот алгоритм процедура из [5], генерирующая пять эвристических расстановок звеньев с одинаковым способом формирования полюсно-нулевых пар. Эта процедура приводит к оптимальным результатам, в частности полученным в [2], или очень близким к таковым.

В данной статье продолжено исследование четырех названных структур БИХ-фильтров, с применением того же подхода, что и в [3]. Сравнительный анализ сосредоточен на зависимостях отношения Ш/С и длины слова коэффициентов от порядка фильтров нижних частот. Как и в [1-3] предполагается оперирование всех структур с

фиксированной точкой. Материалы статьи были представлены на конференции DSPA-2018 и часть из них опубликована в трудах [6].

Описание звеньев для четырех структур БИХ-фильтров

Приведем передаточные функции звеньев, на базе которых строятся обсуждаемые фильтры. Структуры звеньев хорошо известны (см., например, [1-4]). Индексацию коэффициентов, обозначающую номер звена, опустим.

Каскадные фильтры нижних частот состоят из звеньев не выше второго порядка. Передаточные функции звеньев прямой и оптимальной формы имеют вид

$$H_i(z) = \frac{b_0 + b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2}}{1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2}} \text{ и } H_i(z) = \mathbf{C}(z\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1}\mathbf{B} + d,$$

где \mathbf{A} , \mathbf{B} и \mathbf{C} – матрицы 2×2 , 2×1 и 1×2 , соответственно, \mathbf{I} – единичная матрица 2×2 . Обозначим каскадные фильтры на звенья прямой и оптимальной формы как КПФ и КОФ.

Фильтры нижних частот на основе параллельного соединения двух фазовых цепей могут быть только нечетного порядка. Каждая цепь – это каскад звеньев не выше второго порядка. Передаточные функции фазовых звеньев второго порядка прямой и волновой формы имеют вид

$$P_i(z) = \frac{a_2 + a_1 z^{-1} + z^{-2}}{1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2}} \text{ и } P_i(z) = \frac{-\gamma_1 + \gamma_2(\gamma_1 - 1)z^{-1} + z^{-2}}{1 + \gamma_2(\gamma_1 - 1)z^{-1} - \gamma_1 z^{-2}}.$$

Обозначим фильтры на основе фазовых цепей на звеньях прямой и волновой формы как ФПФ и ФВФ.

Положим, что для обсуждаемых фильтров используется $L_\infty = 1$ – масштабирование, которое учитывается в коэффициентах представленных передаточных функций. В фильтрах на основе фазовых цепей такое масштабирование обеспечивается автоматически. Однако для уменьшения шума в фильтрах на волновых звеньях [4] применим масштабирование внутри этих звеньев с помощью множителей равных степени двойки [1, 3].

Прежде чем перейти к сравнительному анализу зависимостей отношения Ш/С и длины слова коэффициентов от порядка обсуждаемых фильтров проиллюстрируем влияние исходных параметров АЧХ на отношение Ш/С при фиксированном порядке этих фильтров, затем поясним однопараметрический алгоритм ВИП.

Отношение Ш/С и исходные параметры АЧХ

Определим отношения шум/сигнал на выходе любого из рассматриваемых фильтров как

$$\text{Ш/С} = 10 \lg \frac{2GV^2}{3|H(z)|_{\max}^2} - 6B = 10 \lg R - 6B, \quad (1)$$

где $H(z)$ – передаточная функция фильтра, G – усиление шума округления переменных в фильтре, $V = 1$ при $V_{\max} \leq 1$ и $V = V_{\max}$ при $V_{\max} > 1$, V_{\max} – максимум из всех максимумов модулей промежуточных передаточных функций (в том числе $|H(z)|_{\max}$), подвергнутых $L_\infty = 1$ –

масштабированию, B – длина слова переменных с учетом знака, сохраняемая после округления. Здесь, как и в [3], положено, что округление переменных в каждом звене фильтров выполняется после суммирования и гармонической входной сигнал имеет единичную амплитуду.

Это выражение отличается от представленного в [3] наличием параметра V . Поясним введение этого параметра. Сразу отметим, что для рассматриваемых фильтров на основе фазовых цепей $V = 1$. В каскадных же фильтрах при принятом способе учета масштабирования и особенно при малой длине слова коэффициентов, максимумы модулей промежуточных передаточных функций, могут заметно превышать единицу, что оправдывает появление в (1) параметра V равного в этом случае V_{\max} . На практике это означает, что входной сигнал спроектированного фильтра при $V_{\max} > 1$ должен быть ограничен величиной $1/V_{\max}$. Если $V \cong 1$, то отличия отношения Ш/С от усиления шума $10 \lg G$ и от параметра $10 \lg R$ фиксированы и составляют $\cong 3$ дБ и $\cong 1,8$ дБ, соответственно. Заметим, что введение V для каскадных фильтров существенно увеличивает время оценки (1) на компьютере.

Согласно (1), отношение Ш/С может быть сделано сколь угодно малым за счет увеличения длины слова B , а уменьшение отношения Ш/С на 6 дБ позволяет уменьшить значение B на 1 бит. Далее в тексте будем называть отношением Ш/С величину $\text{Ш/С} + 6B$, т.е. параметр $10 \lg R$, который не зависит от B .

Теперь проиллюстрируем зависимость отношения Ш/С от исходных параметров АЧХ при фиксированном порядке фильтра N . Зададимся следующими требованиями к АЧХ фильтра нижних частот:

$$f_{1n} = 0,04; f_{2n} = 0,08; \Delta a_{\max} = 1 \text{ дБ}; a_{0\min} = 80 \text{ дБ}. \quad (2)$$

В этом перечне параметров даны две номинальные граничные частоты, а также предельно допустимые неравномерность и минимальное ослабление, соответственно в полосе пропускания и задерживания. Частота дискретизации положена равной единице.

Для всех задаваемых далее номинальных граничных частот будем сохранять постоянным отношение

$$\text{tg}(\pi f_{2n}) / \text{tg}(\pi f_{1n}) = 2,03244 \quad (3)$$

которое справедливо для частот в (2).

На рис.1 показана область допустимых исходных параметров (ДИП) фильтра нижних частот Золотарева-Кауэра 7-го порядка удовлетворяющего требованиям (2). На рис. 1 а показана область со штриховкой, а на рис. 1 б без штриховки образующих поверхностей с началом координат в точке А. Любая точка области ДИП, включая ее границы, может быть выбрана в качестве исходной для расчета фильтра. Описание подобных областей дано в [7].

В табл. 1 представлены результаты расчетов отношения Ш/С для характерных точек А, В, ..., F области ДИП на рис. 1, причем для всех четырех обсуждаемых структур БИХ-фильтров. Недостающие координаты (Δa , f_1 , f_2) для точек В, С, ..., F соответствуют точке А. Как видим, разброс полученных значений отношения Ш/С в зависимости от структуры и исходной точки в области ДИП составляет ≈ 19 дБ. Для всех структур лучший

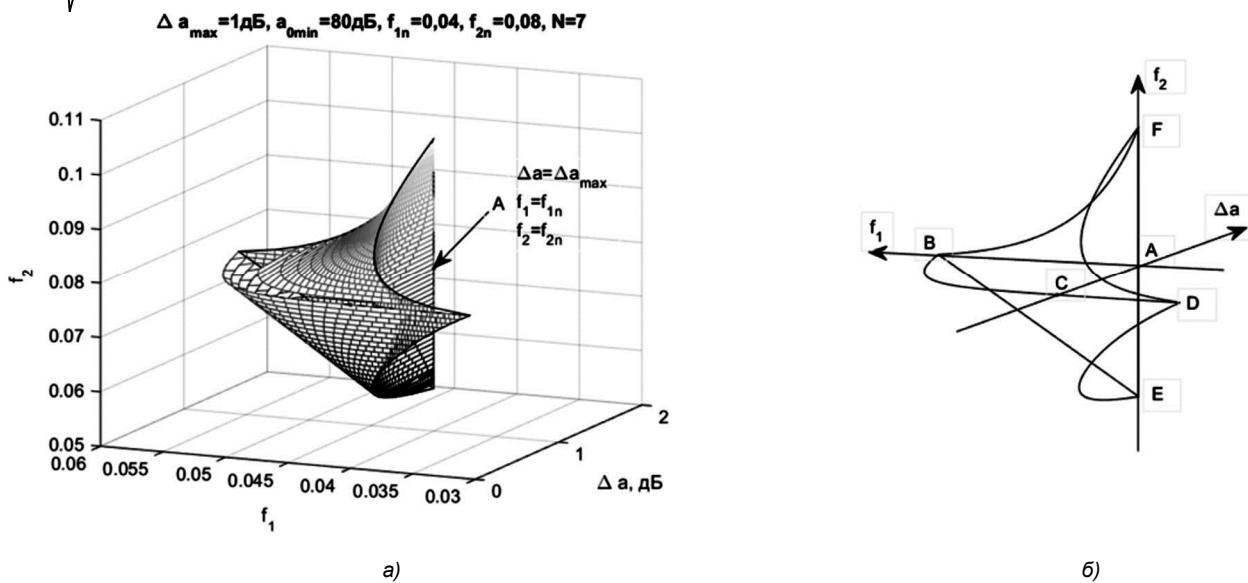


Рис. 1. Область ДИП фильтра нижних частот Золотарева-Кауэра со штриховкой (а) и без штриховки (б) образующих поверхностей

Таблица 1. Отношение Ш/С+6 В для характерных точек области ДИП при $f_{1n} = 0,04$

Точка в области ДИП	Отношение Ш/С+6В, дБ			
	КПФ	КОФ	ФПФ	ФВФ
A: $\Delta a = \Delta a_{\max}, f_1 = f_{1n}, f_2 = f_{2n}$	30,2	19,4	22,2	22,4
B: $f_1 = 0,055625$	26,0	18,0	18,2	20,7
C: $\Delta a = 0,003244$ дБ	21,9	13,0	15,5	17,7
D: $\Delta a = 4,45e-5$ дБ, $f_1 = 0,030424$	21,0	11,5	15,0	16,9
E: $f_2 = 0,057834$	30,1	19,3	22,3	23,0
F: $f_2 = 0,103844$	30,2	19,5	22,1	22,2

Таблица 2. Отношение Ш/С+6 В для характерных точек области ДИП при $f_{1n} = 0,25$

Точка в области ДИП	Отношение Ш/С+6В, дБ			
	КПФ	КОФ	ФПФ	ФВФ
A: $\Delta a = \Delta a_{\max}, f_1 = f_{1n}, f_2 = f_{2n}$	10,9	13,4	3,4	13,3
B: $f_1 = 0,302306$	11,0	13,4	3,9	14,6
C: $\Delta a = 0,003244$ дБ	5,8	8,4	0,3	9,4
D: $\Delta a = 4,45e-5$ дБ, $f_1 = 0,206639$	4,7	7,2	-0,4	8,0
E: $f_2 = 0,308259$	11,1	13,4	3,8	13,8
F: $f_2 = 0,386248$	10,9	13,5	3,2	13,1

результат соответствует точке D, но отличия значений для точек C и D (две выделенные строки в табл. 1) малы и составляют в зависимости от структуры всего 0,5-1,4 дБ. Для данных требований лучшей является структура КОФ (выделенный столбец). Точка глобального минимума отношения Ш/С находится где-то рядом с точками C и D, но врядли этот минимум сильно отличается от значений, полученных для этих точек.

В табл. 2 приведены результаты, подобные представленным в табл. 1 для тех же Δa_{\max} и $a_{0\min}$, что и в (2), но при $f_{1n} = 0,25$ и $f_{2n} = 0,354455$. Разброс отношений Ш/С в зависимости от структуры и исходной точки в области ДИП здесь составляет 15 дБ. По прежнему лучшие результаты соответствуют точкам C и D области ДИП, но наилучшей является структура ФПФ, а не КОФ как в табл. 1.

Для каскадных структур КПФ и КОФ результаты в табл. 1 и табл. 2 соответствуют применению процедуры эвристической расстановки звеньев [5], полусно-нулевое объединение в которой выполняется по известному правилу ближайших полюсов и нулей [2, 3, 5]. Независимо от порядка фильтра в процедуре генерируется

всего пять расстановок звеньев для выбора варианта с наименьшим отношением Ш/С.

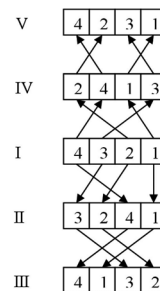


Рис. 2. Схема генерирования пяти расстановок звеньев для каскадных фильтров нижних (верхних) частот 7-го или 8-го порядка

Схема генерирования расстановок звеньев для каскадных фильтров нижних (верхних) частот 7-го или 8-го порядка, которую легко распространить на произвольный порядок N , показана на рис. 2. Варианты II-V получены из исходного варианта I с расстановкой 4 3 2 1 соответствующей добротностям полюсов $Q_4 < Q_3 < Q_2 < Q_1$ или их радиусам $r_4 < r_3 < r_2 < r_1$, что для фильтров нижних

или верхних частот эквивалентно. В [5] схема генерирования расстановок представлена также и для полосовых (режекторных) фильтров.

Иллюстрация однопараметрического алгоритм ВИП

Определим длину слова дробной части коэффициентов фильтра как $M = -\log_2 q$, где q – шаг квантования равной степени двойки.

В звеньях прямой и оптимальной формы для представления коэффициентов могут понадобиться биты целой части и бит знака. Для звеньев оптимальной формы в составе каскадного фильтра биты целой части не требуются при условии, что применен оптимальный метод полюсно-нулевой расстановки [2]. В звеньях волновой формы на базе адаптеров [4] коэффициенты всегда положительные и меньше единицы. При этом длину слова коэффициентов можно уменьшить благодаря их модифицированному представлению [3]. Напомним, что конфигурации адаптеров и значения их коэффициентов зависят от коэффициентов передаточных функции фазовых звеньев $P_i(z)$. Все эти особенности необходимо принимать во внимание на практике при окончательном выборе одной из обсуждаемых структур фильтров.

Перейдем к иллюстрации однопараметрического алгоритма ВИП, в котором вариации подлечит лишь один исходный параметр АЧХ, а именно неравномерность в полосе пропускания Δa в диапазоне от Δa_{\min} до Δa_{\max} . В области ДИП на рис. 1 б движение происходит по оси Δa от точки С к точке А для каждого значения длины слова коэффициентов $M = 1, 2, \dots$ до тех пор, пока для некоторых Δa и M не будет найдено допустимое решение с неравномерностью не более Δa_{\max} и ослаблением АЧХ не менее $a_{0\min}$. Указанный диапазон Δa содержит конечное число интервалов разной длины, каждому из которых соответствует свой вектор квантованных коэффициентов. Для соседних интервалов векторы отличаются лишь одним из коэффициентов и причем на величину q , если только при бесконечно малом приращении Δa не происходит одновременное изменение нескольких квантованных коэффициентов. В процессе поиска решения текущий шаг вариации Δa корректируется, чтобы на каждом интервале выполнялась лишь одна проверка АЧХ на допустимость. Для каскадных фильтров каждому интервалу соответствует пять расстановок звеньев и в случае получения для них допустимых решений выбирается лучший вариант по отношению Ш/С.

На рис. 3 процесс вариации исходного параметра Δa иллюстрируется для структуры ФПФ. Требования к АЧХ рассмотрены ранее и указаны в верхней части рисунка. Здесь показаны две зависимости максимальной ошибки АЧХ e_{∞} от исходной неравномерности Δa , которые соответствуют квантованным при $M = 7$ (это минимальная длина слова) и непрерывным коэффициентам ($M = \infty$) фильтров Золотарева-Кауэра. При этом $\Delta a_{\min} = 0,003244$ дБ.

Для допустимых решений на рис. 3 $e_{\infty} \leq 0$ дБ. Как видим при $M = 7$ имеет место всего три таких решения. Поскольку малым значениям Δa , как проиллюстрировано выше, соответствуют меньшие отношения Ш/С, то

после нахождения первого допустимого решения процесс поиска можно остановить. Однако, при грубом квантовании коэффициентов первое допустимое решение не всегда приводит к наименьшему отношению Ш/С, что наблюдалось для каскадных структур фильтров. Тем не менее начало поиска от $\Delta a = \Delta a_{\min}$ до Δa_{\max} , а не наоборот, позволяет косвенно минимизировать отношение Ш/С. Очевидно, что если решение получено для Δa , близкого к Δa_{\max} , то увеличив длину слова коэффициентов и повторив алгоритм ВИП, можно уменьшить отношение Ш/С.

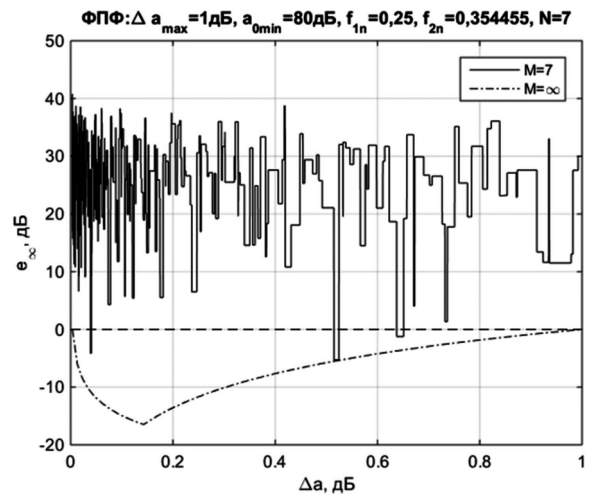


Рис. 3. Зависимости максимальной ошибки АЧХ от исходной неравномерности

Распечатка результатов синтеза для первого допустимого решения на рис. 3 представлена на рис. 4, где наряду с коэффициентами приведены исходные данные и целый ряд параметров фильтра, которые были детально пояснены в недавно опубликованной статье [3].

ДИФИД-СИНТЕЗ:		
БИХ-фильтр нижних частот 7-го порядка		
Частота дискретизации	1.000000	
Граничные частоты	0.250000, 0.354455	
Прототип Золотарева-Кауэра		
Билинейное преобразование		
Вариация исходных параметров		
Сумма двух фазовых цепей на звеньях прямой формы		
Масштабирование Linf= 1.00		
Неравномерность АЧХ, дБ	0.045 (<= 1.000)	
Ослабление АЧХ, дБ	84.139 (>= 80.000)	
Максимальная ошибка	0.621	
Коэффициент передачи	1.000	
Неравномерность ХГВЗ	10.217	
Максимум ХГВЗ	12.570	
Нелинейность ФЧХ, гр.	33.033	
Наклон ЛФЧХ	-3.838	
Усиление мощности шума, дБ	2.746 (1 бит)	
Усиление ПС шума, дБ	6.065 (2 бит)	
Максимум ОСПМ шума, дБ	11.117 (2 бит)	
Граница предельного цикла, дБ	18.940 (4 бит)	
Отношение шум/сигнал, дБ	0.985-68	
Квантованные коэффициенты с шагом=2 ⁻⁷ :		
i	a1[i]	a2[i]
1	-0.343750000000000	0.000000000000000
2	-0.492187500000000	0.265625000000000
3	-0.125000000000000	0.562500000000000
4	0.117187500000000	0.851562500000000

Рис. 4. Распечатка результатов синтеза фильтра на основе структуры ФПФ

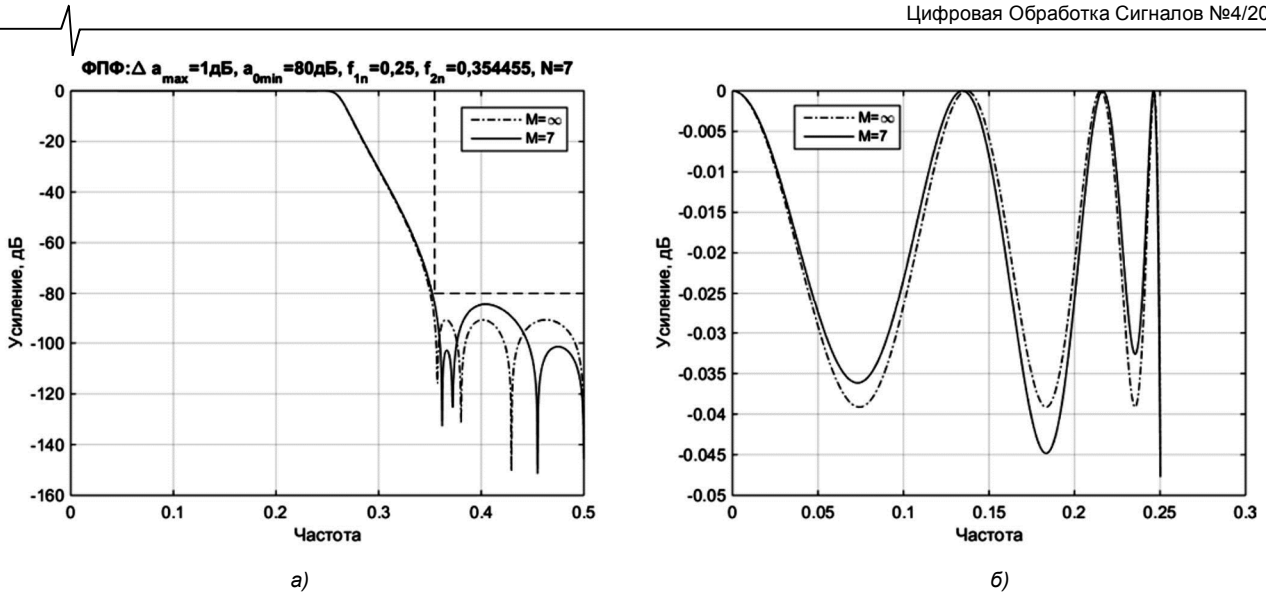


Рис. 5. АЧХ фильтров нижних частот в основной полосе (а) и в полосе пропускания (б)

На рис. 5 показаны АЧХ двух фильтров в основной полосе частот (а) и в полосе пропускания (б). Значению $M = \infty$ соответствуют непрерывные, а значению $M = 7$ – квантованные коэффициенты. Последние приведены в распечатке на рис. 4. Как видим неравномерность и ослабление АЧХ при $M = 7$ согласуются с приведенными значениями в распечатке.

Отношение Ш/С, длина слова коэффициентов и порядок фильтров

Проиллюстрируем зависимости отношения Ш/С и длины слова коэффициентов от порядка обсуждаемых фильтров. Для этого вернемся к требованиям (2), которым удовлетворяет фильтр Золотарева-Кауэра минимального порядка $N = 6$ и с ослаблением $a_0 = a_{0\max} \approx 87$ дБ. С ростом N при сохранении (2) ослабление будет расти. С другой стороны, каждому $N \geq 6$ при $a_0 = a_{0\min} = 80$ дБ соответствует свое значение Δa_{\min} , уменьшающееся с ростом N , так, например, при $N = 6$ и $N = 15$ имеем $\Delta a_{\min} \approx 0,183$ дБ и $\Delta a_{\min} \approx 2,6e-17$ дБ. По существу Δa_{\min} – вектор, значения компонентов которого зависят от N . Будем иметь это ввиду для правильного понимания зависимостей отношения Ш/С от N при $\Delta a = \Delta a_{\min}$.

Для каскадных структур КФФ и КОФ на рис. 6 а, б при $\Delta a = \Delta a_{\max}$ и $\Delta a = \Delta a_{\min}$ представлены три варианта зависимости отношения Ш/С от N , а именно для упрощенных расстановок звеньев – в порядке уменьшения (кривая 1) и увеличения (кривая 2) полюсных радиусов звеньев, а также для лучшей из пяти упомянутых выше эвристических расстановок звеньев (кривая 3).

При $\Delta a = \Delta a_{\max}$ с ростом N наблюдается увеличение отношения Ш/С, причем степень увеличения существенно меньше для эвристической расстановки звеньев в сравнении с двумя другими (≈ 10 дБ против ≈ 40 дБ при изменении N от 6 до 15 на рис. 6 а, б).

Совсем по иному обстоят дела при $\Delta a = \Delta a_{\min}$. Так с ростом N наблюдается уменьшение отношения Ш/С, правда в самом начале кривых и всего на несколько децибел, а затем – незначительное увеличение. В этом

случае кривые 1-3 очень близки, но относительное их размещение сохраняется, как и при $\Delta a = \Delta a_{\max}$.

Подъем кривых на рис. 6 а, б объясняется ростом количества источников шума и их уровней, а спад – компенсацией этого роста снижением шума от каждого источника.

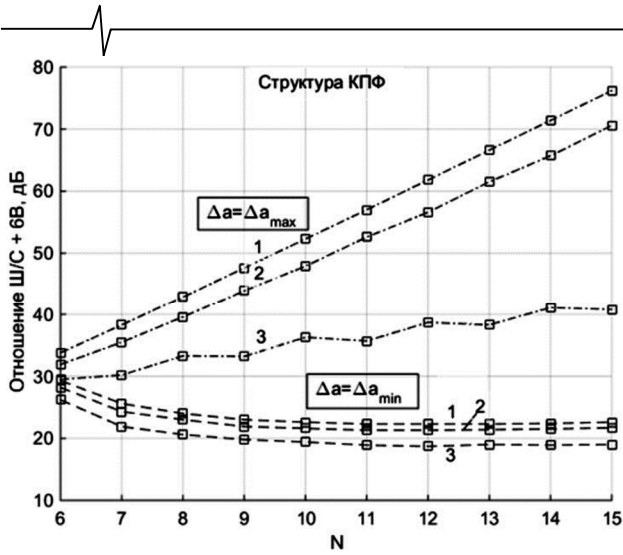
Как показывают дополнительные расчеты для ряда других граничных частот, степень различия кривых 1-3 примерно сохраняется, причем как при $\Delta a = \Delta a_{\max}$, так и при $\Delta a = \Delta a_{\min}$.

Для удобства сравнения на рис. 6 в, г даны зависимости отношения Ш/С от N для всех четырех структур при $\Delta a = \Delta a_{\max}$ и $\Delta a = \Delta a_{\min}$. Для каскадных структур эти зависимости перенесены с рис. 6 а, б и соответствуют кривым 3. Наилучший результат дает структура КОФ, а наихудший – структура КФФ.

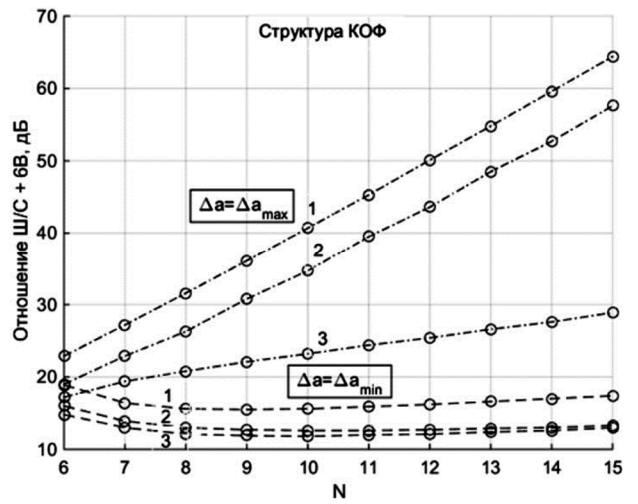
Зависимости отношения Ш/С от N для квантованных коэффициентов показаны на рис. 7 а. Как видим диапазон изменения отношения Ш/С составляет ≈ 17 дБ. Здесь каждому значению N соответствует определенная длина слова коэффициентов, полученная однопараметрическим алгоритмом ВИП. Для каскадных фильтров в этот алгоритм, как было отмечено выше, встроена процедура эвристической расстановки звеньев. Заметим, что в ряде случаев использование этой процедуры вместо двух упрощенных расстановок позволяет найти решения с меньшей (на 1-2 бита) длиной слова коэффициентов.

Зависимости длины слова коэффициентов от N показаны на рис. 7 б. Как видим, длина слова принимает значения от 3 до 10 бит. Для структуры ФВФ даны две кривые, соответствующие обычному (обозначение ФВФ-1) и упомянутому выше модифицированному (обозначение ФВФ-2) представлению квантованных коэффициентов. Наибольшее снижение длины слова коэффициентов за счет увеличения N характерно каскадным структурам.

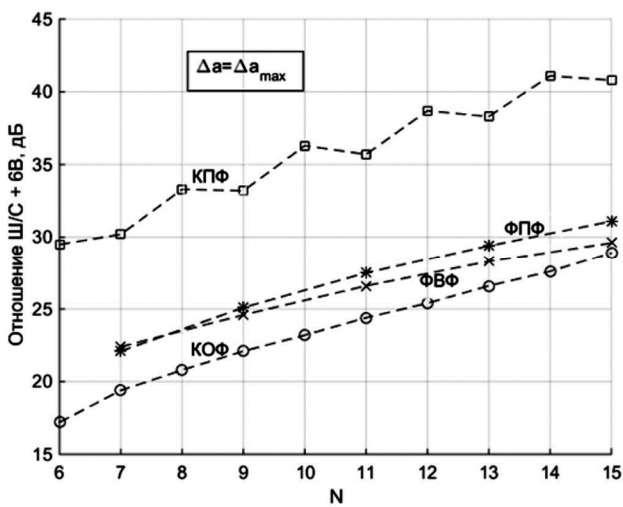
Согласно рис. 7 наилучшие результаты для всех значений N свойственны наиболее сложной структуре КОФ. Сильная нерегулярность некоторых кривых на рис. 7 обусловлена главным образом субоптимальностью однопараметрического алгоритма ВИП отмеченной в [3].



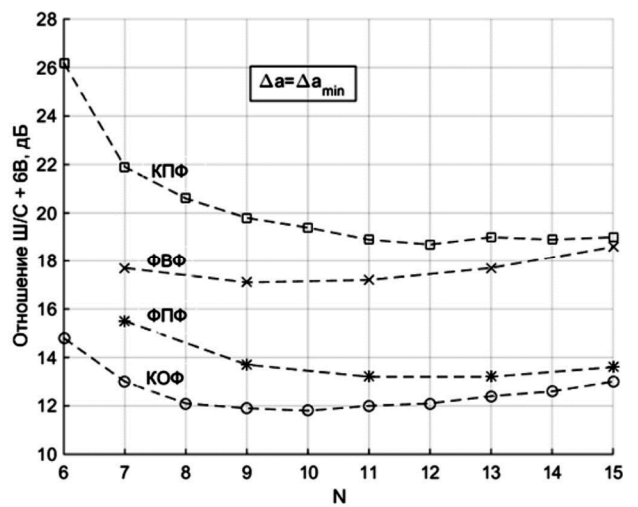
а)



б)

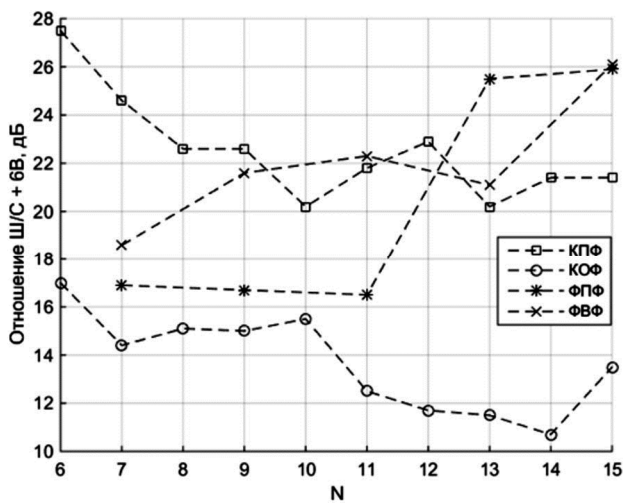


в)

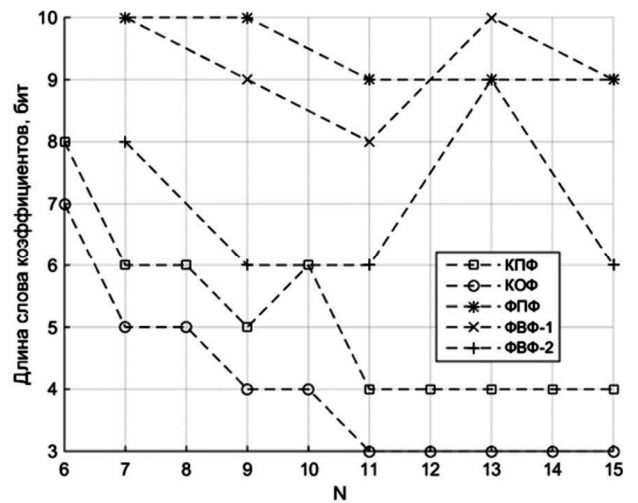


г)

Рис. 6. Зависимости отношения Ш/С от порядка фильтра для структур КПФ (а), КОФ (б), КПФ, КОФ, ФПФ, ФВФ (в, г) при требованиях (2)



а)



б)

Рис. 7. Зависимости отношения Ш/С для квантованных коэффициентах (а) и длины слова коэффициентов (б) от порядка фильтров при требованиях (2)

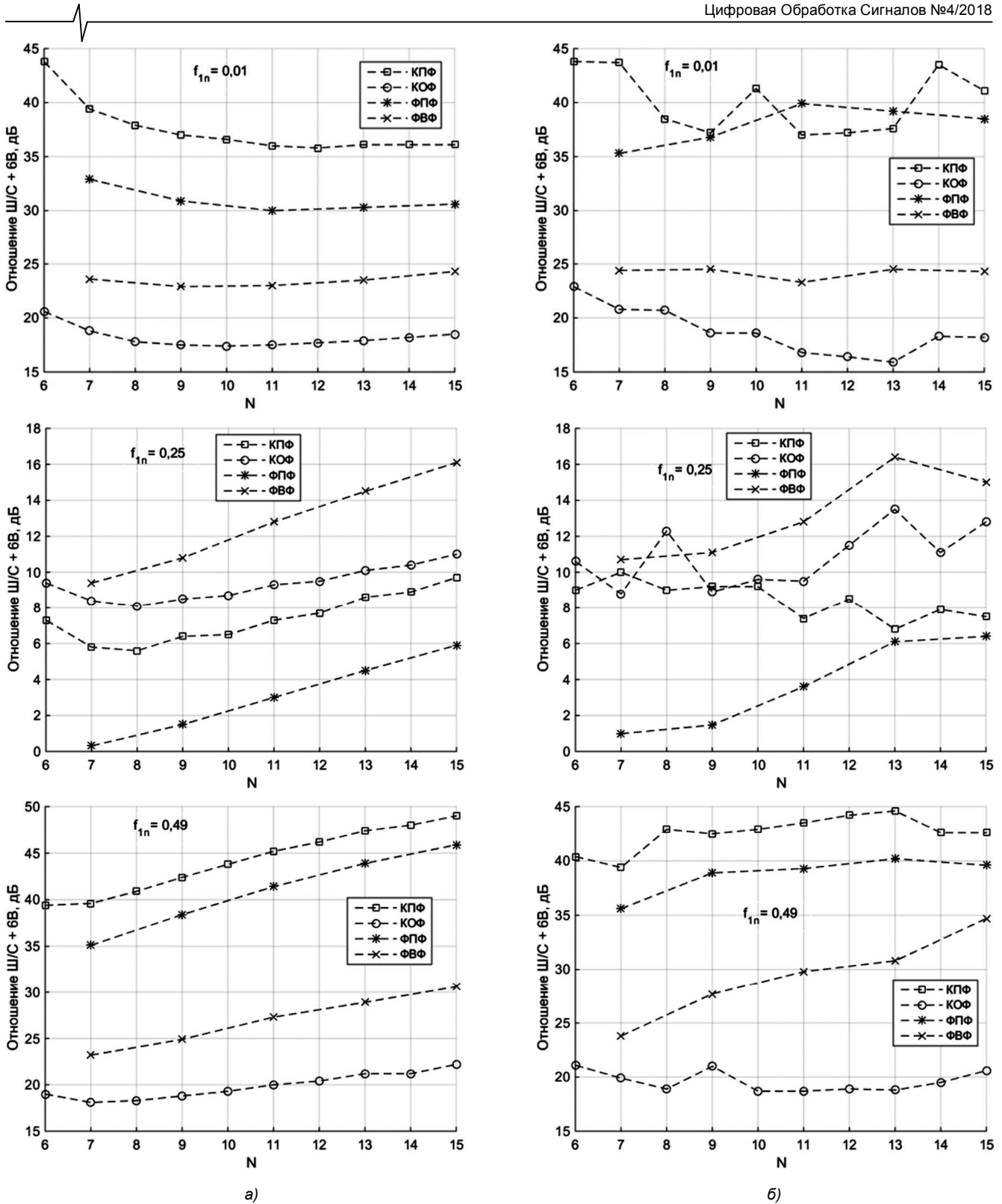


Рис. 8. Зависимости отношения Ш/С от порядка фильтров для трех значений граничной частоты f_{1n} при непрерывных (а) и квантованных коэффициентах (б)

Дополнительные исследования

В начале выполним сравнение рассматриваемых зависимостей для трех граничных частот $f_{1n} = 0,01, 0,25$ и $0,49$ при условии (3). Как и в (2) значения $\Delta a_{\max} = 1$ дБ, $a_{0\min} = 80$ дБ. Результаты представлены на рис. 8 и рис. 9.

На рис. 8 показаны зависимости отношения Ш/С от N для непрерывных и квантованных коэффициентов, а на

рис. 9 – соответствующие зависимости длины слова коэффициентов от N . Кривые на рис. 8 можно сопоставить с приведенными на рис. 6 г и рис. 7 а, а кривые на рис. 9 – с приведенными на рис. 7 б.

При $f_{1n} = 0,01$ и $f_{1n} = 0,49$ наилучшие результаты по двум обсуждаемым параметрам свойственны структуре КОФ для всех значений $N = 6, \dots, 15$. При $f_{1n} = 0,25$ преимущественно по отношению Ш/С обладают структуры на основе фазовых цепей и в большей степени – структура

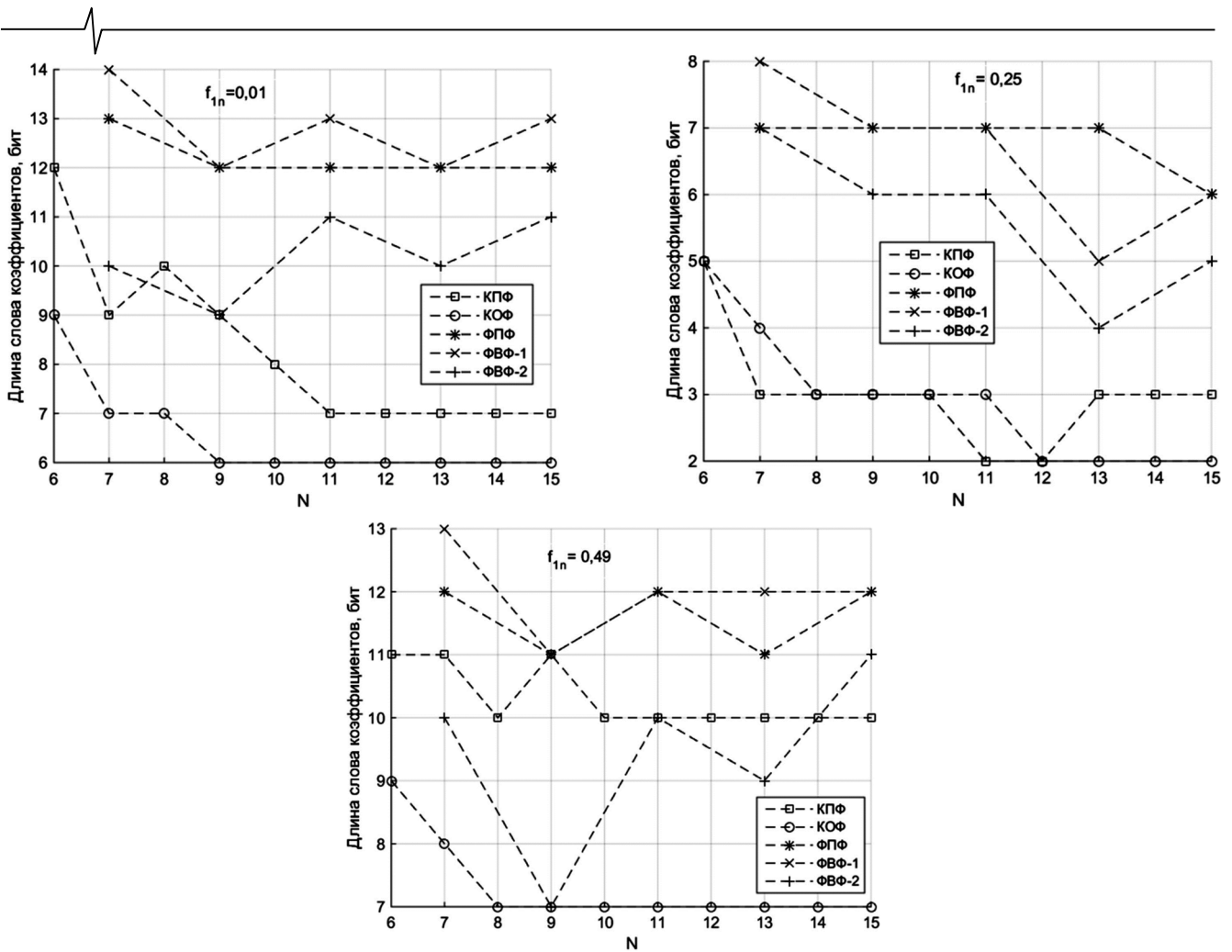


Рис. 9. Зависимости длины слова коэффициентов от порядка фильтров для трех значений граничной частоты f_{1n}

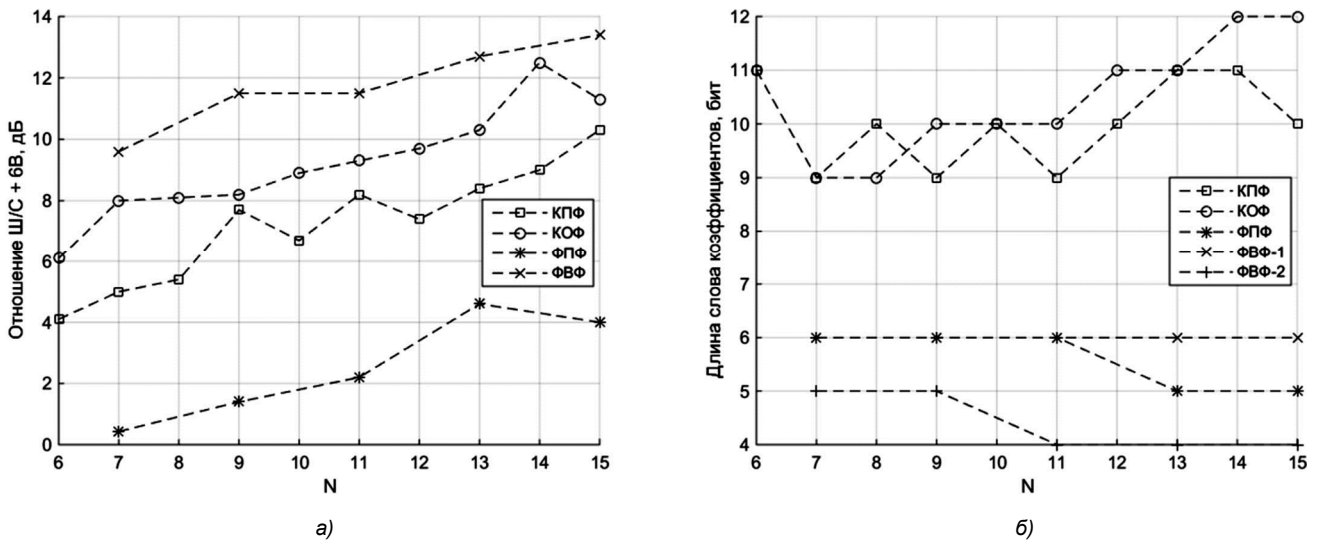


Рис.10. Зависимости отношения Ш/С для квантованных коэффициентах (а) и длины слова коэффициентов (б) от порядка фильтров при требованиях (4)

ФВФ, а по длине слова коэффициентов – каскадные структуры. Для каскадных структур при $f_{1n} = 0,49$ и для структур на основе фазовых цепей при всех трех значениях f_{1n} нет смысла увеличивать порядок фильтров более чем на 2.

Выполним теперь сравнение структур для очень малой неравномерности АЧХ при $f_{1n} = 0,25, f_{2n} = 0,354455,$

$$\Delta a_{\max} = 1 \cdot e^{-4} \text{ дБ}, a_{0\min} = 40 \text{ дБ}. \quad (4)$$

Такие малые значения Δa_{\max} как в (4) и даже много меньшие имеют место, например, в двухполосных банках БИХ-фильтров без наложений и амплитудных искажений [8]. Граничные частоты f_{1n} и f_{2n} удовлетворяют условию (3), а ослабление $a_{0\min}$ подобрано так, чтобы точное (нецелочисленное) значение минимального порядка фильтра Золотарева-Каузера примерно соответствовало требованиям (2).

Для четырех обсуждаемых структур фильтров на рис. 10 представлены результаты исследований. На рис. 10 а показаны зависимости отношения Ш/С от N для квантованных коэффициентов, а на рис. 10 б – зависимости длины слова коэффициентов от N . Кривые на рис. 10 а и рис. 10 б можно соответственно сопоставить с приведенными на рис. 8 б и рис. 9.

Относительное расположение кривых на рис. 10 а и рис. 8 б ($f_{in} = 0,25$) примерно сохраняется; по-прежнему структура ФПФ обладает минимальным отношением Ш/С для всех $N = 6, \dots, 15$. В тоже время относительное расположение кривых на рис. 10 б и рис. 9 ($f_{in} = 0,25$) сильно отличается. Согласно рис. 10 б, преимуществом по длине слова коэффициентов обладают структуры на основе фазовых цепей, а не каскадные структуры как на рис. 9.

Детальное сопоставление двух решений

Сопоставим два решения, полученных для структуры КОФ при $N = 6$ и $N = 11$. Звено второго порядка для этой структуры содержит 9 умножителей (т.к. имеем 4 коэффициента в матрице **A**, по 2 – в матрицах **B** и **C** и 1 коэффициент d) и 6 двухходовых сумматоров. Звено первого порядка содержит 4 умножителя (три коэффициента вместо матриц и коэффициенты d) и 2 сумматора.

В первом случае имеем три звена второго порядка, количество умножителей – $9 \times 3 = 27$ и сумматоров – $6 \times 3 = 18$. Во втором – одно звено первого порядка и 5 – второго, поэтому количество умножителей равно $9 \times 5 + 4 = 49$, а сумматоров – $9 \times 6 + 2 = 56$, что на мно-

го больше чем в первом случае, т.е. структура при $N = 6$ много проще чем при $N = 11$.

Теперь оценим сложность структур КОФ с учетом найденных квантованных коэффициентов. Из рассмотрения кривой для КОФ на рис. 7 а следует, что если длина слова переменных при $N = 6$ равна B бит, то при $N = 11$ она может быть равна $B - 1$ бит, из-за меньшего на ≈ 5 дБ отношения Ш/С. Согласно рис. 7 б при $N = 6$ длина слова коэффициентов с учетом знака равна $M + 1 = 7 + 1 = 8$, а при $N = 11$ – равна $M + 1 = 3 + 1 = 4$, что сильно упрощает параллельные умножители и сумматоры.

В табл. 3 и 4 представлены квантованные коэффициенты и даны оценки сложности структуры КОФ при $N = 6$ и $N = 11$ для реализаций на умножителях и с заменой их на сумматоры и элементы сдвига. В этих таблицах k^x – количество нетривиальных умножителей, а k^+ – количество структурных сумматоров в звене. Тривиальный умножитель – умножитель на коэффициент равный степени двойки.

Для первой реализации общее количество нетривиальных умножителей и структурных сумматоров при $N = 6$ равно 23 и 18, соответственно, а при $N = 11$ эти значения равны 18 и 21. Для второй реализации общее количество сумматоров (структурные + сумматоры, заменяющие все умножители) равно 44 и 38, соответственно при $N = 6$ и $N = 11$.

Таким образом, с учетом длин слов, указанных в фигурных скобках в табл. 3 и 4, обе реализации при $N = 11$ оказываются проще, чем при $N = 6$, хотя содержат большее число регистров (элементов задержки).

Таблица 3. Коэффициенты структуры КОФ при $N = 6$ и количество элементов в ее реализации

Звено	A		B	C ^t	d	k ^x	k ⁺
1	0,9375	0,1953125	1/128	0,9765625	0,0390625	8	6
	0,171875	0,9375	0,09375	0,0703125			
2	0,9296875	0,1171875	1/128	0,9609375	1/128	7	
	-0,0390625	0,9296875	0,15625	0,0546875			
3	0,953125	0,234375	1/64	0,953125	0,203125	8	
	-0,2578125	0,953125	0,1796875	0,1015625			

Количество элементов: нетривиальные умножители { $\leq 8\text{бит} \times B$ бит}: 23
 структурные сумматоры { $\leq B+7$ бит}: 18
 сумматоры { $\leq B+7$ бит}, заменяющие умножители: 26
 общее число сумматоров { $\leq B+7$ бит}: 44
 регистры { B бит}: 6

Таблица 4. Коэффициенты структуры КОФ при $N = 11$ и количество элементов в ее реализации

Звено	A		B	C ^t	d	k ^x	k ⁺
1	0,75	0	1/4	0,875	1/8	2	2
	0	0	0	0			
2	0,875	1/4	0	1	1/2	3	4
	-0,375	0,875	1/4	0			
3	0,75	0,375	0	0,875	1/8	4	5
	-1/8	0,75	1/4	1/8			
4	0,875	1/4	0	1	1/8	2	4
	-1/4	0,875	1/4	0			
5	0,75	1/4	0	0,75	0	3	2
	0	0,75	1/4	0			
6	0,875	1/4	0	0,75	1/2	4	4
	-0,375	0,875	1/2	0			

Количество элементов: нетривиальные умножители { $\leq 4\text{бит} \times (B-1)$ бит}: 18
 структурные сумматоры { $\leq B-1+3$ бит}: 21
 сумматоры { $\leq B-1+3$ бит}, заменяющие умножители: 17
 общее число сумматоров { $\leq B-1+3$ бит}: 38
 регистры { $B-1$ бит}: 11

Заключение

Рассмотрены четыре структуры БИХ-фильтров низких частот с фиксированной точкой: две каскадные структуры на звеньях прямой и оптимальной формы и две – на основе фазовых цепей на звеньях прямой и волновой формы. Для минимизации длины слова коэффициентов всех фильтров использован однопараметрический алгоритм вариации исходных параметров. Для каскадных фильтров отношение Ш/С минимизировано с помощью встроенной в этот алгоритм процедуры эвристической расстановки звеньев. Представлены зависимости двух параметров - выходного отношения Ш/С и длины слова коэффициентов от порядка фильтров для ряда требований к АЧХ. Анализ этих зависимостей позволяет отметить следующее.

Преднамеренно увеличивая порядок фильтров, можно существенно (иногда более чем в 2 раза) уменьшить длину слова коэффициентов и практически не ухудшить или даже несколько улучшить отношение Ш/С.

Для каскадных структур с граничными частотами вблизи 0,5 и для структур на основе фазовых цепей с граничными частотами во всей основной полосе нет смысла увеличивать порядок фильтров более чем на 2.

Для граничных частот вблизи 0 или 0,5 наилучшие результаты по двум анализируемым параметрам свойственны каскадной структуре на звеньях оптимальной формы.

Для граничных частот в окрестности 0,25 преимуществом по отношению Ш/С обладают структуры на звеньях прямой формы и в большей степени – структура на основе фазовых цепей, а по длине слова коэффициен-

тов – каскадные структуры. Преимущество каскадных структур утрачивается с требованием очень малой неравномерности АЧХ в полосе пропускания.

Литература

1. Renfors M., Zigouris E. Signal processor implementation of digital all-pass filters. // IEEE Trans. 1988. ASSP-36. No. 5. – P. 714-729.
2. Dehner G.F. Noise optimized IIR digital filter design – tutorial and some new aspects. // Signal Processing. 2003. Vol. 83. No. 8. – P. 1565-1582.
3. Мингазин А. Альтернативы синтеза БИХ-фильтров. // Компоненты и технологии. 2017. № 6. – С. 106-116.
4. Gazsi L. Explicit formulas for lattice wave digital filters. // IEEE Trans. 1985. CAS-32. No. 1. – P. 68-88.
5. Мингазин А.Т., Зорич А.А. Минимизация шума округления каскадных рекурсивных цифровых фильтров. // Электронная техника. 1992. Сер. 10. № 1, 2. – С. 37-43.
6. Мингазин А.Т. Шум, длина слова коэффициентов и порядок БИХ-фильтров. // 20-я Международная конференция. «Цифровая обработка сигналов и ее применение». (DSPA-2018) – М.: Т. 1. – С. 208-213.
7. Мингазин А., Гордиенко С., Гуреев А. Проектирование БИХ-фильтров: область допустимых исходных параметров фильтров Золотарева-Кауэра. // Компоненты и технологии. 2016. № 10. – С. 122-126.
8. Вайдыанатхан П.П. Цифровые фильтры, блоки фильтров и полифазные цепи с многочастотной дискретизацией: методический обзор. // ТИИЭР. 1990. Т. 78. №3. – С. 77-120.

Уважаемые коллеги!

Приглашаем Вас принять участие в формировании тематических выпусков журнала «Цифровая обработка сигналов» и размещении 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 – 700 экз. Распространяется по подписке через агентство «Роспечать» в России (индекс 82185), СНГ и странах Балтии (индекс 20630), а также на Конференции: «Цифровая обработка сигналов и ее применение – DSPA’».

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. По предварительным итогам за 2016 год по рейтингу Science Index базы РИНЦ (3,394) журнал «Цифровая обработка сигналов» занимает 344-ю позицию из почти 3000 представленных изданий. Импакт-фактор журнала за 5-летний период цитируемости составил 0,535!

Планируемые сроки издания отдельных номеров журнала:

№ 1 март 2019 г. Тематический выпуск: «ЦОС в инфокоммуникационных системах».

№ 2 июнь 2019 г. Тематический выпуск по материалам 21-й Международной научно-технической конференции «Цифровая обработка сигналов и ее применение-DSPA».

№ 3 сентябрь 2019 г. Тематический выпуск: «Цифровая обработка изображений».

№ 4 декабрь 2019 г. Тематический выпуск: «ЦОС в радиотехнике и системах телекоммуникаций».

Ориентировочная стоимость рекламных услуг:

4-я (внешняя) страница цветной обложки – 25 тысяч рублей.

2-я и 3-я (внутренние) страницы цветной обложки – 15 тысяч рублей.

1/2 цветной внутренней полосы – 8 тысяч рублей.

Ждем Ваших предложений.

С наилучшими пожеланиями, зам. главного редактора
д.т.н., профессор Витязев Владимир Викторович, телефон 8-903-834-81-81.
Предложения прошу направлять по адресу: E-mail: vityazev.v.v@rsreu.ru или info@dspa.ru

УДК 621.391

НЕЛИНЕЙНЫЕ ИСКАЖЕНИЯ СИГНАЛОВ С АМПЛИТУДНОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ ПРИ КВАНТОВАНИИ

Брюханов Ю.А., д.т.н., зав. кафедрой Ярославского государственного университета им. П.Г. Демидова, e-mail: bruhanov@uniyar.ac.ru;

Лукашевич Ю.А., вед. электроник Ярославского государственного университета им. П.Г. Демидова, e-mail: dcslab@uniyar.ac.ru.

NONLINEAR DISTORTION SIGNALS WITH AMPLITUDE MODULATION IN QUANTIZATION

Bryukhanov Yu.A., Lukashovich Yu.A.

The effects of quantization of signals with harmonic amplitude modulation on the nonlinear distortion of modulating signals for an arbitrary number of digits in the numbers representation and approximation for different methods of coding are investigated.

Fractional arithmetic in direct or complementary codes with truncation or rounding were assumed for numbers' representation.

The quantized modulated signal is demodulated and then its nonlinear distortion factor is computed based on the calculated spectrum of the demodulated signal.

The dependences of the modulated signal distortion factor on the number of digits, the method of coding and approximation of numbers, as well as on the value of the amplitude modulation coefficient are established.

Key words: amplitude modulation, quantization, spectral analysis, nonlinear distortion, coding, direct and complementary codes, demodulation, truncation, rounding.

Ключевые слова: амплитудная модуляция, квантование, спектральный анализ, нелинейные искажения, кодирование, прямой и дополнительный коды, демодуляция, усечение, округление.

Введение

Магистральным направлением развития техники радиоприема является постепенный переход от традиционных схем построения, когда функции физического уровня (фильтрация, преобразование спектра, демодуляция, усиление сигналов и т.д.) выполняется аппаратными методами, к программно-управляемому (Software Controlled Radio – SCR) и далее – к программно-конфигурируемому (Software Defi-ned Radio – SDR), адаптивному (Adaptive Radio – AR) и когнитивному (Cognitive Radio – CR) радио [1]. Связующим звеном между аппаратной и программной частями радиоприемного устройства (РПУ) является аналогово-цифровой преобразователь (АЦП), в котором осуществляется дискретизация принимаемого сигнала по времени и квантование по уровню.

Вследствие ступенчатого вида характеристики квантователя [2] преобразуемые сигналы претерпевают нелинейные искажения, называемые эффектами квантования, ухудшающие технические характеристики РПУ такие, как коэффициент нелинейных искажений, избирательность по соседнему каналу, блокирование, интермодуляция [3]. Искажения наиболее сильно проявляются при использовании для представления чисел арифметики с фиксированной запятой.

Искажения гармонических сигналов при квантовании исследованы в работах [4-6]. Влияние квантования на

Исследовано влияние квантования сигналов с гармонической амплитудной модуляцией на нелинейные искажения модулирующих сигналов при произвольном числе разрядов, для разных способов кодирования и аппроксимации чисел.

Полагали, что для представления чисел используется дробная арифметика в прямом или дополнительном кодах с усечением или округлением, при разных значениях числа разрядов.

Квантованный модулированный сигнал демодулируется, рассчитываются спектр и коэффициент нелинейных искажений выходного сигнала демодулятора.

Установлены зависимости искажений модулирующего сигнала от числа разрядов, способов представления чисел и коэффициента амплитудной модуляции.

искажения модулированных сигналов ранее не рассматривалось.

Известны две математические модели процесса квантования. Наиболее широкое распространение получила линейная статистическая модель, согласно которой характеристика квантователя считается линейной, а процесс квантования представляется как наложение на входной сигнал квантователя шума квантования, имеющего среднее значение и дисперсию, определяемые шагом квантования, а также способами кодирования и аппроксимации чисел [7]. При этом вклад ошибки квантования измеряется в виде отношения мощности сигнала к дисперсии шума квантования (отношения сигнал/шум). Однако эта модель применима только при выполнении следующих условий: во-первых, последовательность значений ошибки является последовательностью выборок стационарного случайного процесса, во-вторых, последовательность значений ошибки не коррелирована с последовательностью точных значений сигнала, в-третьих, ошибки не коррелированы между

собой (представляют собой белый шум) и, в-четвёртых, распределение вероятности ошибки равномерно во всем диапазоне ошибок квантования.

Вышеуказанные предположения до некоторой степени произвольны. Приведем примеры, когда они неверны: например, если на вход квантователя поступает постоянный сигнал или гармонический, дискретизированный с частотой, рационально кратной частоте синусоиды. В первом случае все ошибки одинаковы и равны, а во втором они образуют периодическую последовательность.

На практике линейная статистическая модель применима, если число уровней квантования и связанное с ним число разрядов R в представлении чисел достаточно велики. Важно отметить, что линейная статистическая модель процесса квантования не позволяет рассчитать нелинейные искажения сигналов при квантовании.

От этих недостатков свободна более сложная нелинейная модель квантования. Она позволяет рассчитывать и процессы при произвольном числе уровней квантования, и возникающие при этом нелинейные искажения. Эта модель использована, в частности, в работах [3-6] для расчета нелинейных искажений гармонических сигналов.

Цель данной работы – исследование влияния квантования сигналов с гармонической амплитудной модуляцией на нелинейные искажения модулирующих сигналов при произвольном числе разрядов R , для разных способов кодирования и аппроксимации чисел.

Анализ нелинейных искажений сигналов с гармонической амплитудной модуляцией

На рис. 1 представлена структурная схема решения задачи. Модулированный сигнал $x(n)$ поступает на вход квантователя. В демодуляторе квантованный модулированный сигнал $y(n)$ преобразуется в модулирующий сигнал $Y(n)$. Перед расчетом коэффициента нелинейных искажений K в анализаторе спектра определяется спектральный состав $Y(k)$ сигнала $Y(n)$.

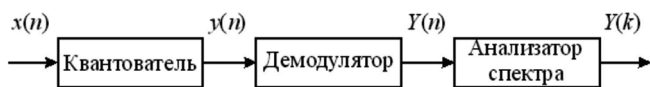


Рис. 1. Структурная схема решения поставленной задачи анализа

В табл. 1 представлены характеристики квантователей. Здесь $q = 2^{-R}$ – шаг квантования, $[\]$ – целая часть числа.

Спектральные характеристики $Y(k)$ демодулированного сигнала $Y(n)$ определяем с помощью дискретного преобразования Фурье (ДПФ). При этом для целых нормированных периодов T модулирующего сигнала, где $T = T_M / T_D$, T_M – период модулирующего сигнала, T_D – период дискретизации модулированного сигнала $x(n)$, используем классическую формулу [7]

$$Y(k) = \frac{1}{T} \sum_{n=0}^{T-1} Y(n) \exp\left(-j \frac{2\pi}{T} kn\right). \quad (1)$$

Коэффициент нелинейных искажений [8], с учетом свойства симметрии ДПФ, выражаем зависимостью

$$K = \frac{\sqrt{\sum_{k=2}^{T/2} |Z(k)|^2}}{|Z(1)|} \times 100\%, \quad (2)$$

где

$$|Z(k)| = \begin{cases} |Y(k)| & \text{при } k \in \{0; T/2\}, \\ 2|Y(k)| & \text{при } k \in (0; T/2). \end{cases} \quad (3)$$

При нецелом числе отношения $T = P / N$, где P и N – простые числа, согласно методике [9, 10] имеем

$$Y(k) = \frac{1}{P} \sum_{n=0}^{P-1} Y(n) \exp\left(-j \frac{2\pi}{T} kn\right),$$

а расчет коэффициента K осуществляем по формулам (2) и (3) с заменой T на P .

Сигнал с гармонической амплитудной модуляцией на входе квантователя выражаем функцией

$$x(n) = A(n) \cos \omega_0 n,$$

где $A(n) = A(1 + M \cos \Omega n)$ – огибающая, A – амплитуда несущего колебания, $M = \Delta A / A$ – коэффициент амплитудной модуляции, $\Omega = 2\pi / T$, $\omega_0 = 2\pi / T_0$, $T_0 = T_H / T_D$ – нормированный период несущего колебания, T_H – период несущего колебания. На выходе квантователя имеем сигнал $y(n) = f(x(n))$, где $f(\varphi)$ – характеристика квантователя.

Для выделения модулирующего сигнала используем синхронный квадратурный амплитудный детектор [11], структурная схема которого приведена на рис. 2. В отсутствие квантователя, т.е. при $y(n) = x(n)$, на выходе первого сумматора имеем огибающую $A(n)$, а на выходе второго сумматора – демодулированный модулирующий сигнал $Y(n) = \Delta A \cos \Omega n$.

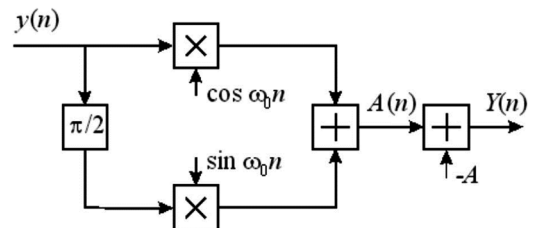


Рис. 2. Структурная схема квадратурного амплитудного детектора

Выполнены расчеты спектральных характеристик $Y(k)$ и коэффициента нелинейных искажений K модулирующего сигнала $Y(n)$ при квантовании сигнала с амплитудной модуляцией. Полагали, что амплитуда несущего колебания $A = 0,5$, приведенные частоты несущего колебания $\omega_0 = 0,6\pi$ и модулирующего сигнала $\Omega = 0,06\pi$. Заметим, что выбор величины $A = 0,5$ соответствует максимальному значению амплитуды несущего колебания при $M = 1$, когда отсутствует переполнение разрядной сетки. Для представления чисел используется дробная арифметика в прямом или дополнительном кодах с усечением или округлением, при разных значениях числа разрядов R и коэффициента M .

Таблица 1. Способы представления чисел и вид характеристик квантователя

Представление чисел		Характеристика квантователя $f(\varphi)$	
Код	Аппроксимация	Аналитическое выражение	График
Прямой	Усечение	$f(\varphi) = \begin{cases} q \left\lfloor \frac{\varphi}{q} \right\rfloor & \text{при } \varphi \leq 1 - q \\ (1 - q) \text{sign } \varphi & \text{при } \varphi > 1 - q \end{cases}$	
Прямой	Округление	$f(\varphi) = \begin{cases} q \left\lfloor \frac{\varphi + \text{sign } \varphi}{q} \right\rfloor & \text{при } \varphi \leq 1 - \frac{3q}{2} \\ (1 - q) \text{sign } \varphi & \text{при } \varphi > 1 - \frac{3q}{2} \end{cases}$	
Дополнительный	Усечение	$f(\varphi) = \begin{cases} q \left\lfloor \frac{\varphi + 1}{q} \right\rfloor - 1 & \text{при } -1 + q \leq \varphi < 1 - q \\ 1 - q & \text{при } \varphi \geq 1 - q \\ -1 & \text{при } \varphi < -1 + q \end{cases}$	
Дополнительный	Округление	$f(\varphi) = \begin{cases} q \left\lfloor \frac{\varphi + 1 + \frac{1}{2}}{q} \right\rfloor - 1 & \text{при } -1 + \frac{q}{2} \leq \varphi < 1 - q - \frac{q}{2} \\ 1 - q & \text{при } \varphi \geq 1 - q - \frac{q}{2} \\ -1 & \text{при } \varphi < -1 + \frac{q}{2} \end{cases}$	

Таблица 2.

Число разрядов	Коэффициент нелинейных искажений, %		
	Прямой код		Дополнительный код с усечением
	с усечением	с округлением	
2	35,6	18,2	44,2
4	8,86	5,06	10,3
6	2,38	1,15	2,41
8	0,58	0,32	0,67

Результаты расчетов коэффициента нелинейных искажений K для коэффициента амплитудной модуляции $M = 1$ представлены в табл. 2, а на рис. 3 приведены графики зависимости коэффициента K от числа разрядов R . На рис. 3 и ниже кривая 1 соответствует прямому коду с усечением, кривая 2 – прямому коду с округлением, кривая 3 – дополнительному коду с усечением.

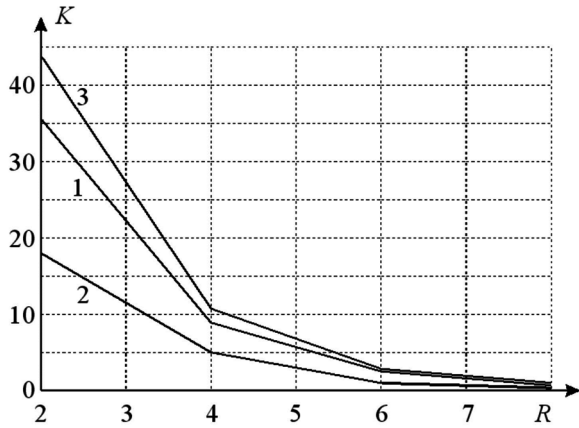


Рис. 3. Влияние эффектов квантования на нелинейные искажения модулирующего сигнала для коэффициента амплитудной модуляции $M = 1$

В табл. 3 и на рис. 4 представлены результаты расчетов коэффициента нелинейных искажений для коэффициента амплитудной модуляции $M = 0,5$.

Таблица 3.

Число разрядов	Коэффициент нелинейных искажений, %		
	Прямой код		Дополнит. код с усечением
	с усечением	с округлением	
2	85,1	35,8	89,9
4	19,0	9,45	20,7
6	5,15	2,09	5,22
8	1,11	0,61	1,26

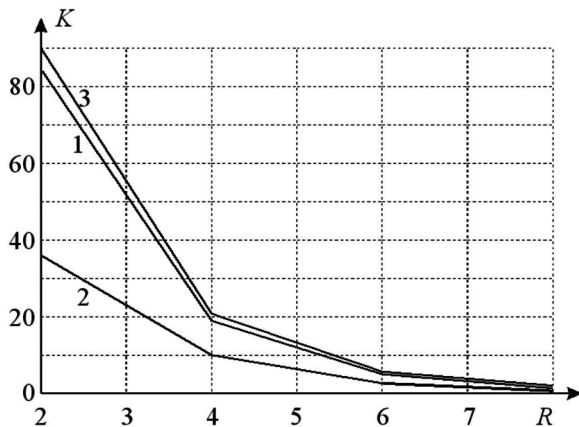


Рис. 4. Влияние эффектов квантования на нелинейные искажения модулирующего сигнала для коэффициента модуляции $M = 0,5$

Результаты расчетов коэффициента нелинейных искажений K для коэффициента модуляции $M = 0,3$ представлены в табл. 4, а на рис. 5 приведены графики зависимости коэффициента K от числа разрядов R .

Таблица 4.

Число разрядов	Коэффициент нелинейных искажений, %		
	Прямой код		Дополнит. код с усечением
	с усечением	с округлением	
2	109,8	70,4	121,4
4	31,0	16,5	33,7
6	7,56	4,32	8,63
8	2,01	1,16	2,14

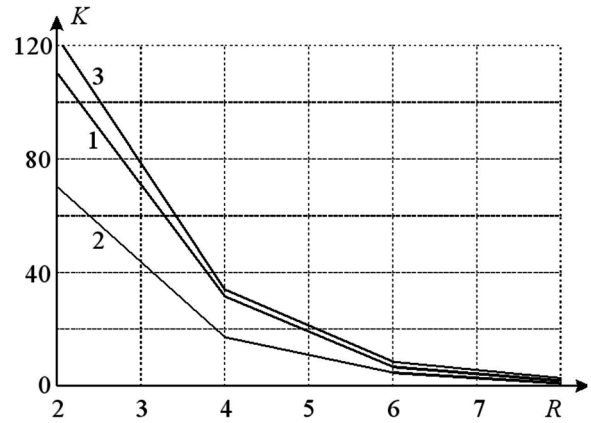


Рис. 5. Влияние эффектов квантования на нелинейные искажения модулирующего сигнала для коэффициента модуляции $M = 0,3$

Заключение

Представленные результаты исследований позволяют сделать следующие выводы.

С увеличением числа разрядов R от 2 до 8 коэффициент нелинейных искажений K уменьшается:

– при коэффициенте $M = 1$ от 36,1 до 0,58 % (прямой код с усечением), от 26,2 до 0,33% (прямой код с округлением), от 44,2 до 0,67 % (дополнительный код с усечением);

– при коэффициенте $M = 0,5$ от 85,1 до 1,11 % (прямой код с усечением), от 35,7 до 0,61 % (прямой код с округлением), от 89,9 до 1,26 % (дополнительный код с усечением).

Увеличение нелинейных искажений при использовании дополнительного кода с усечением по сравнению с прямым кодом обусловлено асимметрией характеристики квантователя при использовании дополнительного кода с усечением.

С увеличением числа разрядов R влияние его на величину коэффициента K уменьшается. При представлении чисел в дополнительном коде с округлением нелинейные искажения модулирующего сигнала незначительно отличаются от таковых, когда используется прямой код с округлением.

Увеличение искажений с уменьшением коэффициента M обусловлено уменьшением числа действующих разрядов R (уровней квантования) в представлении чисел.

Результаты работы могут использоваться при проектировании систем передачи сообщений с цифровой обработкой сигналов.

Литература

1. Галкин В.А. Основы программно-конфигурируемого радио. М.: Горячая линия-Телеком. 2013.
2. Аналого-цифровое преобразование: под ред. У. Кестера. М.: Техносфера. 2007.
3. Брюханов Ю.А., Лукашевич Ю.А. Влияние аналого-цифрового преобразования сигналов на нелинейные явления в радиоприемных устройствах, Радиотехника, 2017, № 2. С 31-36.
4. Брюханов Ю.А., Лукашевич Ю.А. Нелинейные искажения гармонических сигналов при квантовании // Радиотехника. 2009, № 10. С. 57.
5. Брюханов Ю.А., Лукашевич Ю.А. Влияние избыточной дискретизации на нелинейные искажения при аналого-цифровом преобразовании сигналов // Радиотехника. 2014, № 12. С. 30.
6. Брюханов Ю.А., Лукашевич Ю.А. нелинейные искажения при сигма-дельта аналого-цифровом преобразовании сигналов // Радиотехника и электроника. 2017. Т. 62, № 3. С. 224-233.
7. Каппелини В., Константиноидис А.Дж., Эмилиани П. Цифровые фильтры и их применение. М.: Энергоатомиздат, 1983.
8. Баскаков С.И. Радиотехнические цепи и сигналы, М.:ЛЕНАНД, 2016.
9. Брюханов Ю.А. Методика исследования нелинейных колебаний в системах дискретного времени при периодических воздействиях // Радиотехника и электроника. Т. 51, № 2. 2006. С 196-201.
10. Брюханов Ю.А. Метод исследования периодических процессов в неавтономных системах дискретного времени с квантованием // Радиотехника и электроника. Т. 53, № 7. 2008. С 851-857.
11. Радиоприемные устройства / Н.Н. Фомин, Н.Н. Буга, О.В. Головин и др.; Под ред. Н.Н. Фомина. М.: Горячая линия-Телеком, 2007.

НОВЫЕ КНИГИ

Бартенев В.Г.

Модельно-ориентированное проектирование программируемых радиотехнических устройств / Практический курс – М.: Изд-во «Горячая линия-Телеком», 2019 г. – 116 с.: ил.

Рассмотрен способ разработки программируемых устройств, основанный на модельно-ориентированном проектировании. Приведены примеры использования данного способа при разработке типовых радиотехнических устройств на наиболее распространенных микроконтроллерах фирмы Atmel. Освоение модельно-ориентированного проектирования на бюджетных, массового применения платах Arduino обеспечивает готовность разработчиков к широкому и эффективному использованию программируемых микроконтроллеров, сигнальных процессоров и ПЛИС при разработке радиотехнических систем различного назначения.

Для широкого круга читателей, интересующихся вопросами программирования микроконтроллеров и проектирования радиотехнических устройств, а также для студентов высших учебных заведений, обучающихся по соответствующим направлениям и специальностям.

Благодаров А.В.

Программирование микроконтроллеров семейства 1986VE9х компании Миландр – М.: Изд-во «Горячая линия-Телеком», 2016 г. – 232 с.: ил.

Рассмотрены основы программирования на языке Си отечественных 32-разрядных микроконтроллеров семейства 1986VE9х фирмы Миландр. Основное внимание уделено работе со встроенными в микроконтроллеры периферийными устройствами: портами ввода-вывода, АЦП, ЦАП, аппаратными таймерами-счетчиками, часами реального времени. Предполагается использование отладочной платы для микроконтроллера K1986VE92QI, системы программирования Keil μ Vision и операционной системы реального времени Keil RTX. Приведены задания для практической работы, методика их выполнения, примеры программ и контрольные вопросы для самопроверки.

Для студентов высших учебных заведений, обучающихся по направлению 09.03.04 – «Программная инженерия», а также других направлений и специальностей, изучающих основы программирования микроконтроллеров, будет полезно широкому кругу читателей.



МИНИМУМ МАКСИМАЛЬНОЙ ВЗВЕШЕННОЙ ОШИБКИ АППРОКСИМАЦИИ АЧХ КЛАССИЧЕСКИХ АНАЛОГОВЫХ И ЦИФРОВЫХ ФИЛЬТРОВ

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

MINIMUM-OF-MAXIMUM WEIGHTED ERROR IN MAGNITUDE RESPONSE APPROXIMATION OF ANALOG AND DIGITAL CLASSICAL FILTERS

Mingazin A. T.

The problem of determination of a minimum-of-maximum weighed error in magnitude response approximation of Zolotarev-Cauer, Chebyshev and Butterworth analog and digital filters is considered. Two expressions for exact and approximate determination of these minimum error in relation to the lowpass and highpass, bandpass and bandstop filters are received.

Key words: magnitude response approximation, minimum-of-maximum weighted error, analog and digital classical filters.

Ключевые слова: аппроксимация АЧХ, минимум максимальной взвешенной ошибки, классические аналоговые и цифровые фильтры.

Введение

На сайте сети Research Gate был задан вопрос от W. Sinkala, Botswana Int. University. of Science and Technology: «Можно ли минимизировать пульсации в полосах пропускания и задерживания эллиптического фильтра»? Автор данной статьи ответил, что для этого нужно решить алгебраическое уравнение четвертой степени, включающее эллиптические функции, и что оно громоздко. Кроме того, привел числовой пример. Поскольку ответ вызвал интерес у многих специалистов, а в известной автору литературе четкого ответа на поставленный вопрос нет, то в материале, представленном ниже, дан более обобщенный ответ. Показано, что решение проблемы связано с нахождением минимума максимальной взвешенной ошибки аппроксимации АЧХ, и действительно для этого необходимо решить алгебраическое уравнение четвертой степени, которое в свою очередь при определенных условиях обращается в простую приближенную формулу. Полученные соотношения пригодны не только для эллиптических (Золотарева-Кауэра), но и для других классических аналоговых и цифровых фильтров – Чебышева (I и II) и Баттерворта со стандартными типами АЧХ, соответствующими фильтрам нижних и верхних частот, полосовым и режекторным.

Параметры АЧХ фильтров

В инженерной практике для описания стандартных типов АЧХ классических аналоговых и цифровых фильтров обычно используют следующие параметры:

- Δa – неравномерность АЧХ в полосе пропускания в дБ;
- a_0 – минимальное ослабление АЧХ в полосе задерживания в дБ;

Рассмотрена проблема определения минимума максимальной взвешенной ошибки аппроксимации АЧХ аналоговых и цифровых фильтров Золотарева-Кауэра, Чебышева и Баттерворта. Получены два выражения для точного и приближенного определения минимума ошибки применительно к фильтрам нижних и верхних частот, полосовым и режекторным фильтрам.

– f_k – граничные частоты полос пропускания и задерживания, $k \leq 4$.

Полагается, что максимум АЧХ нормирован к 0 дБ, а частота дискретизации для цифровых фильтров принята равной единице. Порядок обсуждаемых фильтров находится из соответствующих уравнений по заданным предельно допустимым параметрам Δa_{max} , a_{0min} в полосах, определяемых номинальными граничными частотами f_{kn} . Расчет собственно фильтра может быть выполнен по любым значениям Δa , a_0 и f_k , принадлежащим определенной области допустимых исходных параметров.

В качестве примера на рис. 1 показаны АЧХ цифрового фильтра нижних частот Золотарева-Кауэра и планы допусков. Вместо Δa , a_0 , возможно использование и других пар параметров, а именно δ_p , δ_s и δ_1 , δ_2 (все меньше единицы), которые также широко используются на практике и именуются пульсациями АЧХ в соответствующих полосах. Здесь следует отметить, что расчет обсуждаемых фильтров на самом деле выполняется по соотношениям, содержащим параметры ε_1 , ε_2 . Поскольку весь этот набор параметров потребуется для дальнейшего изложения в табл. 1 и табл. 2 даны формулы пересчета одних параметров через другие, соответственно для полосы пропускания и задерживания. Заметим также, что имеет место соответствие

$$\{\Delta a_{max}, a_{0min}\} \rightarrow \{\delta_{pmax}, \delta_{smax}\}, \quad \{\delta_{1max}, \delta_{2max}\} \text{ и } \{\varepsilon_{1max}, \varepsilon_{2min}\}.$$

Таблица. 1. Параметры АЧХ в полосе пропускания

Δa , дБ	δ_p	δ_1	ε_1
$-20\lg(1 - \delta_p)$	$1 - 10^{-\frac{\Delta a}{20}}$	$\frac{1 - 10^{-\frac{\Delta a}{20}}}{1 + 10^{-\frac{\Delta a}{20}}}$	$\sqrt{10^{\frac{\Delta a}{10}} - 1}$
$-20\lg \frac{1 - \delta_1}{1 + \delta_1}$	$\frac{2\delta_1}{1 + \delta_1}$	$\frac{\delta_p}{2 - \delta_p}$	$\sqrt{\frac{1}{(1 - \delta_p)^2} - 1}$
$10\lg(1 + \varepsilon_1^2)$	$1 - \frac{1}{\sqrt{1 + \varepsilon_1^2}}$	$\frac{\sqrt{1 + \varepsilon_1^2} - 1}{\sqrt{1 + \varepsilon_1^2} + 1}$	$\frac{2\sqrt{\delta_1}}{1 - \delta_1}$

Таблица. 2. Параметры АЧХ в полосе задерживания

a_0 , дБ	δ_s	δ_2	ε_2
$-20\lg \delta_s$	$10^{-\frac{a_0}{20}}$	$\frac{2 \cdot 10^{-\frac{a_0}{20}}}{1 + 10^{-\frac{\Delta a}{20}}}$	$\sqrt{10^{\frac{a_0}{10}} - 1}$
$-20\lg \frac{\delta_2}{1 + \delta_1}$	$\frac{\delta_2}{1 + \delta_1}$	$\frac{2\delta_s}{2 - \delta_p}$	$\sqrt{\frac{1}{\delta_s^2} - 1}$
$10\lg(1 + \varepsilon_2^2)$	$\frac{1}{\sqrt{1 + \varepsilon_2^2}}$	$\frac{2}{\sqrt{1 + \varepsilon_2^2} \left(\frac{1}{\sqrt{1 + \varepsilon_1^2}} + 1 \right)}$	$\sqrt{\left(\frac{1 + \delta_1}{\delta_2} \right)^2 - 1}$

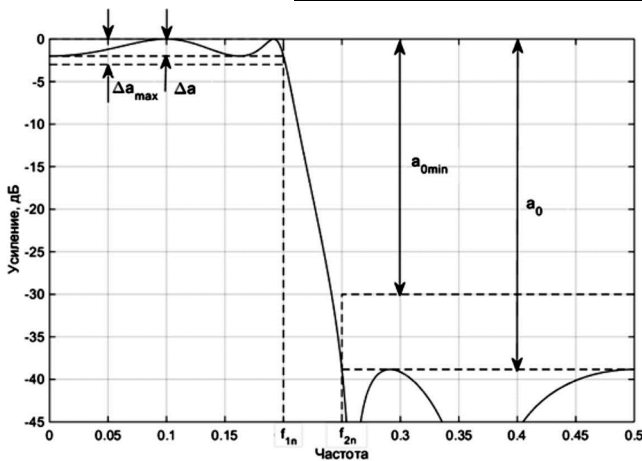


Рис. 1. АЧХ фильтра и планы допусков

Два определения максимальной взвешенной ошибки АЧХ

Широко используются два определения максимальной взвешенной ошибки АЧХ фильтра

$$e = \max \left(\frac{\delta_p}{\delta_{p \max}}, \frac{\delta_s}{\delta_{s \max}} \right) \text{ и } \tilde{e} = \max \left(\frac{\delta_1}{\delta_{1 \max}}, \frac{\delta_2}{\delta_{2 \max}} \right).$$

Здесь знаменатели соответствуют заданным значениям пульсаций (весам), а числители – пульсациям, полученным в результате расчета фильтра.

Используя соотношения из табл.1 и табл. 2, можно убедиться, что имеют место равенства

$$e = \tilde{e} \frac{1 + \delta_{1 \max}}{1 + \delta_1} \text{ и } \tilde{e} = e \frac{2 - \delta_{p \max}}{2 - \delta_p}.$$

Очевидно, что $e \geq \tilde{e}$. Минимуму ошибки e соответствует минимум ошибки \tilde{e} и наоборот, но они не равны [1]. Далее будем использовать ошибку e .

Минимум максимальной взвешенной ошибки

Минимум ошибки e достигается при условии равенства взвешенных или, иначе говоря, относительных уровней пульсаций, т.е.

$$e_{\min} = \frac{\delta_p}{\delta_{p \max}} = \frac{\delta_s}{\delta_{s \max}}.$$

При $\delta_{p \max} = \delta_{p \min}$ получим равенство абсолютных уровней пульсаций. Для определения неизвестных δ_p и δ_s требуется еще одно уравнение. Для обсуждаемых фильтров это уравнение определения порядка фильтра N , которое можно представить в неявной форме как

$$N = F \left(\frac{\varepsilon_1}{\varepsilon_2}, m \right),$$

где $F(\cdot)$ – функция, определяемая видом используемой аппроксимации; параметр m зависит от заданных номинальных граничных частот и будет определен далее. Значение N в этом выражении фиксировано и обеспечивает удовлетворение заданных требований к АЧХ фильтра.

Таким образом, для нахождения δ_p и δ_s , а значит и e_{\min} , необходимо решить систему двух уравнений, которую можно записать в явной форме как

$$\begin{cases} \frac{\delta_p}{\delta_{p \max}} = \frac{\delta_s}{\delta_{s \max}}, \\ \frac{\varepsilon_1^2}{\varepsilon_2^2} = m', \end{cases} \tag{1}$$

где параметр m' зависит от m , выбранного порядка фильтра и будет определен ниже.

Учитывая, что согласно табл. 1 и табл. 2,

$$\varepsilon_1^2 = \frac{1}{(1-\delta_p)^2} - 1 \text{ и } \varepsilon_2^2 = \frac{1}{\delta_s^2} - 1$$

систему (1) можно свести к уравнению четвертой степени относительно δ_p

$$\delta_p^4 \frac{1-m'}{m'} r - \delta_p^3 \frac{1-m'}{m'} 2r + \delta_p^2 (1-r) - 2\delta_p + 1 = 0, \quad (2)$$

где $r = \delta_{s \max}^2 / \delta_{p \max}^2$, параметр m' определяется по соотношению инверсии уравнения порядка N , которое, в частности, для фильтров нижних частот Золотарева – Кауэра приведено в [2]. Ниже представлены выражения для определения этого параметра для всех обсуждаемых фильтров.

Параметр m' для фильтров Золотарева-Кауэра

$$m' = \begin{cases} \left\{ \prod_{i=1}^{N/2} m \operatorname{sn}^4 \left[\frac{2i-1}{N} K(m), m \right] \right\}^2, & N - \text{четное,} \\ m \left\{ \prod_{i=1}^{(N-1)/2} m \operatorname{cd}^4 \left[\frac{2i}{N} K(m), m \right] \right\}^2, & N - \text{нечетное,} \end{cases}$$

где $K(m)$ – полный эллиптический интеграл 1-го рода, $\operatorname{sn}[\cdot]$ и $\operatorname{cd}[\cdot]$ – эллиптические функции Якоби,

– для фильтров Чебышева (I и II)

$$m' = ch^{-2} (N \operatorname{arch} m^{-1/2}),$$

– для фильтров Баттерворта

$$m' = \exp(-N \ln m^{-1}).$$

В приведенных соотношениях

$$m = \begin{cases} (\Omega_1 / \Omega_2)^2 - \text{для фильтров нижних} \\ \text{и верхних частот,} \\ \min^{-2} \left[\frac{\Omega_4^2 - \Omega_2 \Omega_3}{\Omega_4 (\Omega_3 - \Omega_2)}, \frac{\Omega_2 \Omega_3 - \Omega_1^2}{\Omega_1 (\Omega_3 - \Omega_2)} \right] - \\ \text{для полосовых фильтров,} \\ \max^2 \left[\frac{\Omega_3^2 - \Omega_1 \Omega_4}{\Omega_3 (\Omega_4 - \Omega_1)}, \frac{\Omega_1 \Omega_4 - \Omega_2^2}{\Omega_2 (\Omega_4 - \Omega_1)} \right] - \\ \text{для режекторных фильтров,} \end{cases}$$

где $\Omega_k = \begin{cases} f_{kn} & \text{– для аналоговых фильтров,} \\ \operatorname{tg}(\pi f_{kn}) & \text{– для цифровых фильтров,} \end{cases} \quad k = 1, \dots, 4,$

$f_{1n} < f_{2n} < f_{3n} < f_{4n}$, обозначения m и m' заимствованы из [3].

Из всех корней уравнения (2) интерес представляет корень, лежащий в диапазоне $0 < \delta_p < \delta_{p \max}$ или, если точнее, в диапазоне $\delta_{p \min} \leq \delta_p \leq \delta_{p \max}$ ($\delta_{p \min}$ определяется по соотношениям из [4]). Поэтому решение (3) можно найти одним из простых численных методов поиска минимума функции одной переменной, что было сделано в программе, описанной в [5]. С другой стороны, нетрудно показать, что для малых δ_p имеет место приближенное решение уравнения (2), которому соответствует

$$\delta_p \cong \sqrt[3]{\frac{m'}{2r}}. \quad (3)$$

По значению δ_p , найденному из уравнения (2) или по формуле (3), можно определить любые другие параметры из табл. 1 и табл. 2, соответствующие точно или приближенному значению e_{\min} . Ясно, что в частном случае при $r = 1$ решения (2) и (3) приводят к равенству абсолютных уровней пульсаций $\delta_p = \delta_s$ и упрощению (2) и (3).

Сравним δ_p , полученные из (2) и (3), а также соответствующие им e_{\min} для цифровых фильтров нижних частот Золотарева-Кауэра. В примере зададимся следующими требованиями к АЧХ:

$$f_{1n} = 0,15, f_{2n} = 0,16, a_{0 \text{ мн}} = 40 \text{ дБ } (\delta_{p \max} = 0,01) \text{ и}$$

$$\Delta a_{\max} = 3 \text{ дБ } (\delta_{p \max} = 0,292).$$

Результаты расчетов представлены в табл. 3 для $N = 6, 8$ и 12 . Как видим, с увеличением N значения δ_p , полученные из (2) и (3), уменьшаясь сближаются. Становятся близкими и соответствующие им значения e_{\min} .

Таблица 3. Оценки параметра δ_p и соответствующих им значений e_{\min}

Выражение	$N = 6$		$N = 8$		$N = 12$	
	δ_p	e_{\min}	δ_p	e_{\min}	δ_p	e_{\min}
(2)	0,238	0,815	0,0644	0,221	0,00394	0,013
(3)	0,273	0,937	0,0666	0,228	0,00395	0,014

Заметим, что при произвольных требованиях к АЧХ фильтра достаточно точную оценку e_{\min} , можно достичь, если исходное $\delta_{p \max}$ или δ_p , рассчитанное по формуле (3), как в примере для $N = 8$ и 12 , много меньше единицы.

Заключение

Получены два соотношения для точного и приближенного определения минимума максимальной взвешенной ошибки аппроксимации АЧХ классических аналоговых и цифровых фильтров Золотарева-Кауэра, Чебышева (I и II) и Баттерворта нижних и верхних частот, полосовых и режекторных. Приведены численные расчеты. Представленные соотношения могут быть полезны при изучении или проектировании фильтров.

Литература

1. Мингазин А.Т. Незквивалентность двух способов оценки допустимости АЧХ фильтров. // Радиотехника. 1997. № 12. С. 70-71.
2. Vlcek M., Unbehauen R. Degree, ripple and transition width of elliptic filters. // IEEE Trans. 1989. CAS-36. No. 3. P. 469-472.
3. Калахан Д.А. Современный синтез цепей. // М.-Л.: 1966. – 192с.
4. Мингазин А.Т. Экстремальные параметры аналоговых и цифровых фильтров. // Электросвязь. 1999. № 1. С. 22-23.
5. Алёшин Д.В., Мингазин А.Т. Программа для расчета экстремальных параметров цифровых и аналоговых фильтров и ее применение. // Цифровая обработка сигналов. 2006. № 1. С. 45-49.

УДК 681.513.6

ПОДАВЛЕНИЕ ГАУССОВСКИХ И НЕГАУССОВСКИХ ПОМЕХ ПРИ ВЫДЕЛЕНИИ ИМПУЛЬСНОГО СИГНАЛА В БИСПЕКТРАЛЬНОЙ ОБЛАСТИ

Манохин А.Е., к.т.н., доцент департамента радиоэлектроники и связи Института радиоэлектроники и информационных технологий УрФУ им. первого Президента РФ Б.Н.Ельцина e-mail: pic_a@mail.ru.

ADAPTIVE COMPENSATION OF NON-GAUSSIAN DISTURBANCE AT FILTERING A PULSE SIGNAL IN THE BISPECTRAL REGION ON THE BACKGROUND OF WIDEBAND GAUSSIAN NOISE IN CANCELLER'S CHANNELS

Manokhin A.E.

Algorithms of noise suppression and compensation in the bispectral region, capable of selecting the desired pulse signal on the background of non-Gaussian and Gaussian disturbances is investigated. A functional in the form of least mean absolute third error is proposed, which makes it possible to apply the optimal filter in the bispectral region in the canceller reference channel. The advantage of the canceller in the bispectral region over compensator, using Wiener filter in the reference channel, is shown. It consists of less sensitive to the uncorrelated Gaussian noise in the channels, that is confirmed by the results of computer simulation.

Key words: bispectrum, canceller, least mean absolute third order criteria, third order momentum function.

Ключевые слова: биспектр, компенсатор, критерий минимума абсолютной ошибки третьей степени, моментная функция третьего порядка.

Введение

При выделении импульсных полезных сигналов (псевдослучайных последовательностей, ортогональных кодов и т.п.) на фоне различных помех с симметричными распределениями возникают определенные сложности, выражающиеся в априорной неопределенности времени их прихода. При этом начальная фаза импульсных сигналов может от периода к периоду меняться и усложнять систему синхронизации опорного сигнала, а также значительно увеличивать время входа приемной системы в синхронизм.

В связи с увеличением производительности вычислительных средств появилась возможность использовать аппарат биспектрального преобразования, который, как будет показано далее, нечувствителен к случайным задержкам полезного сигнала и помехам с симметричным распределением.

Подавление гауссовских помех с помощью биспектрального преобразования

Биспектр случайного стационарного процесса y с нулевым математическим ожиданием выражается:

$$S_y(\omega_1, \omega_2) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} M_3^y(\tau_1, \tau_2) e^{-i(\omega_1\tau_1 + \omega_2\tau_2)} d\tau_1 d\tau_2, \quad (1)$$

где $M_3^y(\tau_1, \tau_2) = \langle y(t)y(t+\tau_1)y(t+\tau_2) \rangle$ – моментная функция 3-го порядка процесса y ; $\langle \dots \rangle$ – операция усреднения.

Рассмотрим стационарный дискретный процесс в виде набора K -реализаций $y^{(k)}$ с M отсчетов в каждой для математического описания следующих свойств биспектра [1]:

Исследованы алгоритмы подавления и компенсации помех в биспектральной области, способные выделять импульсный полезный сигнал на фоне негауссовских и гауссовских помех. Предложен функционал в виде минимальной абсолютной ошибки третьей степени, позволяющий применить оптимальный фильтр в биспектральной области в опорном канале компенсатора. Показано преимущество такого компенсатора перед компенсатором, использующим в опорном канале фильтр Винера, в меньшей чувствительности к действию некоррелированного гауссовского шума в каналах, что подтверждено результатами компьютерного моделирования.

1) имеет комплексный характер и состоит из усредненного произведения спектров на частотах ω_1 , ω_2 , $\omega_1 + \omega_2$:

$$\begin{aligned} \dot{S}(\omega_1, \omega_2) &= B_A(\omega_1, \omega_2) \exp jB_\Psi(\omega_1, \omega_2) = \\ &= \langle \dot{Y}(\omega_1)\dot{Y}(\omega_2)\dot{Y}^*(\omega_1 + \omega_2) \rangle_K = \\ &= |\dot{G}(\omega_1)| |\dot{G}(\omega_2)| |\dot{G}(\omega_1 + \omega_2)| \times \\ &\times \exp j\{\Psi(\omega_1) + \Psi(\omega_2) - \Psi(\omega_1 + \omega_2)\}, \end{aligned} \quad (2)$$

где $B_A(\omega_1, \omega_2)$ – амплитудный биспектр (биамплитуда), $B_\Psi(\omega_1, \omega_2)$ – фазовый биспектр (бифаза); $\dot{Y}(\omega)$ – преобразование Фурье реализации $y^{(k)}$; $\dot{G}(\omega)$ – комплексный спектр сигнала; $\Psi(\omega)$ – фаза сигнала; $*$ – комплексное сопряжение; $\langle \dots \rangle_K$ – операция усреднения на K -реализациях;

2) равен нулю для процессов с симметричным распределением;

3) инвариантен к сдвигу Δ сигнала:

$$\begin{aligned} \dot{S}(\omega_1, \omega_2) &= \dot{G}(\omega_1)\dot{G}(\omega_2)\dot{G}(-\omega_1 - \omega_2) = \\ &= \dot{G}(\omega_1)\dot{G}(\omega_2)\dot{G}(-\omega_1 - \omega_2) \times \\ &\times \exp(-j2\pi\Delta\omega_1) \exp(-j2\pi\Delta\omega_2) \times \\ &\times \exp(-j2\pi\Delta(-\omega_1 - \omega_2)) = \dot{S}(\omega_1, \omega_2). \end{aligned}$$

4) симметричен

$$\begin{aligned} \dot{S}(\omega_1, \omega_2) &= \dot{S}(\omega_2, \omega_1) = \dot{S}(-\omega_2, -\omega_1) = \\ &= \dot{S}(-\omega_1, -\omega_2) = \dot{S}(-\omega_1 - \omega_2, \omega_2) = \\ &= \dot{S}(\omega_1, -\omega_1 - \omega_2) = \dot{S}(-\omega_1 - \omega_2, \omega_1) = \dot{S}(\omega_2, -\omega_1 - \omega_2). \end{aligned}$$

Из свойства симметрии вытекает, что знание биспектра в треугольной области $\omega \geq 0$, $\omega_1 \geq \omega_2$, $\omega_1 + \omega_2 \leq \pi$, достаточно для его полного описания [1]. Биспектр реального процесса имеет 12 симметричных секторов треугольной формы, поэтому биспектральное преобразование производится только для одного сектора, после чего используется свойство симметрии.

Все методы биспектрального оценивания делятся на прямые и косвенные. Прямые методы основаны на получении оценок спектра сигнала посредством прямого преобразования Фурье, а затем использования этих оценок для получения биспектра. Косвенные методы предполагают сначала вычисление моментной функции 3-го порядка, а затем с помощью двумерного преобразования Фурье и применения двумерной функции окна формирования оценки биспектра. Автором использован прямой метод оценивания биспектра в связи с тем, что он отличается от косвенного более высоким быстродействием за счет применения быстрого преобразования Фурье. Суть прямого метода заключается в следующем [1]:

1) выполняется прямое преобразование Фурье каждой k -реализации:

$$Y_y^{(k)}(\omega) = \sum_{i=0}^{M-1} y^{(k)}(i) \exp(-j2\pi i\omega);$$

2) формируется k -я оценка биспектра с помощью тройного произведения функций $Y_y^{(k)}(\omega)$ на частотах ω_1 , ω_2 , $\omega_1 + \omega_2$:

$$S_y^{(k)}(\omega_1, \omega_2) = Y_y^{(k)}(\omega_1) Y_y^{(k)}(\omega_2) Y_y^{*(k)}(\omega_1 + \omega_2);$$

3) рассчитывается усредненная оценка биспектра по K реализациям:

$$S_y(\omega_1, \omega_2) = \frac{1}{K} \sum_{k=0}^{K-1} S_y^{(k)}(\omega_1, \omega_2).$$

Чем больше сегментов усредняется, тем меньше дисперсия оценки биспектра [2] и больше степень подавления помехи с симметричным распределением.

Обратное преобразование из биспектра производится путем восстановления амплитудного и фазового спектров. Методов восстановления сигнала из оценки биспектра существует большое множество, некоторые из них изложены в [3-6]. Для указанных методов характерен ряд достоинств, а также ограничений и недостатков, которые требуют в каждом конкретном случае (при обработке сигналов) отдельных исследований и компьютерного моделирования.

Например, для получения амплитудного спектра из биспектра для процессов с нулевой постоянной составляющей можно использовать алгоритм в [4]. Однако при малых отношениях сигнал-помеха предпочтительнее применить алгоритм [3], который непосредственно вытекает из выражения для биспектра (2):

$$|\dot{G}(0)| = \sqrt[3]{B_A(0,0)}, \quad |\dot{G}(1)| = \sqrt{\frac{B_A(1,0)}{|\dot{G}(0)|}},$$

$$|\dot{G}(\omega)| = \frac{1}{\omega} \left[\sqrt{\frac{B_A(\omega,0)}{|\dot{G}(0)|}} + \sum_{i=1}^{\omega-1} \frac{B_A(i,\omega-i)}{|\dot{G}(i)||\dot{G}(\omega-i)|} \right], \quad (3)$$

$$\omega = 2 \dots M-1.$$

В [7] описан достаточно простой рекурсивный алгоритм восстановления фазы (т.н. алгоритм Бриллинджера), который, однако, имеет существенный недостаток – после усреднения биспектра возникает ошибка из-за рекурсивного восстановления фазы без учета ограничения ее главного значения в диапазоне от $-\pi$ до π . Это явление называется «заворот» фазы¹. Поясним его на примере. Пусть значение фазового спектра в точке ω_1 и ω_2 равно π , а в точке $\omega_1 + \omega_2$ минус π , тогда согласно (2) бифаза будет равна 3π . В то же время, если взять значение аргумента (функция «arg»!) от усредненного биспектра сигнала, то он будет равен π .

В [8] на основе нормированного биспектра предложен альтернативный рекурсивный алгоритм восстановления фазового спектра сигнала, не имеющий указанного недостатка:

$$c\varphi(0) = c\varphi(1) = 1, \quad c\varphi(2) = \cos B_\Psi(1,1),$$

$$s\varphi(0) = s\varphi(1) = 0, \quad s\varphi(2) = -\sin B_\Psi(1,1),$$

$$\omega = 3 \dots M-1,$$

$$c\varphi(\omega) = \frac{1}{\omega-1} \left[\sum_{i=1}^{\omega-1} [c\varphi(\omega-i)c\varphi(i) - s\varphi(\omega-i)s\varphi(i)] \times \right.$$

$$\times \cos(B_\Psi(\omega-i,i)) +$$

$$\left. + \left[\sum_{i=1}^{\omega-1} [c\varphi(\omega-i)s\varphi(i) + s\varphi(\omega-i)c\varphi(i)] \times \right. \right.$$

$$\times \sin(B_\Psi(\omega-i,i)),$$

$$\varphi_s(\omega) = \frac{1}{\omega-1} \times$$

$$\times \left[\sum_{i=1}^{\omega-1} [c\varphi(\omega-i)s\varphi(i) + s\varphi(\omega-i)c\varphi(i)] \cos(B_\Psi(\omega-i,i)) - \right.$$

$$\left. - \sum_{i=1}^{\omega-1} [c\varphi(\omega-i)c\varphi(i) - s\varphi(\omega-i)s\varphi(i)] \sin(B_\Psi(\omega-i,i)) \right],$$

$$\Psi(\omega) = \arg \{c\varphi(\omega) + js\varphi(\omega)\}.$$

После формирования амплитудного и фазового спектров из биспектра наблюдаемого зашумленного сигнала оценка полезного сигнала может быть получена через обратное преобразование Фурье:

$$\hat{s} = \text{IFFT} \{ |\hat{G}(\omega)| \exp(j\Psi(\omega)) \},$$

где IFFT – оператор обратного преобразования Фурье.

Для улучшения точности биспектрального восстановления сигнала в присутствии аддитивного гауссовского и импульсного шумов в [9] рекомендовано использовать алгоритмы дополнительной фильтрации на основе сглаживания Фурье-спектров сигнала, восстановленного из оценки биспектральной плотности. Наиболее простыми и эффективными для сглаживания являются гауссовские и медианные фильтры, включенные на выходе блока биспектральной обработки.

¹ Wrapping phase (англ.).

Достоинством гауссовской фильтрации является минимальная групповая задержка и отсутствие перерегулирования в переходной характеристике. Этот фильтр хорошо подходит при подавлении гауссовских шумов. При этом полезный сигнал искажается допустимо. Медианный фильтр эффективен при подавлении импульсных шумов.

Несмотря на то, что биспектральная обработка (БО) и медианная фильтрация являются нелинейными преобразованиями, необходимо сравнить их эффективность с оптимальной винеровской фильтрацией (ВФ), которая также не чувствительна к задержкам сигнала (при полностью известной спектральной плотности сигнала и помехи).

Моделирование процесса фильтрации импульсного сигнала на фоне аддитивного гауссовского и импульсного шумов с симметричным распределением проведено в соответствии со структурной схемой на рис. 1.



Рис. 1. Структурная схема комбинированной биспектральной обработки

Гауссовский фильтр имеет импульсную характеристику:

$$g(\tau) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp\left\{-\frac{(\tau-2)^2}{2\sigma^2}\right\},$$

где $\sigma = \frac{\sqrt{\ln 2}}{2\pi BT}$, T – минимальная длительность сигнала полезного импульсного сигнала, B – полоса пропускания фильтра.

Алгоритм медианной фильтрации заключается в том, что значения отсчетов внутри скользящего окна фильтра упорядочиваются, а значение, находящееся в центре отсортированного списка, подается на выход фильтра. Если число отсчетов четно, то выходное значение фильтра вычисляется как среднее двух отсчетов в середине отсортированного списка. Далее окно смещается вдоль фильтруемого сигнала и вычисления повторяются.

В качестве полезного сигнала использовалась периодически повторяемая импульсная последовательность (в других случаях может быть выбрана любой формы и структуры) со случайным временем появления, распределенным равномерно на периоде наблюдения. Помеха – смесь симметричного телеграфного процесса (с интенсивностью² $\lambda_T = 0,5$) с гауссовским шумом при отношении дисперсий равном 0 дБ. Длина выборки сигнала,

подвергаемого прямому преобразованию Фурье, $M = 512$; минимальная длительность символа импульсного полезного сигнала – 8 отсчетов. Параметр гауссовского фильтра $BT = 0,1$.

После восстановления из биспектра оценки полезного сигнала s , качество ее выделения здесь и далее контролировалось по критерию нормированной дисперсии ошибки фильтрации:

$$\sigma_s^2 = \sum_{i=0}^{M-1} (s_i - \hat{s}_i)^2 / \sum_{i=0}^{M-1} s_i^2, \quad (5)$$

где M – число отсчетов полезного сигнала и его оценки.

Оптимальный винеровский фильтр реализован в частотной области по формуле:

$$W_{opt}(\omega) = S_{xy}(\omega) / S_x(\omega), \quad (6)$$

где $S_{xy}(\omega)$ – взаимная спектральная плотность мощности входного и эталонного сигналов и $S_x(\omega)$ – спектральная плотность мощности входного сигнала усредняются по K реализациям. Выходной сигнал фильтра дополнительно подвергался медианной фильтрации.

Результаты моделирования отображены на рис. 2.

Компенсация негауссовских помех

Если помеха имеет негауссовское распределение, то биспектральное преобразование не дает какого-либо ее подавления в смеси с сигналом. Однако если имеется подходящий опорный канал, в котором помеха некоторым образом коррелирована с помехой в основном канале, то ее возможно скомпенсировать. Однако если в каналах компенсатора действует взаимно некоррелированный широкополосный гауссовский шум n_1 и n_2 , то он значительно снижает эффективность фильтрации на его выходе. Преимуществом компенсатора в биспектральной области является то, что удается исключить или снизить до минимума влияние этого некоррелированного широкополосного шума с гауссовским (или любым симметричным) распределением, а сама система будет компенсировать помеху непосредственно в биспектральной области.

Пусть на входе компенсатора действует процесс y – смесь аддитивно взаимодействующих импульсного полезного сигнала s (с неизвестной начальной фазой, амплитудой и длительностью) и стационарной помехи n с несимметричным распределением (характеристики и тип распределения неизвестны), а также некоррелированного гауссовского шума n_1 . В качестве эталонного выступает случайный процесс x , некоторым образом коррелированный с помехой n во входном сигнале. Также в эталонном сигнале присутствует аддитивный некоррелированный гауссов шум n_2 . Все процессы (s , n , n_1 , n_2) имеют нулевое среднее, дисперсии этих процессов полагаются неизвестными. Задача фильтра в компенсационном канале – восстановить помеху после искажения в канале и вычесть ее из смеси в основном канале компенсатора.

Синтезируем коэффициент передачи фильтра в биспектральной области. Биспектр есть двумерное Фурье-преобразование моментной функции третьего порядка (см. (1)), поэтому для наилучшего воспроизведения биспектра помехи на выходе фильтра необходи-

² Под интенсивностью понимается частота смены уровней телеграфного процесса в интервале от нуля до максимальной амплитуды. Моменты скачков уровней подчиняются закону Пуассона.

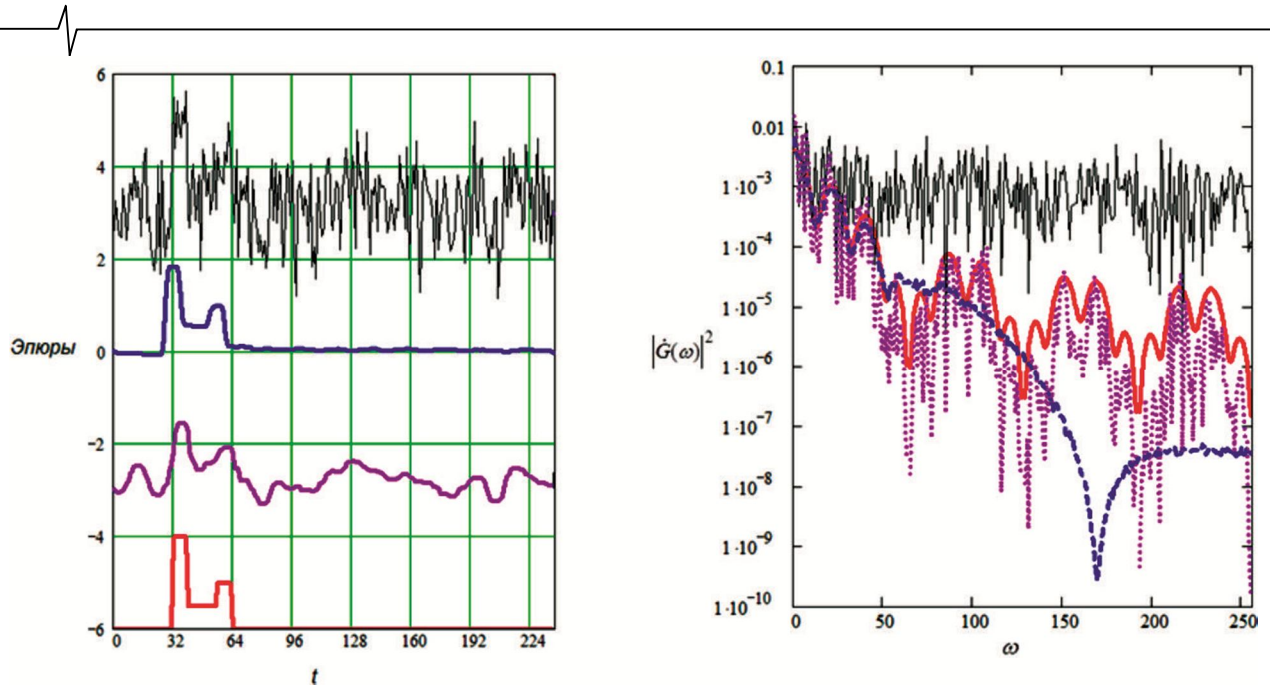


Рис. 2. Результаты моделирования при $K = 1000$ и отношении сигнал-помеха $\eta = -8$ дБ: слева – эпюры, справа – спектральные плотности мощности зашумленного полезного сигнала на входе (черный) и выходе устройства биспектральной обработки (синий) и винеровского фильтра (розовый), чистого полезного сигнала (красный); сигналы с выходов биспектрального и винеровского фильтров подвергались гауссовской и медианной фильтрации;

$$\sigma_{\varepsilon_{BO}}^2 = -23 \text{ дБ}; \sigma_{\varepsilon_{B\Phi}}^2 = -11 \text{ дБ}$$

мо выбрать критерий оптимальности – минимизацию абсолютной ошибки третьей степени:

$$J = \min(E\{|\varepsilon|^3\}), \quad (7)$$

где $E\{\cdot\}$ – оператор усреднения.

Можно показать, что функционал (7) имеет только один минимум и является унимодальным, если сигнал и помеха – независимые. Центральная моментная функция третьего порядка ошибки равна разности моментных функций третьего порядка сигнала и его оценки [10]:

$$\begin{aligned} M_3^{\varepsilon}(\tau_1, \tau_2) &= M_3^s(\tau_1, \tau_2) - \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} w(u)w(v)w(\tau) \times \\ &\times M_3^y(\tau_1 + u - v, \tau_2 + u - \tau) dudv d\tau = \\ &= M_3^s(\tau_1, \tau_2) - M_3^{\hat{s}}(\tau_1, \tau_2). \end{aligned} \quad (8)$$

где M_3^s и $M_3^{\hat{s}}$ – моментные функции сигнала и его оценки на выходе биспектрального фильтра.

Исходя из изложенных свойств биспектра, входной и эталонный сигналы после биспектрального преобразования можно соответственно представить:

$$S_y(\omega_1, \omega_2) = S_s(\omega_1, \omega_2) + S_n(\omega_1, \omega_2), \quad (9)$$

$$S_x(\omega_1, \omega_2) = S_n(\omega_1, \omega_2)H(\omega_1)H(\omega_2)H^*(\omega_1 + \omega_2), \quad (10)$$

где $S_s(\omega_1, \omega_2)$ и $S_n(\omega_1, \omega_2)$ – биспектры полезного сигнала и помехи соответственно; $H(\omega)$ – коэффициент передачи канала, искажающего помеху в опорном канале.

Минимальную абсолютную ошибку третьей степени найдем из (8), обнулив аргументы и представив ее как двумерный интеграл разности биспектров сигнала и его оценки

$$E\{|\varepsilon|^3\} = |M_3^n(0, 0) - M_3^{\hat{n}}(0, 0)| =$$

$$= \left| \frac{1}{(2\pi)^2} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} S_n(\omega_1, \omega_2) - S_{\hat{n}}(\omega_1, \omega_2) d\omega_1 d\omega_2 \right|. \quad (11)$$

Коэффициент передачи биспектрального фильтра, минимизирующий (11), равен [10]:

$$\begin{aligned} W_{opt}(\omega_1, \omega_2) &= w(i\omega_1)w(i\omega_2)w(-i(\omega_1 + \omega_2)) = \\ &= \frac{S_{xy}(\omega_1, \omega_2)S_{yx}(\omega_1, \omega_2)}{S_x(\omega_1, \omega_2)S_x(\omega_1, \omega_2)}. \end{aligned} \quad (12)$$

Выполнение соотношения (12) есть достаточное условие оптимальности передаточной функции фильтра по критерию минимизации модуля ошибки третьей степени. Оценка биспектра помехи на выходе биспектрального фильтра с учетом независимости сигнала и помехи и выражений (9) и (10) равна:

$$\begin{aligned} S_{\hat{n}}(\omega_1, \omega_2) &= S_x(\omega_1, \omega_2) \frac{S_{xy}(\omega_1, \omega_2)S_{yx}(\omega_1, \omega_2)}{S_x(\omega_1, \omega_2)S_x(\omega_1, \omega_2)} = \\ &= \frac{G_n(\omega_1)H(\omega_1)G_n(\omega_2)H(\omega_2)}{\times} \\ &\times G_n^*(\omega_1 + \omega_2) \frac{G_n(\omega_1)G_n(\omega_2)G_n^*(\omega_1 + \omega_2)H^*(\omega_1 + \omega_2)}{S_n(\omega_1, \omega_2)H(\omega_1)H(\omega_2)H^*(\omega_1 + \omega_2)} = \end{aligned} \quad (13)$$

$$\begin{aligned} &= \frac{S_n(\omega_1, \omega_2)S_n(\omega_1, \omega_2)}{S_n(\omega_1, \omega_2)} \times \\ &\times \frac{H(\omega_1)H(\omega_2)H^*(\omega_1 + \omega_2)}{H(\omega_1)H(\omega_2)H^*(\omega_1 + \omega_2)} = S_n(\omega_1, \omega_2), \end{aligned}$$

где $G_n(\omega)$ – множитель (спектр) факторизованного биспектра помехи n .

Следовательно, происходит (теоретически) полная компенсация помехи и соответственно минимизация модуля ошибки третьей степени. При этом при бесконечно большом количестве усреднений биспектров от-

существует влияние гауссовского шума в каналах компенсатора.

Таким образом, алгоритм работы компенсатора в биспектральной области можно представить следующим образом. Сначала происходит биспектральное преобразование входного и эталонного сигналов по (2). Затем вычисляется коэффициент передачи биспектрального фильтра по (12). Далее определяется биспектр оценки помехи на выходе фильтра $S_n(\omega_1, \omega_2)$ путем перемножения биспектра эталонного сигнала $S_x(\omega_1, \omega_2)$ на коэффициент передачи $W_{opt}(\omega_1, \omega_2)$ (12), после чего из биспектра входного сигнала $S_y(\omega_1, \omega_2)$ (9) вычитается биспектр оценки помехи $S_n(\omega_1, \omega_2)$. В заключении сигнал \hat{s} восстанавливался по его биспектру с использованием алгоритмов (3) и (4).

Структурная схема компенсатора помех в биспектральной области, реализующая описанный выше алгоритм, изображена на рис. 3.

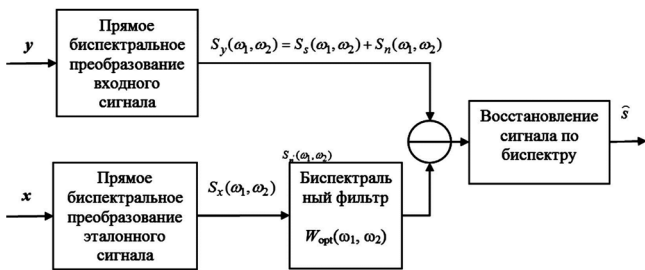


Рис. 3. Структурная схема компенсатора в биспектральной области

Компьютерное моделирование его работы производилось в пакете Mathcad. В качестве импульсного полезного сигнала s выступала периодически повторяемая М-последовательность с порождающим полиномом $x^5 \oplus x^2 \oplus 1$, которая имеет вид: 0000100101100111110001101110101 со случайной

начальной фазой. Помеха n (с несимметричным распределением), действующая в обоих каналах компенсатора – произвольно выбранный широкополосный случайный процесс (с гамма-распределением) или узкополосный процесс, формируемый по закону разности квадратов модулирующих гармонический сигнал гауссовско-марковских процессов с одинаковой корреляционной функцией:

$$x(t) = (x_1(t) \sin(\omega_0 t))^2 - (x_2(t) \cos(\omega_0 t))^2, \quad (14)$$

где x_1 и x_2 – взаимно некоррелированные гауссовско-марковские процессы с одинаковой корреляционной функцией; ω_0 – частота гармонической несущей.

Устанавливалось разное отношение мощности сигнал/помеха. Дисперсии взаимно некоррелированных гауссовских помех n_1 и n_2 в каналах компенсатора принимались равными и контролировались по входному отношению мощности сигнал/шум, которое устанавливалось равным 10 дБ. Входной и эталонный сигналы (x и y) формировались в соответствии со схемой на рис. 3. При биспектральном преобразовании сигналов производились усреднения биспектров ($K = 10 \dots 1000$). Сравнение результатов проводилось с компенсатором, в опорном канале которого использовался фильтр Винера с характеристикой (6).

Импульсная характеристика канала, через который проходит помеха в опорный канал компенсатора, аппроксимировалась (произвольно) гауссовским фильтром с параметрами:

$$h(\tau) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp\left(-\frac{(\tau-2)^2}{2\sigma^2}\right), \quad \text{где } \sigma = \frac{\sqrt{\ln 2}}{0,04\pi}. \quad (15)$$

После восстановления из биспектра оценки полезного сигнала s , качество ее выделения контролировалось по дисперсии ошибки фильтрации (5).

В первом эксперименте гауссовский шум отсутствовал в каналах компенсатора (рис. 4), во втором – гауссовский шум подавался на оба канала (рис. 5).

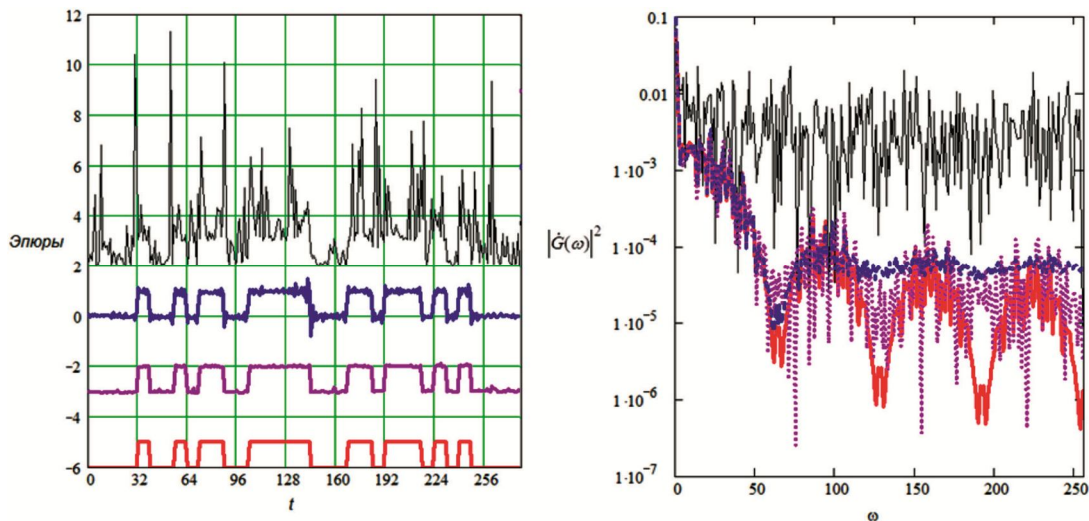


Рис. 4а. Результаты первого эксперимента при $K = 1000$ и отношении сигнал-помеха $\eta = -10$ дБ: слева – эпюры, справа – спектральные плотности мощности зашумленного полезного сигнала на входе (черный) и выходе устройства биспектральной обработки (синий) и винеровского фильтра (розовый),

чистого полезного сигнала (красный); помеха – широкополосная с гамма-распределением; $\sigma_{\varepsilon_{БО}}^2 = -14,7$ дБ; $\sigma_{\varepsilon_{ВФ}}^2 = -22,4$ дБ

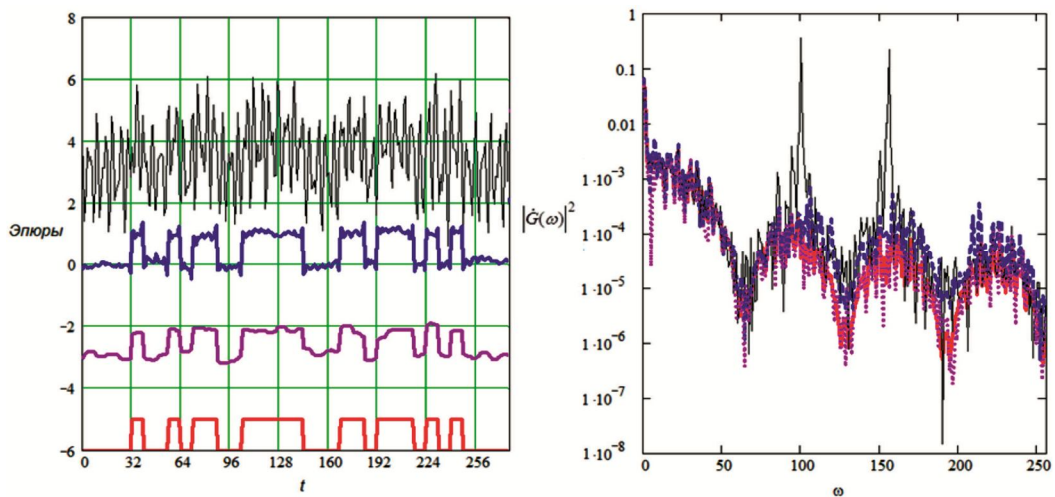


Рис. 46. Результаты первого эксперимента при $K = 10$ и отношении сигнал-помеха $\eta = -7,5$ дБ: слева – эюры, справа – спектральные плотности мощности зашумленного полезного сигнала на входе (черный) и выходе устройства биспектральной обработки (синий) и винеровского фильтра (розовый), чистого полезного сигнала (красный); помеха – узкополосная с негауссовским распределением; $\sigma_{\varepsilon_{BO}}^2 = -10,5$ дБ; $\sigma_{\varepsilon_{B\Phi}}^2 = -11,6$ дБ

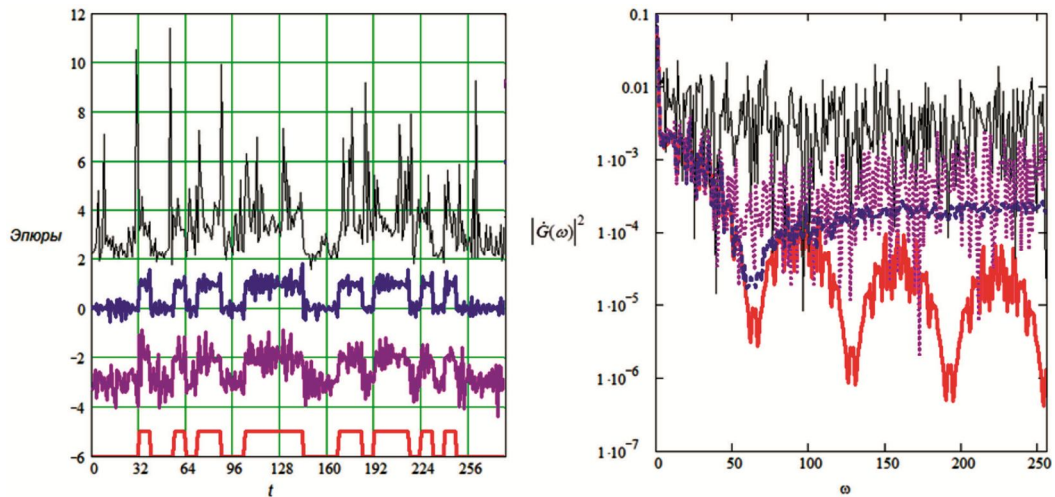


Рис. 5а. Результаты второго эксперимента при $K = 1000$ и отношении сигнал-помеха $\eta = -10$ дБ: слева – эюры, справа – спектральные плотности мощности зашумленного полезного сигнала на входе (черный) и выходе устройства биспектральной обработки (синий) и винеровского фильтра (розовый), чистого полезного сигнала (красный); помеха – широкополосная с гамма-распределением; $\sigma_{\varepsilon_{BO}}^2 = -6,5$ дБ; $\sigma_{\varepsilon_{B\Phi}}^2 = -0,8$ дБ

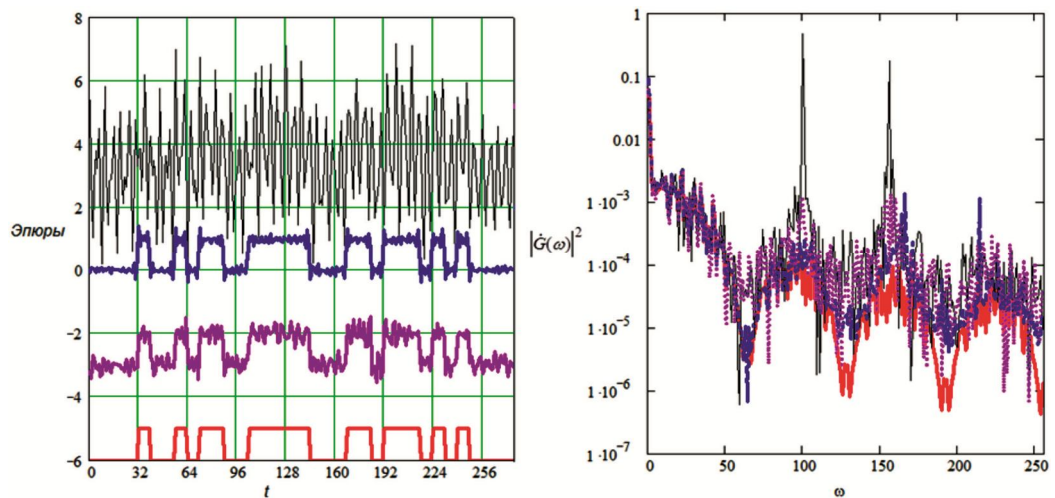


Рис. 5б. Результаты второго эксперимента при $K = 1000$ и отношении сигнал-помеха $\eta = -10$ дБ: слева – эюры, справа – спектральные плотности мощности зашумленного полезного сигнала на входе (черный) и выходе устройства биспектральной обработки (синий) и винеровского фильтра (розовый), чистого полезного сигнала (красный); помеха – узкополосная с негауссовским распределением; $\sigma_{\varepsilon_{BO}}^2 = -11,7$ дБ; $\sigma_{\varepsilon_{B\Phi}}^2 = -7,8$ дБ

Заключение

Алгоритм комбинированной биспектральной обработки (с использованием гауссовской и медианной фильтрации) показал свою высокую эффективность, что продемонстрировано на рис. 2. Преимущество биспектральной обработки перед винеровской фильтрацией в моделировании составило 13 дБ. Указанный выигрыш можно увеличить, повышая количество усреднений биспектра K . При этом используемые в статье алгоритмы восстановления амплитудного и фазового спектров являются, на взгляд автора, наилучшими и сравнительно простыми с точки зрения компьютерной реализации.

Анализируя результаты моделирования работы компенсатора, можно утверждать следующее. Во-первых, компенсатор в биспектральной области работоспособен при выделении импульсного сигнала на фоне помехи с несимметричным распределением и любой шириной полосы (широкополосная или узкополосная) и взаимно некоррелированным гауссовским шумом в каналах компенсатора. Работоспособность компенсатора сохранится при произвольном распределении помехи и любой форме полезного сигнала.

Во-вторых, компенсация помех на фоне некоррелированного гауссовского шума в каналах компенсатора, реализуемого в биспектральной области по критерию минимизации абсолютной ошибки третьей степени, дает меньшую дисперсию ошибки фильтрации сигнала по сравнению с классической схемой, использующей в опорном канале фильтр Винера. Однако если некоррелированные шумы в каналах отсутствуют, то биспектральный компенсатор уступает классической схеме.

В-третьих, ошибка воспроизведения биспектра полезного сигнала на выходе компенсатора теоретически достигает нуля, однако в моделировании ее значение зависит в обратной пропорции от количества усреднений биспектров эталонного и входного сигналов.

Литература

1. Никиас Х.Л., Рагувер М.Р. Биспектральное оцени-

вание применительно к цифровой обработке сигналов // ТИИЭР, 1987, Т. 75, № 7, с. 5-30.

2. Chandran V. & Elgar S.L. (1991) Mean and variance of estimates of the bispectrum of a harmonic random process-an analysis including leakage effects. IEEE Transactions on Signal Processing, 39(12), Pp. 2640-2651.

3. Bartelt H., Lohmann A.W. and Wirtitzer B. Phase and amplitude recovery from bispectra // Applied Optics. – September 1984. – Vol. 23. – Pp. 3121–3129.

4. Sundaramoorthy G., Raghuvver M.R. and Dianat S.A. Bispectral reconstruction of signal in noise: Amplitude reconstruction issues // IEEE Trans. Acoustic, Speech, and Signal Processing. – July 1990. – Vol. 38, № 7. – Pp. 1297–1306.

5. Мацуока Т., Ульрих Т. Дж. Оценивание фазового спектра сигнала по биспектру сейсмической записи // ТИИЭР. – Октябрь, 1984 – Т. 72, № 10. – С. 200-209.

6. Marron J.C., Sanchez P.P. and Sullivan R.C Unwrapping algorithm for least-square phase recovery from modulo 2 bispectrum phase // Journal of the optical society of America. – January 1990. – Vol. 7, № 1. Pp. 14-20.

7. Kang M.G., Lay K.T., and Katsaggelos A.K., «Phase estimation using the bispectrum and its application to image restoration», Optical Engineering, vol. 30, No 7, pp. 976-985, July, 1991.

8. Totsky, A.V., Lukin, V.V., Zelensky, A.A. et al., (2008), Bispectrum-Based Methods and Algorithms for Radar, Telecommunication Signal Processing and Digital Image Reconstruction, TICSP series 45. Tampere International Center for Signal Processing, – 204 p.

9. Цифровая обработка сигналов и изображений в радиофизических приложениях / под ред. В.Ф. Кравченко. – М.: ФИЗМАТЛИТ, 2007. – 544 с.

10. Манохин А.Е., Зародов А.А. О разработке оптимального фильтра выделения полезного сигнала в биспектральной области по критерию минимума абсолютной ошибки третьей степени // Журнал радиоэлектроники [Электронный ресурс]. – 2016. – № 10 (12) – Режим доступа: <http://jre.cplire.ru/jre/oct16/1/text.pdf>.

НОВЫЕ КНИГИ

Витязев С.В.

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

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

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



РАСПОЗНАВАНИЕ ОБЪЕКТОВ НА ТРАЕКТОРИИ ПОЛЁТА БПЛА ПУТЁМ КОРРЕКЦИИ ПАРАМЕТРОВ ИЗОБРАЖЕНИЙ

Арзуманян Э.П., д.т.н., главный научный сотрудник ЗАО «МНИТИ», e-mail: arzedouard@gmail.com.

THE OBJECT RECOGNITION ON UAV FLIGHT TRAJECTORY BY MEANS OF IMAGE PARAMETERS CORRECTION

Arzumanyan E.P.

We consider a method that provides object recognition on the trajectory of UAV (unmanned aerial vehicle) in cases when the current image does not coincide with the reference image in scale, turning angle and aspect angle. To adapt said images with these parameters, a universal tool based on a bilinear interpolator is proposed. Proposed method provides the object identification on more long distances.

Key words: image, flight trajectory, template, video sequence, interpolation.

Ключевые слова: изображение, траектория полёта, эталон, видеопоследовательность, интерполяция.

Введение

В современных средствах мониторинга пространства – ландшафтов, лесных массивов, искусственных сооружений и др., особое место занимают беспилотные летательные аппараты (БПЛА), оснащённые системами технического зрения и линией радиосвязи. В частности, мониторинг проводят с целью выявления чрезвычайных ситуаций на ближних или дальних подступах охраняемых территорий. Оперативная информация, полученная на протяжении всей траектории полёта, передаётся с БПЛА в пункт управления, например, посредством геостационарных спутников Земли. Такой подход используется при мониторинге дальних государственных границ. Однако там радиосвязь может быть нарушена организованной радиопомехой, особенно при недружественном пограничном государстве [1]. В результате такого события БПЛА может быть безвозвратно утерян.

Мировая практика показывает новые тенденции в вопросе сбора информации при мониторинге – осуществление мониторинга траектории вдоль обозначенной территории путём опознавания устойчивых стационарных ориентиров, природного или искусственного происхождения, желательного инвариантных к изменениям времени суток или погодных условий. Для этого требуется разработать систему распознавания, действующую на больших расстояниях, без вмешательства оператора и применения радиосвязи.

Данная проблема актуальна во всех её проявлениях и прежде всего в использовании визуальной информации, полученной от датчиков изображения в различных спектральных диапазонах. Известные принципы, основанные на автоматическом распознавании объектов по карте местности, предусматривают нахождение вдоль траектории полёта объектов-ориентиров, которые запоминаются как эталонные изображения и загружаются в решающее

Рассматривается метод, обеспечивающий опознавание объекта на траектории полёта беспилотного летательного аппарата в условиях, когда текущее изображение не совпадает с эталоном по масштабу, углу поворота и ракурсу. Для адаптации этих изображений по названным параметрам предлагается универсальный инструмент, реализуемый на основе билинейного интерполятора. Данный метод позволяет опознать объект задолго до подлёта на расчётное расстояние.

устройство БПЛА. Здесь осуществляется сличение эталона с изображением, полученным от датчиков в каждый текущий момент времени. Затем, по установленному критерию (порогу достоверности), определяют степень сходства и принимают решение о правильном распознавании объекта-ориентира. Данный подход устанавливает определённые требования к полёту БПЛА – строго следовать по той же траектории, по которой были произведены съёмки эталона. При этом распознавание произойдёт только в одной точке траектории, т.е. в течение нескольких быстро промелькнувших ТВ кадров.

Постановка задачи

В данной работе решается задача, которая состоит в обеспечении достоверного распознавания объекта-ориентира как можно раньше при подлёте к нему. Такой подход позволяет заблаговременно скорректировать траекторию полёта, проложенную для следования до конечного пункта назначения, находящегося, возможно, за сотни километров. При этом, для сбора полученной информации БПЛА должен вернуться к назначенному пункту – к исходному или иному, по той же траектории или другой.

Здесь не рассматриваются способы передачи эталонных изображений ориентиров на борт БПЛА, которые могут быть составлены априори и загружены перед полётом или переданы оперативно в реальном масштабе времени. Важно, что съёмки эталона производятся другим летательным аппаратом (ЛА), который одновременно передаёт собственные параметры, зафиксированные

в момент съёмки эталонного изображения: координаты точки пространства относительно земной поверхности, высоту полёта и угол зрения оптического средства оптико-электронной системы. Такие же параметры формируются на борту БПЛА. Тогда, сопоставив параметры двух изображений, текущего и эталонного, с разными геометрическими параметрами, а параметры текущего изображения изменяются в каждый момент времени, необходимо будет адаптировать эталонное изображение к текущему путём осуществления геометрических преобразований и, тем самым, выделить фрагмент, при котором оба изображения обладают максимальным сходством между собой. Эта процедура смягчит жёсткие требования, предъявленные к траектории следования по строгому маршруту, на котором были выполнены съёмки эталонных изображений объектов-ориентиров (например, в соответствии с полётным заданием).

Решение задачи

Поиски способов решить поставленную задачу приводят к применению датчиков изображения, установленных на борту БПЛА, видимого и/или инфракрасного спектрального диапазона, получаемые изображения от которых являются достоверными источниками информации о местности. Для распознавания объектов-ориентиров, обозначающих ключевые точки траектории полёта, ниже предложен инструментарий, с помощью которого возможна реализация процедуры опережения момента коррекции траектории.

Известная система, оснащённая одновременно радиолоинией и автономными средствами управления, рассмотрена в [1]. В поставленной задаче радиосвязь исключена, поэтому после сбора информации для её передачи БПЛА должен вернуться к назначенному пункту земной поверхности. Последовательность процедур, выполняемых от начала до конца траектории, приведена в виде блок-схемы на рис. 1. Идея заключается в том, чтобы в каждый момент времени производилось сравнение двух изображений: эталонного и текущего, полученного датчиками оптико-электронной системы (ОЭС). Однако такое сравнение имеет смысл если оба изображения близки по своим параметрам: масштаба, ракурса и углового положения, с учётом углов зрения ОЭС БПЛА и ЛА. Для максимального сходства изображений необходимо в каждый момент времени учитывать соотношение параметров, характеризующие пространственные положения двух точек съёма изображений – текущего и эталонного.

В качестве эталонов используют либо образцовые изображения, либо набор их признаков, которые позволяют надёжно идентифицировать объекты. В любом случае, достоверное сравнение текущего изображения с эталоном может быть осуществлено при совпадении упомянутых геометрических свойств изображений.

Следует заметить, что рассматривается обработка только двумерных (плоских) изображений. Для обеспечения адекватности разрабатываемого алгоритма и создаваемых на его основе устройств требуется, чтобы высота наблюдения была много больше высоты объектов на наблюдаемой местности, впрочем, что и требу-

ется по условиям поставленной задачи.

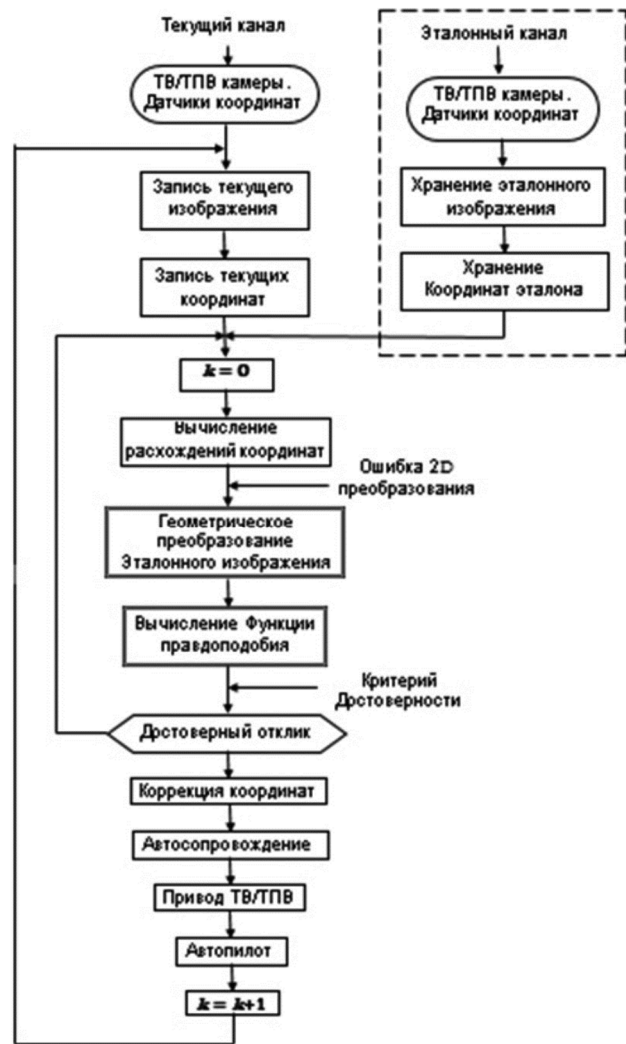


Рис. 1. Блок-схема системы распознавания объектов на траектории полёта

Принцип распознавания объекта-ориентира при быстрых изменениях бортовых данных БПЛА заключается в том, чтобы сравнивать в каждый момент времени данные эталона с данными БПЛА. Имеется в виду не только изображение, но и пакет навигационных данных, например, высота полёта, угол атаки или дальность до объекта, наклон по крену.

Поскольку в подавляющих случаях операция сравнения изображений на предмет определения сходства выполняется с помощью свёртки, будь это согласованный фильтр или взаимно-корреляционная функция, в данном случае целесообразно воспользоваться корреляционной функцией. Это оправдано тем, что в рассматриваемом случае эталоном для сравнения является конкретное полноценное многоуровневое изображение объекта или части наблюдаемого ландшафта.

В тактике применения БПЛА предусматривается следующая процедура последовательных действий. В момент распознавания объекта-ориентира включается система автосопровождения и БПЛА работает в самостоятельном режиме до достижения критического расстояния до объекта-ориентира, когда автопилот должен переориентировать БПЛА на следующий объект-ориентир. Учи-

тывая тот факт, что для надёжного распознавания расстояние до объекта не может превышать 3-5 км, а скорость полёта БПЛА составляет примерно 90-110 м/с, то времени на режим автосопровождения остаётся немного. Здесь предлагается метод, который позволяет увеличить дальность для распознавания и, соответственно, время пребывания БПЛА в режиме автосопровождения.

Итак, необходимо распознать объект до достижения момента, когда изображение, полученное с датчика на БПЛА по геометрическим параметрам, совпадёт с изображением эталона. Для этого параметры, имеющиеся в пакете данных эталона, сравнивают с аналогичными данными, имеющимися на борту БПЛА, сопоставляют их по разностям или соотношениям и изменяют геометрические параметры эталонного изображения для того, чтобы они соответствовали изображению с датчика БПЛА на данный момент времени полёта.

Из сказанного вытекает необходимость производить указанные геометрические преобразования в каждый момент времени. Для реализации способа устройством, действующим в реальном масштабе времени, ниже приведён алгоритм билинейного интерполятора [2, 3], обеспечивающего широкий набор геометрических преобразований, даны рекомендации по реализации устройства несложными аппаратно-программными средствами. Убедительные результаты об эффективности предложенного метода предоставляет математическая модель.

Моделирование предложенного метода распознавания

Важной составляющей модели является наличие соответствующей видеопоследовательности с сопровождающими данными пространственного положения летательного аппарата, выполняющего видеосъёмку. За неимением такового в модели используется видеопоследовательность изображений, снятых в инфракрасном спектральном диапазоне без координатных данных. Для данного участка траектории полёта известны лишь (с некоторой погрешностью) естественные метрические размеры отдельных объектов, расположенных на наблюдаемом ландшафте. Необходимая недостающая информация была дополнена следующим образом. На рис. 2 приведены кадры из видеопоследовательности сюжета наезда: начала – дальнего плана траектории и конца – ближнего плана траектории.

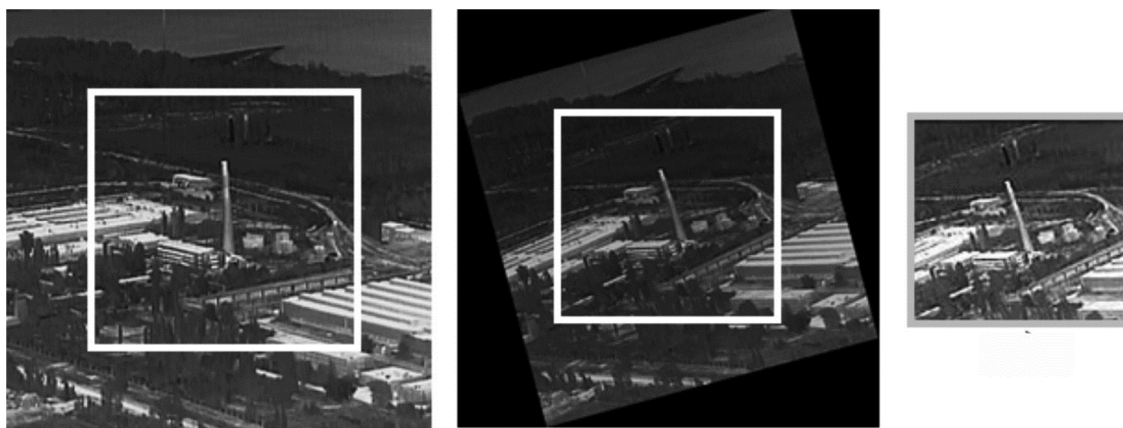
Данный фрагмент траектории разбит на $q = 140$ шагов модели. На условном расстоянии $q = 100$ осуществлена съёмка эталонного изображения. Однако, усложнив задачу, можно условиться, что угол зрения объектива θ_{et} эталонного канала отличается от угла зрения θ_t канала, использованного при съёмке на данной траектории. Кроме того, возможно и курсовое отклонение на величину γ . Поэтому, исходя из этих условий, на рис. 3 показаны два возможных эталона: а) идеальный – точно совпадающий



а) дальний план

б) ближний план

Рис. 2. Отрезок траектории, использованный для моделирования



а)

б)

в)

Рис. 3. а) – традиционный выбор эталона на шаге $q = 100$ траектории; б) и в) – эталон, полученный с другой точки траектории с отличающимися параметрами по углу зрения объектива и крену

с имеющейся траекторией и б) реальный – с отличающимися параметрами и средствами съёмки.

Данную обстановку легко прогнозировать. В первом случае в шаге $q = 100$ произойдёт идеальное совпадение, а значит 100 % обнаружение объекта. При этом полёт должен осуществляться строго по намеченному маршруту и обнаружение произойдёт только в одной точке траектории. Во втором случае ни в одном шаге модели обнаружение не произойдёт.

Для достижения поставленной цели – опережение момента обнаружения объекта-ориентира – следует сформулировать имеющиеся характеристики модели. Итак, из анализа изображения ближнего плана определено (принято): длина промышленной трубы $Tr = 80$ [m], исходя из этого, видимая ширина ландшафта $L_{iz} = 251,5$ [m], высота полёта БПЛА (с некоторым допущением) $H = 200$ [m] и неизменна на протяжении всего отрезка рассматриваемой траектории, минимальная дальность наблюдения (до ближнего плана) $D_{min} = 500$ [m]. В этом случае угол зрения объектива текущего канала (на БПЛА)

составит $\theta_t = \arctg\left(\frac{L_{iz}}{2 \cdot D_{min}}\right) \cdot 2 \approx 28^\circ$. Для определения дальности на начале траектории (при $q = 0$) анало-

гичным образом определяют видимую ширину ландшафта по размерам изображения $L'_{iz} = 720$ [m] и соответственно находят дальность до дальнего плана

$$D_{max} = \frac{L'_{iz}}{2 \cdot \operatorname{tg}\left(\frac{\theta_t}{2}\right)} \approx 1432 \text{ [m]}.$$

На основании синтезированных входных данных модели приступают к решению поставленной задачи. Представленное изображение эталона на рис. 2 сформировано из следующих исходных параметров: Дальность при $q = 100$; угол зрения объектива эталонного канала $\theta_{et} = 38^\circ$; угол наклона по курсу $\gamma = 15^\circ$. В данном эксперименте предполагается, что курсовых колебаний больше не предвидится, а применение разных объективов приводит к изменению коэффициента масштабирования со следующей зависимостью:

$$Cf = \operatorname{ctg}\left(\frac{\theta_t}{2}\right) \cdot \operatorname{tg}\left(\frac{\theta_{et}}{2}\right) = 0,73.$$

Таким образом, указанные отличия по двум параметрам могут быть скомпенсированы с помощью двумерного интерполятора. Результат такой интерполяции приведён на рис. 4.



Рис. 4. Новый эталон, восстановленный по параметрам γ и θ

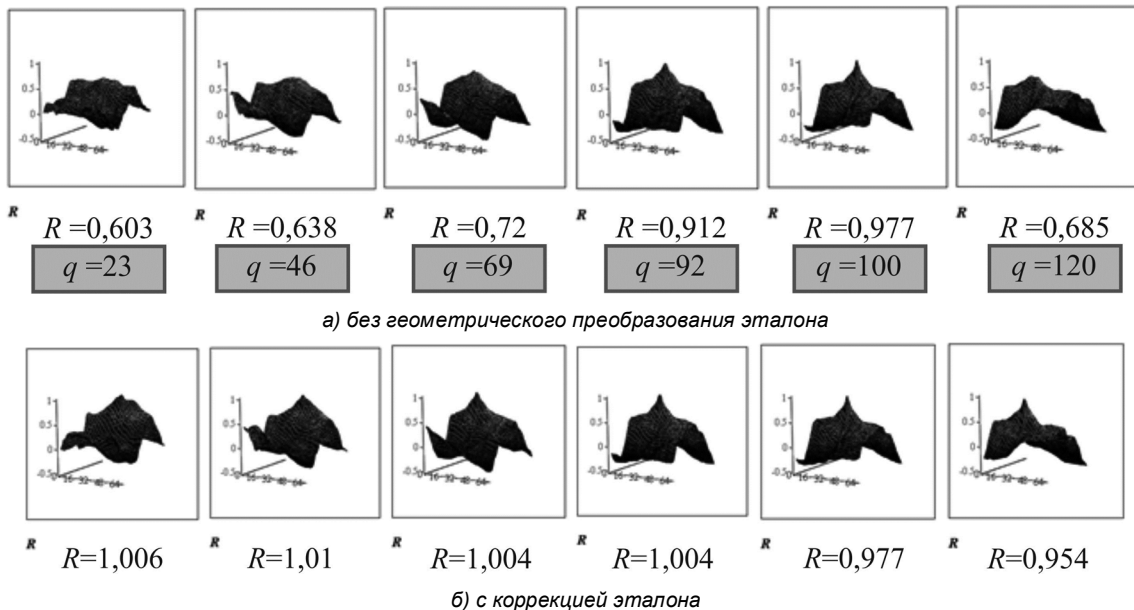
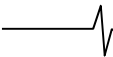


Рис. 5. Последовательность фаз вычисления ВКФ



Далее, следует сопоставить текущее и эталонное изображения с целью приведения их к максимальному сходству. Такая операция производится также путём интерполяции. Для этого в данной модели траекторию разбивают на 140 шагов обработки, определяют текущую дальность относительно дальности съёма эталона и полученное соотношение используют как коэффициент масштабирования нового эталона.

Ниже приведены две реализации процесса поиска и обнаружения с использованием классической нормированной корреляционной функции в качестве функции правдоподобия.

Задача модели заключается в том, чтобы выявить факт совпадения при принятом пороге достоверности. Эксперимент поставлен таким образом, чтобы дать оценку двум вариантам определения степени достоверности сходства на установленном пороге.

Первый вариант реализуется без коррекции эталона, т.е. БПЛА направлен к предполагаемому объекту-ориентире в соответствии с имеющимся на его борту эталоном. В каждый момент времени полёта вдоль траектории производится сличение двух изображений: текущего и эталонного, и по мере сближения устанавливают степень сходства по максимуму взаимно-корреляционной функции (ВКФ). Отдельные моменты формирования ВКФ приведены на рис. 5 (R – амплитуда пика функции). В качестве единицы дальности используется безразмерная величина q , которая равномерно разделила дальность на дискретные участки от начала полёта до достижения полного сходства с эталоном.

Из рис. 5 по максимумам ВКФ видна тенденция к максимальному сходству уже с большой дальности наблюдения.

Более наглядное представление о полученном эффекте показывает диаграмма (рис. 6), полученная путём сопоставления максимумов ВКФ на каждом q -шаге эксперимента для обоих вариантов.

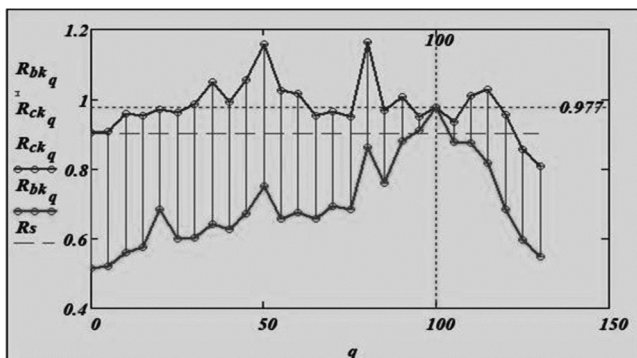


Рис. 6. Красная линия – традиционный способ определения сходства путём сближения; синяя – результат проведённого эксперимента

Из диаграмм видно, что предложенный метод опережения момента обнаружения качественно эффективен. В данном эксперименте принято считать достоверными для сходства все значения функции ВКФ, максимумы которых превышают уровень 0,9. Следует отметить, что для объективной оценки уровень достоверности может быть выбран больше 0,9 и стремиться к 1,0 (для нормированной корреляционной функции). Однако,

как было упомянуто выше, входная видеопоследовательность искусственно искажена для модели в части разрешающей способности, сам процесс интерполяции является фильтрующим, функция коррекции сближения также рассчитана с некоторыми допущениями, поэтому достигнутый результат, как было предвидено, получен ниже ожидаемого, со значениями ВКФ больше 1,0. Тем не менее предложенный метод и при этих условиях демонстрирует свою эффективность.

В рамках данного эксперимента метод реализован для трёх параметров: угла зрения оптического средства, угла поворота и изменения дальности наблюдения. В принципе в реальном полёте происходят пространственные изменения в большем количестве степеней свободы. Для их отработки ниже предлагается интерполятор [4], реализуемый несложными техническими средствами.

Билинейный интерполятор

В [5] подробно описан билинейный интерполятор, который может быть применён для решения поставленной задачи. Ниже приведены две функции, содержащие основные аргументы для выполнения необходимых преобразований:

$$\begin{aligned} Av_{i,j} &= (j-n) \cdot \sin(\gamma) dv_j + (i-n) \cos(\gamma) \cdot dh_i + n; \\ Ah_{i,j} &= (j-n) \cdot \cos(\gamma) dv_i + (i-n) \sin(\gamma) \cdot dh_j + n. \end{aligned} \quad (1)$$

Функции $Av_{i,j}$ и $Ah_{i,j}$ названы виртуальными адресами памяти (по вертикали Av и горизонтали Ah соответственно), поскольку по ним будут определены истинные целочисленные адреса четырёх элементов яркости массива N ($av0; av1; ah0; ah1$), необходимые для вычисления значения яркости искомого элемента B_{ij} интерполируемого массива. В (1) $n = \frac{N}{2}$ для центрирования системы координат, а функции

$$\begin{aligned} dh_j &= \frac{N \cdot H}{L} \cdot \left[\operatorname{tg} \left(\varphi - \frac{\theta}{2} + j \cdot d\theta + d\theta \right) - \operatorname{tg} \left(\varphi - \frac{\theta}{2} + j \cdot d\theta \right) \right]; \\ dv_i &= \frac{N \cdot H}{L} \cdot \left[\operatorname{tg} \left(\varphi - \frac{\theta}{2} + i \cdot d\theta + d\theta \right) - \operatorname{tg} \left(\varphi - \frac{\theta}{2} + i \cdot d\theta \right) \right], \end{aligned} \quad (2)$$

характеризуют межэлементное расстояние в оптическом поле в направлениях координат i (для вертикального расстояния dv) и j (для горизонтального расстояния dh).

H – высота наблюдения;

L – видимая часть наблюдаемой местности в мгновенном поле зрения объектива;

D – расстояние до центра наблюдаемой местности;

$\varphi = \arctg(D/H)$ – угол наклона линии визирования

(тангажа или крена);

γ – угол поворота относительно оптической оси;

θ – угол зрения объектива;

$d\theta = \theta/N$ – элементарный угол зрения (°/пиксель).

Этот подход позволяет рационально использовать ресурсы решающего устройства и придать ему универсальное свойство.

Дробные части функций $Av_{i,j}$ и $Ah_{i,j}$ представляют собой весовые коэффициенты интерполяции следующим образом:

$$qv_{i,j} = \text{mod}(Av_{i,j}, 1); \quad qh_{i,j} = \text{mod}(Ah_{i,j}, 1);$$

$$qv^*_{i,j} = 1 - qv_{i,j}; \quad qh^*_{i,j} = 1 - qh_{i,j};$$
(3)

где qv^* и qh^* – инверсные значения qv и qh соответственно. Здесь 1 – дискретный шаг исходного изображения.

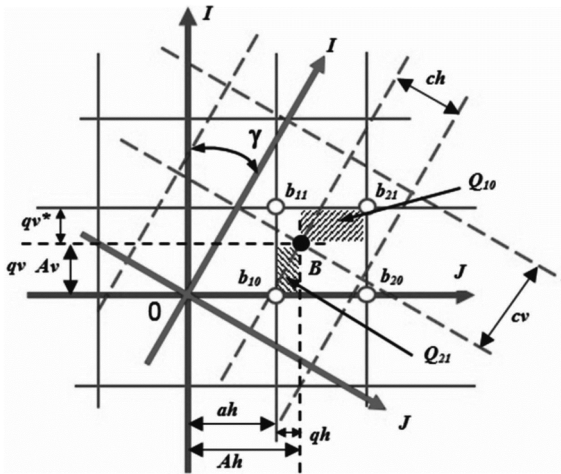


Рис. 7. Иллюстрация процедуры определения весовых коэффициентов

Следует заметить, что при аппаратной реализации алгоритма достаточно иметь значение qv и qh в четыре двоичных разряда после запятой, чтобы получить погрешность воспроизведения изображения в 1/256, что составляет менее 0,4 %.

Таким образом, адреса памяти близлежащих элементов яркости определяют следующим образом:

$$av0_{i,j} = Av_{i,j} - qv_{i,j}; \quad av1_{i,j} = av0_{i,j} + 1;$$

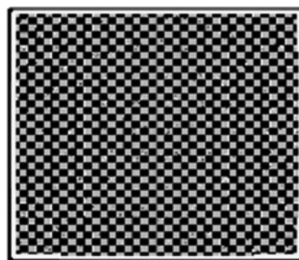
$$ah0_{i,j} = Ah_{i,j} - qh_{i,j}; \quad ah1_{i,j} = ah0_{i,j} + 1.$$
(4)

Далее, по значениям (3) определяют двумерные весовые коэффициенты для каждого элемента яркости:

$$Q00_{i,j} = qv^*_{i,j} \cdot qh^*_{i,j}; \quad Q10_{i,j} = qv_{i,j} \cdot qh^*_{i,j};$$

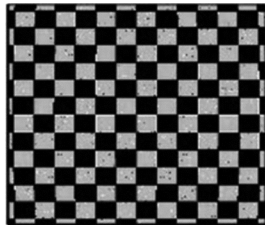
$$Q01_{i,j} = qv^*_{i,j} \cdot qh_{i,j}; \quad Q11_{i,j} = qv_{i,j} \cdot qh_{i,j}.$$
(5)

Геометрическое толкование весового коэффициента Q_{**} в повернутой системе координат на произвольный угол γ можно получить из иллюстрации на рис. 7. В рассматриваемом примере коэффициент Q_{21} определяется площадью малого заштрихованного прямоугольника, занимающего противоположную область от элемента b_{21} , а из (5) qv и qh являются сторонами такого прямоугольника.

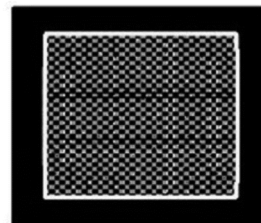


$\gamma = 0 \cdot \text{deg}$
 $\varphi = 0 \cdot \text{deg}$
 $H = 1450$
 $D = 0$
 $\theta = 12 \cdot \text{deg}$

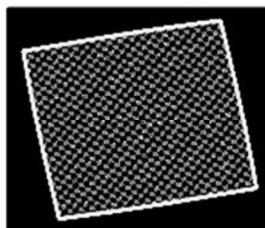
тест-изображение с параметрами модели



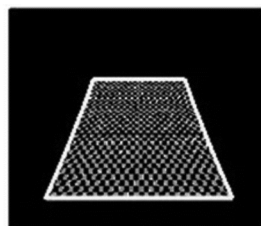
$\gamma = 0 \cdot \text{deg}$
 $\varphi = 0 \cdot \text{deg}$
 $H = 400$
 $D = 0$
 $\theta = 15 \cdot \text{deg}$



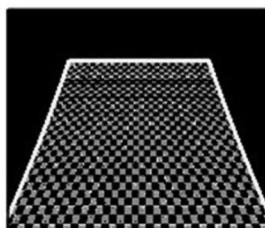
$\gamma = 0 \cdot \text{deg}$
 $\varphi = 0 \cdot \text{deg}$
 $H = 1500$
 $D = 0$
 $\theta = 15 \cdot \text{deg}$



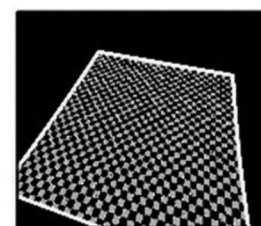
$\gamma = 10 \cdot \text{deg}$
 $\varphi = 0 \cdot \text{deg}$
 $H = 1100$
 $D = 0$
 $\theta = 20 \cdot \text{deg}$



$\gamma = 0 \cdot \text{deg}$
 $\varphi = 69.444 \cdot \text{deg}$
 $H = 300$
 $D = 800$
 $\theta = 15 \cdot \text{deg}$

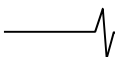


$\gamma = 0 \cdot \text{deg}$
 $\varphi = 69.444 \cdot \text{deg}$
 $H = 300$
 $D = 800$
 $\theta = 10 \cdot \text{deg}$



$\gamma = -15 \cdot \text{deg}$
 $\varphi = 69.444 \cdot \text{deg}$
 $H = 300$
 $D = 800$
 $\theta = 10 \cdot \text{deg}$

Рис. 8. Иллюстрация различных реализации билинейного интерполятора, где γ – угол поворота [град]; φ – угол наклона линии визирования [град]; H – высота наблюдения [m]; D – дальность наблюдения [m]; θ – угол зрения объектива [град]



Здесь функции (2) dv и dh не используются, поэтому эти функции заменены коэффициентами масштабирования cv и ch , которым могут быть присвоены разные значения.

Для получения нормированного значения элемента яркости $B_{i,j}$ сумма весовых коэффициентов должна равняться единице, т.е.

$$\sum Q^{**} = 1 \quad (5)$$

Обозначив двумерную функцию яркости через Bn , представляющую исходное изображение, записывают составные части B^{**} нового изображения $B_{i,j}$ следующим образом:

$$\begin{aligned} B00_{i,j} &= Bn_{av0_{i,j}ah0_{i,j}} \cdot Q00_{i,j}; \\ B01_{i,j} &= Bn_{av0_{i,j}ah1_{i,j}} \cdot Q01_{i,j}; \\ B10_{i,j} &= Bn_{av1_{i,j}ah0_{i,j}} \cdot Q10_{i,j}; \\ B11_{i,j} &= Bn_{av1_{i,j}ah1_{i,j}} \cdot Q11_{i,j}. \end{aligned} \quad (6)$$

Тогда,

$$B_{i,j} = B00_{i,j} + B01_{i,j} + B10_{i,j} + B11_{i,j}. \quad (7)$$

Процедура определения значения яркости элемента $B_{i,j}$ в соответствии с рис. 7 остаётся неизменной для любого геометрического преобразования, полученного в процессе моделирования.

На рис. 8 приведены примеры использования билинейного интерполятора, демонстрирующие варианты геометрических преобразований.

В качестве исходного изображения используется тест-изображение размером 720 x 720 телевизионных элементов. Видимая рамка обозначает внешние границы тест-изображения.

Заключение

С целью опережения момента обнаружения объекта-ориентира на траектории полёта БПЛА, предложен метод, предусматривающий адаптацию эталонного изображения к текущему изображению, полученному с датчика видеoinформации БПЛА, сопоставляя для этого навигационные данные, вырабатываемые в каждый момент времени в пакете данных БПЛА с соответствующими данными, имеющиеся в пакете данных эталона.

Предложена форма виртуального адреса обращения к памяти решающего устройства и функций межэлементных расстояний, которые содержат информацию, необходимую для реализации любого из рассмотренных геометрических преобразований изображения. Благодаря наглядности этих функций упрощается реализация устройства.

Литература

1. Вилкова Н.Н., Шахрай В.И., Арзуманян Э.П. Система управления беспилотным летательным аппаратом. – Патент РФ на полезную модель № 155323. 2015 г.
2. Прэтт У. Цифровая обработка изображений. Пер. с англ. – М.: Мир, 1982. – Кн. 2 – 480 с., ил.
3. Красильников Н.Н. Цифровая обработка 2D- и 3D-изображений: учебное пособие: – СПб.: БХВ – Петербург. 2011. – 608 с.: ил.
4. Половко А.М., Бутусов П.Н. Интерполяция. Методы и компьютерные технологии их реализации. – СПб.: БХВ-Петербург, 2004. – 320 с.: ил.
5. Арзуманян Э.П. Билинейный интерполятор для геометрического преобразования изображений // Техника средств связи. Серия Техника телевидения. М., 2017. – С. 69-81.

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.
- Растровые (фотографии, рисунки) – М 1:1, разрешение не менее 300 dpi, формат tiff.

УДК 621.396

КОМБИНИРОВАННЫЕ МЕТОДЫ СНИЖЕНИЯ ПИК-ФАКТОРА В СИСТЕМЕ РАВИС

*Le Van Ky, аспирант кафедры мультимедийных технологий и телекоммуникаций МФТИ,
e-mail: levanky@phystech.edu;*

*Динь Тхи Хуен Чанг, аспирантка кафедры мультимедийных технологий и телекоммуникаций МФТИ,
e-mail: chipchip_347@mail.ru.*

COMBINED METHODS FOR PAPR REDUCTION IN THE RAVIS SYSTEM

Le Van Ky, Dinh Thi Huyen Trang

A well-known disadvantage of systems with OFDM modulation is a high Peak to Average Power Ratio (PAPR). Due to this feature OFDM radio signal contains a lot of short-term peaks, which requires the use of power amplifiers with a wide linear dynamic range. In this paper, we propose several combined methods of PAPR reduction in the digital terrestrial multimedia broadcasting system RAVIS.

Key words: PAPR, tone reservation, active constellation extension, selected mapping, combined method.

Ключевые слова: пик-фактор, резервирование тона, активное расширение созвездия, селективное отображение, комбинированный метод.

Введение

Система цифрового радиовещания РАВИС (АудиоВизуальная Информационная Система Реального времени; международное название – RAVIS, Real-time AudioVisual Information System) представляет собой систему передачи для цифрового наземного узкополосного вещания в ОВЧ диапазоне частот (65,9-74,0 МГц и 87,5-108,0 МГц) с шириной полосы радиоканала от 100 до 250 кГц в первой версии системы (РАВИС 1.0) и до 1000 кГц во второй версии (РАВИС 2.0), которая позволяет осуществлять информационное стереофоническое звуковое и видеовещание [1-3].

Система РАВИС является эффективной транспортной средой для любых типов данных, которые мультиплексируются в форматы, включающие пакеты постоянной (например, транспортный поток MPEG-2) или переменной длины. Мультиплекс системы состоит из трех логических каналов: обязательного канала основного сервиса КОС (максимальный поток до 900 кбит/с при полосе сигнала 250 кГц в РАВИС 1.0) и двух опциональных каналов передачи дополнительной информации: низкоскоростного канала данных с повышенной надежностью передачи (НСК, пропускная способность около 12 кбит/с) и надежного канала передачи данных (НКД, пропускная способность около 5 кбит/с). Эти логические каналы могут использоваться, например, в системах оповещения о чрезвычайных ситуациях и т.д.

Как известно, сейчас в мире разработаны различные методы снижения пик-фактора, такие как:

- 1) методы, основанные на отсечении и фильтрации;
- 2) метод селективного отображения (англ. SLM – Selective Mapping) [4];

Известный недостаток систем с OFDM модуляцией – высокое отношение пиковой мощности к средней ее величине (высокий пик-фактор). За счет этого свойства OFDM радиосигнал содержит множество кратковременных пиков, что требует использования в передающих средствах усилителей мощности с широким линейным динамическим диапазоном. В данной работе проанализировано несколько комбинированных методов снижения пик-фактора в системе цифрового наземного мультимедийного вещания.

- 3) методы, основанные на кодировании;
- 4) метод частичной последовательности передачи (англ. PTS – Partial Transmit Sequences);
- 5) метод резервирования тона (англ. TR – Tone Reservation) [5];
- 6) метод нелинейного компандирования (Nonlinear Companding Transform) [6];
- 7) метод инъектирования тона (англ. TI – Tone Injection);
- 8) метод активного расширения созвездия (англ. ACE – Active Constellation Extension) и другие [7].

Сравнение качественных свойств различных методов снижения пик-фактора приведено в табл. 1 [8]. Под деградацией здесь подразумевается наличие искажений на информационных несущих вследствие применения метода снижения пик-фактора. Нельзя однозначно сказать, что какой-либо метод лучше других, поскольку в различных ситуациях (качество фильтров, линейность характеристики усилителя мощности, требования к надежности передачи, количество несущих и т.д.) наиболее эффективными могут оказаться разные методы.

Известно много факторов, которые следует рассмотреть перед выбором конкретного метода снижения PAPR. Эти факторы включают величину снижения PAPR, увеличение мощности передаваемого сигнала, увеличение доли битовых ошибок (bit error ratio, BER) на приемниках, потери скорости передачи данных, увеличение сложности вычислений и т.д. Далее мы кратко обсудим каждый пункт.

Таблица 1. Сравнение свойств различных методов снижения пик-фактора

Метод	Вычислительная сложность	Деградация сигнала	Снижение скорости передачи данных	Увеличение мощности сигнала
отсечения и фильтрации	низкая	да	нет	нет
селективного отображения	высокая	нет	да	нет
кодирования	высокая	нет	да	нет
частичной последовательности передачи	высокая	нет	да	нет
резервирования тона	средняя	нет	да	да
нелинейного компандирования	низкая	да	нет	нет
инжективного тона	средняя	да	нет	да
активного расширения созвездия	средняя	да	нет	да

Сравнительный анализ методов снижения пик-фактора

Величина снижения PAPR: понятно, что это самый важный фактор в выборе метода снижения PAPR. Особое внимание должно быть уделено тому, что некоторые методы приводят к вредным эффектам. Например, метод отсечения амплитуды четко удаляет пики, но приводит к внутрисполосным и внеполосным искажениям, и после фильтрации внеполосных искажений PAPR снова увеличивается.

Увеличение мощности передаваемого сигнала: некоторые техники требуют увеличения мощности в сигнале передачи после использования методов снижения PAPR. Например, TR требует более мощного сигнала, потому что необходимо использовать некоторую мощность для корректирующих сигналов. TI использует набор эквивалентных точек созвездия вместо исходного созвездия, чтобы уменьшить PAPR. Поскольку все эквивалентные точки созвездия требуются больше мощности, чем исходная точка созвездия, мощность передаваемого сигнала должна быть нормализована обратно к исходному уровню мощности.

Увеличение BER на приемнике: это также важный фактор, тесно связанный с увеличением мощности передаваемого сигнала. Некоторые методы увеличивают BER на приемнике. Например, BER после применения ACE будет ухудшаться, если мощность сигнала передачи будет зафиксирована. В некоторых методах, таких как SLM и PTS, весь блок данных может быть потерян, если дополнительная информация получена с ошибкой. Это также увеличивает BER на приемнике.

Потери скорости передачи данных: некоторые методы требуют, чтобы скорость передачи данных была уменьшена. При использовании методов SLM и PTS скорость передачи данных снижается из-за вспомогательной информации, используемой для информирования приемника о том, что сделано в передатчике.

Вычислительная сложность: это еще один важный показатель при выборе методов снижения PAPR. Такие методы, как SLM и PTS, требуют большого количества операций, чтобы находить решение для снижения PAPR. Напротив, метод нелинейного компандирования требует небольшого количества вычислений. Как правило, более сложные методы имеют более высокую способность сокращения PAPR.

Методы, основанные на ограничении амплитуды и фильтрации, заключаются в итеративном ограничении амплитуды сигнала во временной области, переводе полученного сигнала в частотную область и фильтрации внеполосного излучения. После фильтрации внеполосного излучения пики сигнала увеличатся по амплитуде; кроме того, такой подход приводит к увеличению ошибок модуляции – снижению показателя MER (modulation error ratio). За счет применения сглаживающих окон можно снизить уровень внеполосного излучения. На практике такие методы редко используются в чистом виде, поскольку приводят к расширению полосы сигнала.

Метод селективного отображения и метод частичной последовательности передачи относятся к вероятностным методам снижения пик-фактора. Они не исключают полностью появление сигналов с большим пик-фактором, но существенно снижают вероятность их появления. Суть методов заключается в том, что из каждого OFDM-символа определенным образом формируется набор модифицированных OFDM-символов, для каждого из которых рассчитывается пик-фактор. В эфир излучается тот модифицированный OFDM-символ, который имеет наименьший пик-фактор, причем этот символ несет в себе дополнительную служебную информацию о том, каким образом можно восстановить из модифицированного символа исходный. Эти методы не приводят к появлению внеполосных излучений.

Методы, основанные на кодировании, заключаются в том, что, вводя относительно небольшую избыточность в передаваемое сообщение, все множество входных комбинаций кодера отображается во множество слов с пик-фактором, не превышающим заданный. Впрочем, также было показано, что практических решений, которые бы обеспечивали низкое значение пик-фактора сигнала OFDM с числом несущих порядка сотен и тысяч неизвестно. Таким образом, эти методы также неприменимы в современных вещательных системах.

Метод нелинейного компандирования заключается в том, что сигнал во временной области пропускается через функцию, которая увеличивает сигнал с маленькими мощностями и не изменяет сигнал с большими мощностями. В результате этого средняя мощность сигнала увеличивается, а максимальное его значение не изменяется, то есть PAPR уменьшается. Данный метод приводит к появлению внеполосных излучений. Это значит, что, как и метод отсечения и фильтрации, этот метод редко применяется на практике.

Наиболее широкое применение в системах цифрового эфирного вещания получили метод резервирования тона (применяется в системах ATSC 3.0, DVB-T2, RABIS 2.0) и активного расширения созвездия (описан в стандартах ATSC 3.0, DVB-T2, DTMB-A, применим во многих системах вещания). В данной главе приведены результаты моделирования различных алгоритмов снижения пик-фактора применительно к разрабатываемой в данное время второй версии стандарта системы RABIS. Это позволит сравнить эффективность различных методов на реальной системе эфирного вещания с широким диапазоном ширины полосы сигнала.

Результаты моделирования

Проведенное моделирование метода резервирования тона показывает, что недостатком данного метода является малая эффективность для сигнала при узкой полосе (и, как следствие, малом числе резервированных несущих). Однако при широкой полосе сигнала данный метод позволяет эффективно снижать пик-фактор.

Суть модифицированного метода резервирования тона заключается в том, что, рационально выбирается уровень отсечения в соответствии со значением числа итераций алгоритма, несущих для реализации ядра, а также на основе использования циклического разностного множества с тем, чтобы получить квазиоптимальное ядро. Такой подход существенно улучшает эффективность классического метода при узкой полосе спектра OFDM сигнала.

Использование модифицированного варианта метода ACE (A-ACE) позволяет получить ряд преимуществ по сравнению со стандартным методом. Например, мощность сигнала после применения метода практически не увеличивается, не зависит от типов созвездия, вычислительная сложность уменьшается, увеличивается MER. Основной идеей алгоритма A-ACE является создание анти-пика сигнала для уменьшения PARP путем преобразования области отсечения в шумовую составляющую с возможной областью расширения сигнального созвездия и обеспечения удаления внеполосного искажения.

Рассмотрен метод селективных отображений. Результаты проведенного моделирования на сигнале системы RABIS показывают низкую эффективность данного алгоритма для сигнала с большим числом несущих, в то время как при узкой полосе данный метод позволяет эффективно снижать пик-фактор.

Можно утверждать следующее:

1. Когда количество несущих, выделенных для реализации ядра TR, мало (при малой полосе сигнала 100 кГц, 200 кГц), метод резервирования тона не дает хороших результатов.

2. Метод селективного отображения эффективнее при малой полосе сигнала, чем при широкой полосе (250 кГц – 1 МГц).

3. При широкой полосе сигнала, чтобы достичь хорошего результата, в методе резервирования тона требуется большое количество итерации.

4. Метод ACE лучше работает при широкой полосе сигнала.

5. Требования задачи снижения пик-фактора зависят от количества несущих, выделяемых для реализации ядра TR, возможности вычислительной техники и других параметров.

На этой основе автором [9, 10] предложено несколько подходов для комбинированных методов в задаче снижения пик-фактора в системе RABIS, для которых было проведено множество экспериментов по имитационному моделированию в среде MATLAB:

1. Если выделить только 2,5 % несущих для реализации алгоритма TR снижения пик-фактора и возможности вычислительной техники невысоки, следует применить метод селективного отображения при количестве вариантов выбора $U = 64$ для полосы сигнала 100 кГц, а для других полос применить модифицированный метод резервирования тона. Результат моделирования данного подхода показан в табл. 2.

2. Если выделить только 2,5 % несущих для реализации алгоритма TR снижения пик-фактора и возможности вычислительной техники высоки, следует применить первый вариант комбинированного метода, т.е. сначала применить модифицированный метод резервирования тона для полос сигнала от 500 кГц до 1 МГц и метод селективного отображения ($U = 64$) для полос 100-250 кГц, потом применить метод A-ACE (см. рис. 1). Результаты показаны в табл. 3.

3. Когда выделены 5 % резервных несущих и требуется сильно уменьшить пик-фактор, нужно применить второй вариант комбинированного метода, это значит сначала применить модифицированный метод резервирования тона, потом применить метод A-ACE. Результаты изображены в табл. 4.

4. Если выделить 5 % резервных несущих и возможности вычислительной техники невысоки, следует применить модифицированный метод резервирования тона при всех полосах сигнала.

Приведенные ниже значения пик-фактора сигнала приведены для вероятности появления 10^{-4} .

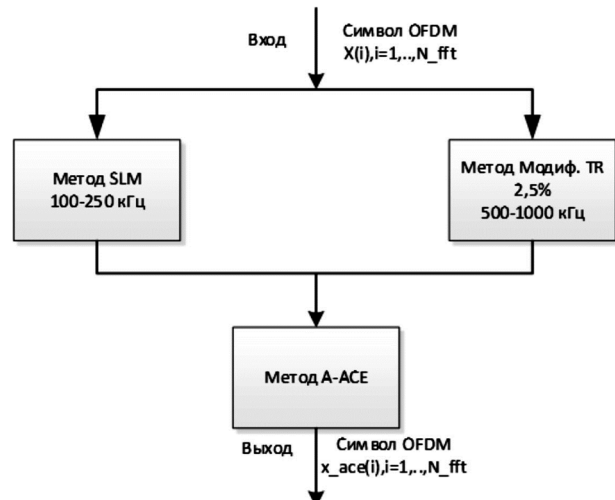


Рис. 1. Схема работы двухэтапного алгоритма, когда выделено только 2,5% резервных несущих для реализации алгоритмов снижения пик-фактора

Таблица 2. Пик-фактор после применения алгоритма SLM или модиф. TR

Ширина полосы		100 кГц	200 кГц	250 кГц	500 кГц	750 кГц	1 МГц
Исходный пик-фактор, дБ		11,8	11,6	12,1	12,2	12,4	12,6
Тип созвездия	Метод						
QPSK	Модиф. TR	7,8	7,8	7,7	7,8	7,6	7,6
	SLM/Модиф. TR	7,4	7,8	7,7	7,8	7,6	7,6
Доп. выигрыш		0,4	0	0	0	0	0
QAM-16	Модиф. TR	8,0	7,9	8,1	7,9	7,9	7,6
	SLM/Модиф. TR	7,5	7,9	8,1	7,9	7,9	7,6
Доп. выигрыш		0,5	0	0	0	0	0
QAM-64	Модиф. TR	8,0	7,9	8,0	7,7	7,8	7,6
	SLM/Модиф. TR	7,6	7,9	8,0	7,7	7,8	7,6
Доп. выигрыш		0,4	0	0	0	0	0

Таблица 3. Пик-фактор после применения алгоритма SLM/модиф. TR 2,5 % и A-ACE

Тип созвездия	Ширина полосы		100 кГц	200 кГц	250 кГц	500 кГц	750 кГц	1 МГц
	Исходный пик-фактор, дБ		11,8	11,6	12,1	12,2	12,4	12,6
	Метод							
QPSK	I этап	Модиф. TR	7,8	7,8	7,7	7,8	7,6	7,6
		SLM	7,4	7,9	8,2	8,6	8,7	8,8
	II этап	Модиф. TR/A-ACE	7,0	7,0	6,9	6,8	6,7	6,6
		SLM/A-ACE	6,4	6,6	6,8	6,9	7,0	6,9
QAM-16	I этап	Модиф. TR	8,0	7,9	8,1	7,9	7,9	7,6
		SLM	7,5	7,9	8,2	8,5	8,7	8,8
	II этап	Модиф. TR/A-ACE	7,3	7,2	7,2	7,0	6,8	6,6
		SLM/A-ACE	6,7	6,9	7,0	7,4	7,6	7,6
QAM-64	I этап	Модиф. TR	8,0	7,9	8,0	7,7	7,8	7,6
		SLM	7,6	7,9	8,3	8,5	8,7	8,7
	II этап	Модиф. TR/A-ACE	7,6	7,4	7,5	7,0	7,1	6,8

Таблица 4. Пик-фактор после применения алгоритма модиф. TR 5 % и A-ACE

Ширина полосы		100 кГц	200 кГц	250 кГц	500 кГц	750 кГц	1 МГц
Исходный пик-фактор, дБ		11,7	11,8	11,9	12,1	12,3	12,5
Тип созвездия	Метод						
QPSK	Модиф. TR	7,1	7,3	7,3	7,1	7,2	7,2
	A-ACE	6,4	6,3	6,3	6,4	6,2	6,1
QAM-16	Модиф. TR	7,2	7,3	7,3	7,1	7,3	7,3
	A-ACE	6,4	6,4	6,5	6,4	6,4	6,3
QAM-64	Модиф. TR	7,3	7,3	7,1	7,3	7,4	7,3
	A-ACE	6,6	6,6	6,6	6,7	6,8	6,6

В табл. 2 изображены результаты применения алгоритма снижения пик-фактора SLM для полосы сигнала 100 кГц и алгоритма модиф. TR для остальных полос сигнала системы РАВИС. Как сказано ранее, метод SLM при $U = 64$ дает результат лучше других методов только при узкой полосе (100 кГц). Чтобы улучшить эффективность этой комбинации, следует либо увеличивать количество итераций метода TR, либо увеличивать число U . Но этот подход влечет необходимость увеличения вычислительной мощности системы, хотя не дает существенного улучшения.

Как видно из табл. 3, при полосе от 100 до 250 кГц комбинация методов SLM/A-ACE работает лучше, чем комбинация методов TR/A-ACE. Наоборот, при широкой полосе от 500 до 1000 кГц комбинация методов модиф. TR/A-ACE работает эффективнее, чем SLM/A-ACE. Этот результат легко объяснить следующим образом: при

узкой полосе метод селективного отображения работает эффективнее других методов.

В табл. 3 проявляется один нюанс: в диапазоне 200 и 250 кГц хотя на первом этапе метод модиф. TR дает результат лучше метода SLM, но комбинация модиф. TR/A-ACE дает результат хуже, чем SLM/A-ACE. Этот нюанс можно объяснить тем, что после применения метода модиф. TR структура сигнала изменена и вероятность появления пика мала. Иными словами, сигнал после модиф. TR более плоский. Наоборот, структура сигнала после применения SLM не изменена, хотя высокие пики малы, но маленьких пиков очень много.

В табл. 4 показано, что для созвездия QPSK реализация метода A-ACE после метода TR обеспечивает самый лучший результат. Также после применения методов TR и A-ACE при модуляции QAM-16 и QAM-64 формируется сигнал с малым пик-фактором.

Заключение

На основании результатов моделирования методов снижения пик-фактора было сформулировано несколько вариантов применения методов снижения пик-фактора, предложенных авторами для системы РАВИС второго поколения, в том числе двухэтапный алгоритм. Двухэтапный метод подразумевает, что на первом этапе снижения пик-фактора к исходному символу должны применяться методы SLM с 64 отображениями (при ширине полосы сигнала 100-250 кГц) или модифицированный TR (при ширине полосы сигнала 500-1000 кГц). В отличие от метода активного расширения созвездия, такой подход позволит обеспечить низкий пик-фактор при любом виде модуляции. Использование SLM может быть не только более эффективным с точки зрения обеспечения низкого пик-фактора, но и с точки зрения экономии частотного ресурса, что особенно ценно в условиях узкого канала. На втором этапе предлагается использовать модифицированный метод активного расширения созвездия.

Кроме того, в зависимости от возможностей вычислительной техники, авторами предлагается еще несколько вариантов снижения пик-фактора. Например, двухвариантный метод, под которым понимается применение метода селективного отображения $U = 64$ для полос сигнала 100 и 200 кГц, а для других полос – применение модифицированного метода резервирования тона.

Кроме того, при 2,5 % резервных несущих целесообразнее пользоваться предложенным двухэтапным методом снижения пик-фактора; если же требования к пропускной способности канала допускают использование 5 % несущих, тогда достаточно применить только модифицированный метод резервирования тона и можно отказаться от метода селективных отображений или использовать двухэтапный метод (сначала метод резервирования тона, потом метод активного расширения созвездия).

Литература

1. Дворкович А.В., Дворкович В.П., Зубарев Ю.Б., Соколов А.Ю., Чернов Ю.А. Способ трансляции информационного телевидения // Патент РФ № 2219676, 08.11.2000.
2. Дворкович В.П., Дворкович А.В., Иртюга В.А., Тензина В.В. Новая аудиовизуальная информационная система // Broadcasting. Телевидение и радиовещание. – 2005. – № 5. – С. 52-56.
3. Дворкович А.В., Дворкович В.П., Иртюга В.А., Митягин К.С. Стандарт цифрового мультимедийного вещания РАВИС 2.0 // Цифровая обработка сигналов и ее применение.: Докл. 19 Междун. конф. (DSPA-2017, Москва, 29-31 марта 2017 г.). – М.: 2017. – Выпуск XIX-1. – С. 222-225.
4. Bauml R.W., Fischer R.F.H. and Huber J.B. Reducing the Peak-to-Average Power Ratio of Multicarrier Modulation by Selected Mapping // Electronics Letters, Vol. 32, No. 22, 1996, pp. 2056-2057.
5. Tellado J. Peak to average power reduction for multicarrier modulation Ph.D. dissertation, Stanford Univ., Stanford, CA, Sep. 1999.
6. Huang X., Lu J., Zheng J., Chuang J., and Gu J. Reduction of peak-to-average power ratio of OFDM signals with companding transform // IEE Elec. Lett., vol. 37, Apr. 2001, pp. 506-507.
7. Krongold B.S. and Jones D.L. PAR reduction in OFDM via active constellation extension // IEEE Trans. Broadcast., vol. 49, no. 3, Sep. 2003, pp. 258-268.
8. Han S.H., Lee J.H. An Overview of Peak-to-Average Power Ratio Reduction Techniques for Multicarrier Transmission // IEEE Wireless Communication, April 2005, pp 56-65.
9. Ле Ван Ки. Исследование алгоритмов обработки сигналов с OFDM модуляцией и разработка рекомендации по уменьшению ПИК-фактора // Цифровая обработка сигналов. 2016. №1. С. 29-33.
10. Ле Ван Ки. Реализация системы кодирования с уменьшением пик-фактора OFDM сигналов // Цифровая обработка сигналов. 2017. №4. С. 67-68.

Уважаемые коллеги!

Для тех, кто не успел оформить подписку на первое полугодие 2019 года через АО «Роспечать», сохраняется возможность приобретения журналов непосредственно в редакции по адресу: г. Москва, ул. Авиамоторная, дом 8, Научный Центр МТУСИ, ком. 612. Российское научно-техническое общество радиотехники, электроники и связи им. А.С. Попова, метро «Авиамоторная», или оформить Заказ в соответствии с требованиями, выставленными на сайте журнала: www.dsps.ru.

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

E-mail: rntores@mail.ru

ИССЛЕДОВАНИЕ СВОЙСТВ ЦИКЛИЧЕСКОЙ АВТОКОРРЕЛЯЦИОННОЙ ФУНКЦИИ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТИ ЗАДОВА-ЧУ В ЗАВИСИМОСТИ ОТ ХАРАКТЕРИСТИК КВАНТОВАНИЯ ЭЛЕМЕНТОВ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТИ

Киселева Т.П., аспирант кафедры радиотехнических систем Московского технического университета связи и информатики (МТУСИ), e-mail: golzev2011@yandex.ru.

INVESTIGATION OF PROPERTIES OF CYCLIC AUTOCORRELATION FUNCTION OF THE SEQUENCE DEPENDING ON THE CHARACTERISTICS OF QUANTIZATION OF THE SEQUENCE ELEMENTS

Kiseleva T.P.

The article deals with the study of the properties of the cyclic autocorrelation function (ACF) complex multilevel sequences Zadoff-Chu depending on the number of quantization levels of the elementary signals of the sequence in two ways: without taking into account the quantization noise and these noises.

The mathematical model of the Zadoff-Chu sequence, the cyclic autocorrelation of the sequence, the linear characteristics of the quantizer and the calculation formula for calculating the ratio of the square of the maximum of the ACF of the Zadoff-Chu sequence to the average of the square of side lobes, the relationship module, the maximum value of the side lobe to the maximum of the ACF and graphs the ratio of the square of the maximum of the ACF quantized sequence Zadoff-Chu to average value of a square of side lobes, depending on the characteristics of the quantization with and without allowance for the quantization noise.

Key words: OFDM, the quantization step of the quantization the number of quantization levels, the quantizer characteristic, the sequence Zadoff-Chu (ZC), the cyclic autocorrelation function (ACF).

Ключевые слова OFDM, квантование, шаг квантования, число уровней квантования, характеристика квантователя, последовательность Задова-Чу (ZC), циклическая автокорреляционная функция (АКФ).

Введение

Постановка задачи исследования свойств циклической АКФ последовательностей, передаваемых по широкополосным каналам связи, определяется необходимостью снижения программно – аппаратных затрат и повышению скорости обработки данных при построении систем приема, передачи и обработки цифровой информации. Многоуровневые цифровые данные повышают точность при обработке информации, но одновременно снижают быстродействие и производительность систем, которые достигаются малоуровневым представлением обрабатываемых данных.

При сокращении разрядности данных до 8 и менее разрядов для функций приемопередатчиков можно использовать дешевые 8-разрядные микроконтроллеры, как старых разработок (конца 90-х – начала 2000-х годов), так и новейшие разработки специализированных контроллеров приемопередатчиков и обработки данных. Все еще актуален контроллер Am79C440, поддерживающий телефонный протокол и управление радиочастотным приемопередатчиком диапазона 902-928 МГц с GMSK – гауссовской частотной модуляцией. Его ядром является 8-разрядный микроконтроллер, совместимый с семейством 8051 [1].

Проведено исследование свойств циклической автокорреляционной функции (АКФ) многоуровневых комплексных последовательностей Задова-Чу в зависимости от числа уровней квантования элементарных сигналов последовательностей в двух вариантах: без учета шумов квантования и с учетом этих шумов. Приведены математические модели последовательности Задова-Чу, циклической АКФ этой последовательности, характеристики линейного квантователя, а также расчетные формулы для вычисления отношения квадрата максимума АКФ последовательности Задова-Чу к среднему значению квадрата боковых лепестков, отношения модуля максимальной величины боковых лепестков к максимуму АКФ. Построены графики отношения квадрата максимума АКФ квантованной последовательности Задова-Чу к среднему значению квадрата боковых лепестков в зависимости от характеристик квантования с учетом и без учета шумов квантования.

Из числа последних разработок – процессоры платформы «Мультикор» (1892ВМ3Т) от АО НПЦ «ЭЛВИС». Это сигнальные процессоры на основе RISC-ядра с переменной разрядностью данных (1, 8, 16, 32 разряда данных) и повышением скорости обработки данных при снижении их разрядности. Процессоры предназначены для применения в системах связи и радиолокации [2]. Для гибкой конфигурации разрядности данных широко используются ПЛИС (программируемые логические интегральные схемы), как например, продукция Xilinx; некоторые семейства Xilinx построены на Flash-технологии и применяются в мобильных приложениях.

В данной работе исследуются свойства комплексной квантованной последовательности Задова-Чу и ее цик-

лической АКФ, в условиях малоразрядного представления обрабатываемых данных. Последовательности Задова-Чу применяются при формировании кода первичной синхронизации в технологии LTE OFDMA ((Long Term Evolution Orthogonal Frequency Division Multiple Access) [3] – одной из наиболее популярных технологий современных телекоммуникаций.

Последовательность Задова-Чу: свойства и математическая модель

Основной целью использования технологии OFDM является устранение влияния на качество приема и различения сигналов межсимвольных искажений, вызываемых явлением многолучевого распространения сигнала в канале связи. Подробное описание принципов формирования сигналов OFDM и SC-FDMA технологий приводится в [3, 4].

Помимо служебных и пользовательских данных канала связи технологии LTE в восходящем направлении необходимо передавать заранее известные базовой станции (БС) последовательности информационных символов для обеспечения условий когерентного приема сигналов, то есть синхронизирующие последовательности. Комплексные последовательности, используемые в качестве последовательностей первичной синхронизации (PSS) в технологии LTE, должны обладать следующими свойствами:

- последовательности должны иметь хорошие автокорреляционные и взаимокорреляционные свойства;
- количество возможных последовательностей должно быть достаточным для распределения среди абонентов, работающих как в одной соте, так и в соседних.

Таковыми последовательностями являются последовательности постоянной амплитуды с нулевой автокорреляцией (CAZAC-последовательности); примером таких последовательностей являются комплексные последовательности Задова-Чу (Zadoff-Chu sequences – ZC). Последовательности ZC может быть сгенерировано достаточно много при условии, что длина последовательности есть простое число.

Последовательности ZC , длина которых есть простое число, обладают следующими свойствами [4]:

- имеют постоянную амплитуду как во временной, так и в частотной областях;
- циклическая (периодическая) автокорреляционная функция последовательности ZC идеальна, т.е. является дельта-функцией;
- взаимная корреляционная функция двух последовательностей ZC , образованных разными корнями,

имеет постоянное для всех сдвигов значение $\frac{1}{\sqrt{N_{ZC}}}$,

где N_{ZC} – длина последовательностей.

Математическая модель последовательности ZC [6]:

$$a_q(n) = \exp\left\{-i * 2\pi q * \frac{[n(n+1)/2] + l * n}{N_{ZC}}\right\} \quad (1)$$

– для ZC с нечетным числом элементов N_{ZC} ;

$$a_q(n) = \exp\left\{-i * 2\pi q * \frac{(n^2/2) + l * n}{N_{ZC}}\right\} \quad (2)$$

– для ZC с четным числом элементов, где q – индекс (корень) последовательности ZC ; $a_q(n)$ – n -й элемент ZC ; N_{ZC} – длина последовательности ZC (количество элементов).

Последовательность ZC любой длины имеет идеальную циклическую автокорреляционную функцию (АКФ), то есть корреляционную функцию циклического сдвига ZC относительно самой себя. При любом сдвиге $1 \leq \tau \leq N_{ZC}$ значение автокорреляционной функции $r_{KK}(\tau)$ равно 0, кроме $\tau = 0$, когда $r_{KK}(\tau) = \delta(0)$ – функция Дирака). Это свойство циклической АКФ можно представить как:

$$r_{KK}(\tau) = \sum_{n=0}^{N_{ZC}-1} a_K(n) * a_K^*[n+\tau] = \delta(\tau). \quad (3)$$

Индекс $r_{KK}(\tau)$ при изменении $1 \leq K \leq N_{ZC}-1$ означает номер циклического сдвига последовательности ZC относительно своей неподвижной копии. При каждом циклическом сдвиге вычисляется корреляционная функция сдвинутой на K разрядов ZC относительно неподвижной ZC , согласно выражению (3).

В данной работе свойства последовательностей ZC рассматриваются на примере последовательности ZC (25,139). В записи последовательности ZC (25,139) 25 – индекс последовательности ($q = 25$), 139 – длина последовательности ($N_{ZC} = 139$).

График циклической АКФ последовательности ZC (25,139) представлен на рис. 1. Максимум циклической АКФ ZC (25,139) равен 139. Боковые лепестки циклической АКФ ZC отсутствуют. Между максимумами АКФ – нулевой уровень. Период циклической АКФ равен 139 временным интервалам элементов ZC (25,139).

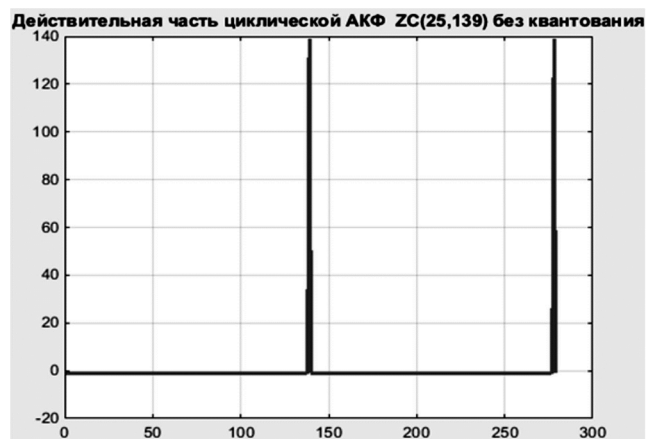


Рис. 1. Действительная часть циклической АКФ ZC (25,139)

Характеристика квантователя последовательности Задова-Чу

В данной работе проведено исследование зависимости свойств АКФ последовательностей ZC от числа уровней квантования. Моделирование квантования ZC проводилось в операционной среде МАТЛАБ. Для проведения моделирования необходимо выбрать математическую модель характеристики квантователя и определить основные принципы процедуры квантования элементарных сигналов (элементов) последовательности на примере ZC (25,139).

Математическая модель линейного квантователя:

$$H_q(L) = \frac{[A - (-A)]}{L-1},$$

где $H_q(L)$ – характеристика квантователя в зависимости от числа уровней квантования L , где $\pm A$ – диапазон квантуемых величин.

Пусть ZC (25,139) – неквантованное значение последовательности Задова-Чу, ZC_q (25,139) – квантованное значение последовательности Задова-Чу.

Диапазон квантуемых величин для последовательности Задова-Чу: $+1 \dots (-1)$, следовательно, шаг квантования $Q = (1 - (-1)) / (L - 1) = 2 / (L - 1)$, то есть $Q = H_q(L)$.

Тогда выражение для квантованной последовательности ZC примет вид:

$$ZC_q = \left\lfloor \frac{ZC}{Q} \right\rfloor * Q,$$

где выражение в квадратных полускобках $\left\lfloor \frac{ZC}{Q} \right\rfloor$ означает целую часть отношения внутри полускобок.

На рис. 2 представлена линейная характеристика квантователя с числом уровней квантователя $L = 16$.

Характеристика квантователя с числом уровней квантования L=16

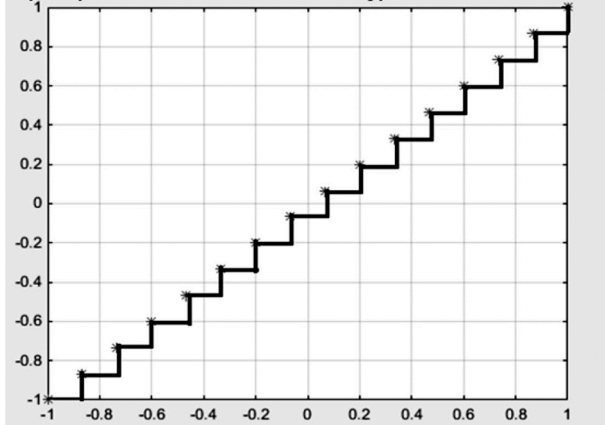


Рис. 2. Характеристика квантователя с числом уровней квантования 16

При квантовании вычисляется разность между величиной квантуемого элементарного сигнала до квантования и величиной $ZC_q = \left\lfloor \frac{ZC}{Q} \right\rfloor * Q$, то есть $\Delta = ZC - ZC_q$.

Если $\Delta \geq Q/2$, то к целой части числа уровней квантования данного элементарного сигнала добавляется 1, то есть квантованная величина элементарного сигнала равна:

$$ZC_q = \left(\left\lfloor \frac{ZC}{Q} \right\rfloor + 1 \right) * Q.$$

Результаты исследования зависимости свойств АКФ ZC от числа уровней квантования

Исследования проводились для числа уровней квантования $L = 2, 4, 8, 16, 32, 64$ в двух вариантах:

- без учета шумов квантования;
- с учетом шумов квантования.

В первом варианте исследований формировался массив значений комплексной последовательности ZC

(25,139), затем – квантование с выбранным числом уровней отдельно действительной и мнимой частей ZC (25,139), после чего вычислялась циклическая АКФ массива комплексной последовательности с квантованными действительной и мнимой частью. Строился график циклической АКФ квантованной комплексной последовательности ZC_q (25,139), вычислялись отношения квадрата максимума АКФ последовательности ZC_q к среднему значению квадрата боковых лепестков (дБ) и отношение максимального уровня боковых лепестков к максимуму АКФ в процентах.

Во втором варианте исследований определялась математическая модель шума квантования и расчетные формулы статистических характеристик шума (математическое ожидание и дисперсия) [7]. В данной работе вероятностные оценки шума квантования основаны на представлении ошибок квантования как случайного стационарного процесса, не коррелированного с квантуемым сигналом. Любые два отсчета последовательности ошибок квантования не коррелированы. Распределение вероятности ошибок квантования является равномерным в пределах соответствующего уровня квантования.

$M_n = -0,5 * Q$ – математическое ожидание шума квантования,

$D_n = \frac{Q^2}{12}$ – дисперсия шума квантования, где Q – шаг квантования

Затем в системе математического моделирования МАТЛАБ формировалась математическая модель комплексной квантованной последовательности ZC_q (25,139), с аддитивным шумом квантования, характеристики которого определялись для каждого уровня квантования L . Далее – вычисление циклической АКФ последовательности ZC_q с учетом шума квантования, построение графиков и вычисление характеристик, подобных указанным выше.

Для оценки АКФ по уровню боковых лепестков используют два параметра: мерит-фактор – отношение энергии главного лепестка к суммарной энергии всех боковых лепестков [8]:

$$MF = \frac{R_0}{\sum_i R_i},$$

и уровень максимального бокового лепестка (peak sidelobe):

$$PSL = \max(R_i).$$

В данной работе предлагается вычислять следующие величины оценки АКФ по уровню боковых лепестков:

$$MF_m = \frac{R_m^2}{\left(\sum_{i=0}^N R_i^2 \right) / N} \text{ (dB)} \text{ – отношение квадрата максимума циклической АКФ к среднему значению квадрата боковых лепестков в децибелах, где } R_m^2 \text{ – величина квадрата максимума (центрального пика) АКФ, } R_i^2 \text{ – величина квадрата } i\text{-го отсчета боковых лепестков АКФ, } N \text{ – длина последовательности } ZC;$$

$$PSL_m = \frac{|R_{i_{max}}|}{R_m} (\%) - \text{отношение модуля максимального значения боковых лепестков к максимуму циклической АКФ в процентах, где } R_{i_{max}} - \text{максимальное значение боковых лепестков, } R_m - \text{величина максимума АКФ.}$$

ного значения боковых лепестков к максимуму циклической АКФ в процентах, где $R_{i_{max}}$ – максимальное значение боковых лепестков, R_m – величина максимума АКФ.

Q шаг квант	MF_m (db) без учета шумов квант	PSL_m (%) без учета шумов квант	MF_m (db) без учета шумов квант	PSL_m (%) без учета шумов квант
1	25,1624	13,03 %	24,5609	12,21 %
1/2	25,2161	13,76%	24,9892	14,82%
1/4	33,1632	5,28%	32,6059	5,45%
1/8	39,5884	2,66%	38,4760	2,92%
1/16	41,9980	1,37%	41,3267	1,57%
1/32	42,5918	1,17%	42,5599	1,33%

Учитывая случайный характер шумов квантования, последовательности ZC_q с учетом шумов квантования усредняются по 10 вариантам их моделирования. Сумма боковых лепестков АКФ не включает величину максимума АКФ (центрального пика АКФ). Результаты вычислений отношения квадрата максимума циклической АКФ к среднему значению квадрата боковых лепестков АКФ квантованной последовательности MF_m (в децибелах), отношение модуля максимального значения боковых лепестков к максимуму циклической АКФ PSL_m (в процентах) без учета и с учетом шумов квантования ZC_q (25,139) в зависимости от шага квантования отражены в табл. 1 и графиках на рис. 3.

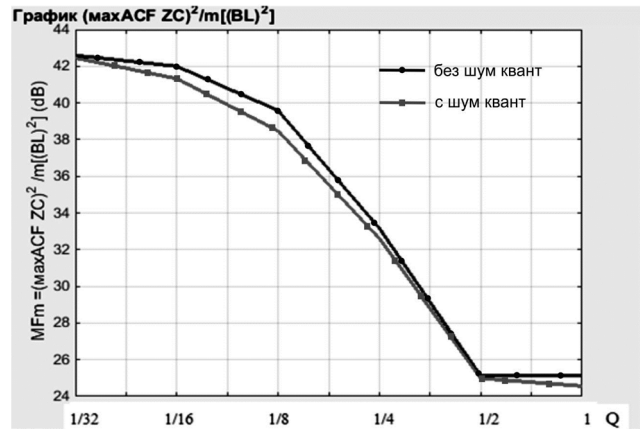


Рис. 3. График MF_m – отношение квадрата максимума циклической АКФ к среднему значению квадрата боковых лепестков АКФ ZC_q (25,139) в зависимости от шага квантования Q без учета шумов квантования и с учетом шумов квантования

На рис. 4 а-7 а представлены графики циклической АКФ квантованной последовательности ZC_q (25,139) с уровнями квантования $L = 64$ (рис. 4а), $L = 16$ (рис 5 а), $L = 4$ (рис. 6а), $L = 2$ (рис. 7 а). На рис. 4 б-7 б представлены соответственно графики циклической АКФ квантованной последовательности ZC (25,139) в увеличенном масштабе по осям X, Y .

На графиках циклической АКФ показаны в увеличенном формате боковые лепестки АКФ в окрестности максимума циклической АКФ (рис. 4 б-7 б).

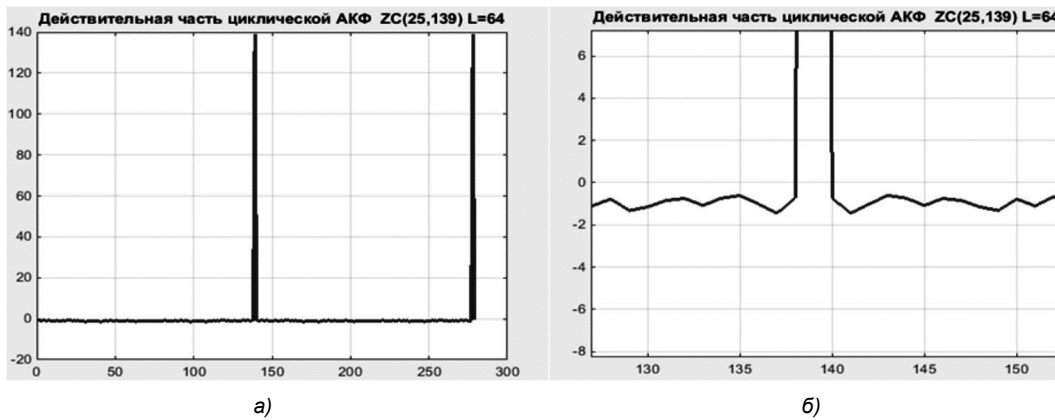


Рис. 4. а) действительная часть циклической АКФ ZC (25,139) с числом уровней квантования $L = 64$; б) то же в увеличенном масштабе

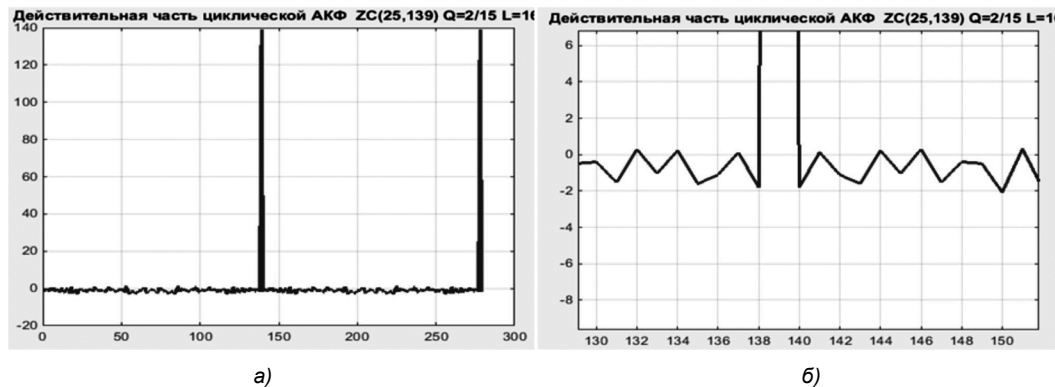


Рис. 5. а) действительная часть циклической АКФ ZC (25,139) с числом уровней квантования $L = 16$; б) то же в увеличенном масштабе

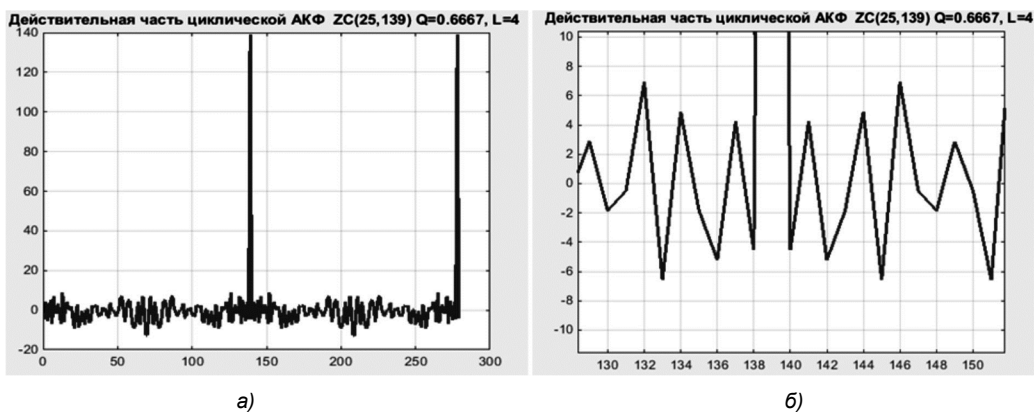


Рис. 6. а) Действительная часть циклической АКФ $ZC(25,139)$ с числом уровней квантования $L = 4$; б) то же в увеличенном масштабе

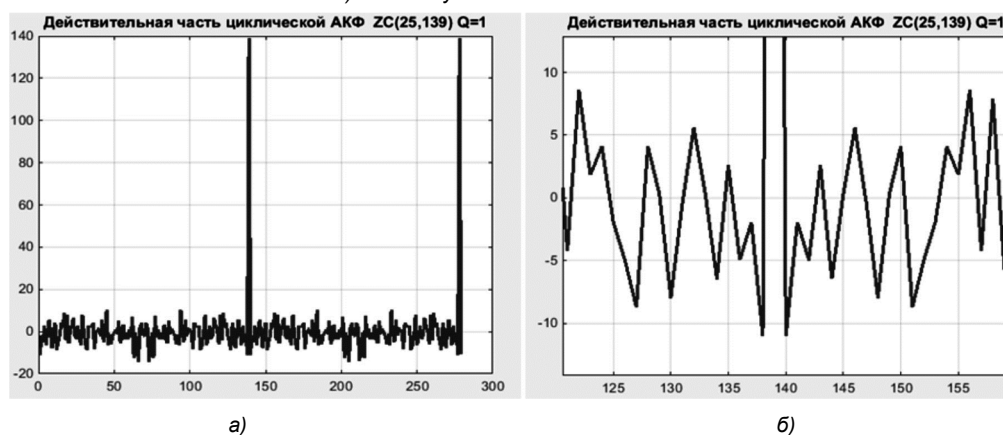


Рис. 7. а) Действительная часть циклической АКФ $ZC(25,139)$ с числом уровней квантования $L = 2$; б) то же в увеличенном масштабе

Заключение

Из приведенных результатов моделирования следует вывод, что с уменьшением числа уровней квантования с 64 до 2 быстро растет значение боковых лепестков циклической АКФ не наблюдалось: отношение модуля максимального значения боковых лепестков к максимуму циклической АКФ увеличивалось с 1,17 % от величины максимума АКФ при 64-х уровнях квантования до 13,03 % при 2-х уровнях квантования. Шумы квантования производят интегрирующее (усредняющее) действие на величины боковых лепестков (в основном, для уровней квантования $L = 2, L = 4, L = 8$). Отношение модуля максимального значения боковых лепестков к максимуму циклической АКФ с учетом шумов квантования меняется с 1,33 % до 12,21 %. При малых уровнях квантования отмечается снижение этой величины отношения. Для уровней квантования $L = 32, L = 64$ отношение квадрата максимума АКФ к квадрату среднего значения уровня боковых лепестков существенно не меняется.

Из данных табл. 1 и графиков на рис. 3 следует принципиальная возможность снижения уровней квантования с $2^{16} \dots 2^{32}$, что характерно для мощных сигнальных процессоров, до $2^4 \dots 2^6$, что позволяет применять при построении устройств передачи, приема и обработки данных дешевые сигнальные RISC – процессоры с высоким быстродействием и микроконтроллеры.

При увеличении числа уровней квантования свыше 64 уменьшение уровня боковых лепестков мало влияет

на характеристики циклической АКФ, поэтому в данной работе результаты моделирования при $L > 64$ не рассматривались. Таким образом, кодирование элементарных сигналов последовательности ZC 6-разрядным кодом ($2^6 = 64$) вполне достаточно для получения хороших корреляционных свойств последовательности ZC .

Литература

1. Малыгин И.В. Наборы микросхем для построения устройств Spread Spectrum. [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://cxem.net/sprav/sprav110.php>.
2. Цифровой сигнальный процессор 1892BM3T. // Общероссийский информационный ресурс. [Электронный ресурс] – Режим доступа: <http://multicore.ru/in-dex.php?id=48>.
3. ETSI TS 136 211 V10.0.0 (2011-01). Technical Specification. – European Telecommunications Standards Institute, 2011 – 104 с.
4. Гельгор А.Л., Попов Е.А. Технология LTE мобильной передачи данных: учебное пособие. СПб.: Издательство Политехнического университета, 2011 – 204 с.
5. Райал Ф. Физический уровень LTE. – Электронные компоненты, №10, 2010, 36-41с.
6. Sesia S., Toufik I., Baker M. LTE – The UMTS Long Term Evolution: From Theory to Practice. – Torquay, UK: John Wiley & Sons, 2009 – 611с.
7. Шум квантования. // Общероссийский информационный ресурс. [Электронный ресурс] – Режим доступа: <https://dic.academic.ru/dic.nsf/ruwiki/212854>.
8. Хасанов М.С., Курганов В.В. Методы определения коэффициентов квазиоптимального КИХ-фильтра свертки псевдослучайной бинарной последовательности. // Общероссийский информационный ресурс. [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.mes-conference.ru/data/year2014/pdf/D145.pdf>.

УДК 004.934

ОЦЕНКА МЯГКОЙ МАСКИ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ РЕКУРРЕНТНОЙ НЕЙРОННОЙ СЕТИ ДЛЯ ПОДАВЛЕНИЯ ШУМА В РЕЧЕВЫХ СИГНАЛАХ

*Тупицин Г.С., к.т.н., Ярославский государственный университет им. П.Г. Демидова
e-mail: genichyar@genichyar.com;*

*Топников А.И., к.т.н., доцент, Ярославский государственный университет им. П.Г. Демидова
e-mail: topartgroup@gmail.com.*

SOFT MASK ESTIMATION TECHNIQUE USING RECURRENT NEURAL NETWORK FOR SPEECH ENHANCEMENT

Tupitsin G.S., Topnikov A.I.

The work is devoted to the speech quality improvement through speech signals processing by a noise reduction algorithm based on the soft mask. A recurrent neural network for the soft mask estimation was proposed. It was pretrained on speech database records, for a total duration of more than an hour. The algorithm was implemented in Python language and it allows real-time speech processing in some cases. A comparison of proposed solution with two widely used Wiener gain function-based algorithms and convolutional neural network speech denoising algorithm was performed using PESQ speech quality measure.

Key words: speech signal, denoising, soft mask, recurrent neural network.

Ключевые слова: речевой сигнал, шумоподавление, мягкая маска, рекуррентная нейронная сеть.

Введение

Алгоритмы восстановления речевого сигнала, искаженного аддитивным некоррелированным шумом, в случае, когда доступен только зашумленный сигнал, имеют широкое применение в различных приложениях цифровой обработки речевых сигналов, таких как распознавание речи, распознавание говорящего, детектирование речевой активности, улучшение качества и разборчивости речевых сигналов и др. [1]. Предложены методы подавления шума в частотной области, использующие различные функции коррекции спектра (ФКС), зависящие от апостериорного отношения сигнал/шум (ОСШ) и/или оценки априорного ОСШ. Для ФКС спектрального вычитания [2] оценка априорного ОСШ не требуется. В ином случае она может осуществляться с помощью подхода прямого принятия решения (decision-directed) [3, 4], его модификации на основе двухступенчатого алгоритма (two step noise reduction, TSNR) [5, 6], а также других методов [7, 8]. Для коррекции спектра на практике используются различные ФКС: Винера [9], минимальной среднеквадратичной ошибки кратковременного амплитудного спектра (minimum mean square error short-time spectral amplitude, MMSE-STSA) [4] и др. Помимо методов подавления шума в частотной области существуют и другие подходы, например, работающие в модуляционной области [10].

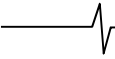
Еще одна группа методов шумоподавления в частотной области основана на применении частотно-временных бинарных [11-13] и мягких масок [14-16] в качестве ФКС. При построении бинарных масок используется предположение, что аддитивный шум искажает от-

Работа посвящена улучшению качества зашумленных речевых сигналов путем обработки с использованием алгоритма подавления шума на основе мягкой маски. Для оценки маски предложено использовать рекуррентную нейронную сеть, предварительно обученную на записях из базы речевых сигналов общей продолжительностью более часа. Разработанный алгоритм реализован на языке Python и в отдельных случаях позволяет производить обработку речевых сигналов в реальном времени. С использованием показателя качества PESQ проведено его сравнение с двумя широко используемыми алгоритмами шумоподавления, использующими функцию коррекции спектра Винера, а также с алгоритмом на основе свёрточной сети, разработанным авторами ранее.

дельные точки частотно-временного представления сигнала сильно, а другие – незначительно. Соответственно, они могут быть разделены на «зашумленные» и «не очень зашумленные». Мягкие маски конструируются по аналогичному принципу, однако для каждой точки частотно-временного представления сигнала вычисляется вероятность того, что в ней преобладает речь, а не шум.

С развитием эффективных методов машинного обучения широкое распространение стали получать алгоритмы подавления шума на основе искусственных нейронных сетей [17-19]. Данные алгоритмы предварительно обучаются на большом наборе речевых сигналов и могут использовать дополнительную априорную информацию, такую как, например, видеозапись говорящего [20].

В работе [21] предложено использовать свёрточную нейронную сеть для оценки мягкой маски, при этом целевой переменной при обучении нейронной сети служит бинарная маска, определенная по порогу 0 дБ. В настоящем исследовании предлагается использовать рекуррентную нейронную сеть вместо свёрточной, а в качестве целевой переменной использовать мягкую маску, рассчитанную, исходя из предположения о рэлеевском распределении амплитудного спектра шума в каждой



частотной полосе. Как и оригинальный алгоритм, усовершенствованная версия учитывает априорную информацию о спектральной плотности мощности шума в каждой частотной полосе.

Целью работы является повышение качества речевых сигналов в условиях воздействия аддитивных шумов различных типов с помощью нейросетевого алгоритма шумоподавления.

Мягкие маски

Рассмотрим речевой сигнал $x(t)$, искаженный аддитивным шумом $n(t)$. Наблюдаемый зашумленный речевой сигнал $y(t)$ можно выразить следующим образом:

$$y(t) = x(t) + n(t)$$

Разбив зашумленный сигнал на перекрывающиеся окна и выполнив преобразование Фурье для каждого окна, получим:

$$Y_{k,w} = X_{k,w} + N_{k,w},$$

где k – номер частотной полосы, w – номер окна; $Y_{k,w}$, $X_{k,w}$, $N_{k,w}$ – Фурье-образы зашумленного сигнала, незашумленного сигнала и шума соответственно.

Задача подавления шума в частотной области сводится к поиску фильтра $G_{k,w}$ для зашумленного сигнала (иначе – ФКС), который позволял бы получить оптимальную (по некоторому критерию) оценку незашумленного сигнала [22]. Применить его (путем поэлементного умножения) необходимо к амплитудному спектру зашумленного сигнала $R_{k,w}$ для получения оценки незашумленного $\hat{A}_{k,w}$:

$$\hat{A}_{k,w} = G_{k,w} R_{k,w},$$

При этом оптимальной оценкой фазового спектра незашумленного сигнала по критерию минимума среднеквадратичной ошибки является непосредственно фазовый спектр зашумленного сигнала [4].

Бинарные и мягкие маски также могут использоваться в качестве функции коррекции спектра. ФКС бинарной маски определяется следующим образом:

$$B_{k,w} = \begin{cases} 1, & H_0 \\ 0, & H_1 \end{cases}$$

где H_0 – гипотеза, что в некоторой частотно-временной точке присутствует преимущественно речь; H_1 – гипотеза, что в некоторой частотно-временной точке присутствует преимущественно шум. Для выделения частотно-временных точек, содержащих речь, предложено использовать следующее неравенство [11, 23]:

$$\zeta_{k,w}^{local} > \tau,$$

$\zeta_{k,w}^{local}$ – локальное априорное отношение сигнал-шум, равное отношению спектральных плотностей мощности незашумленного сигнала и шума для окна w и номера частотной полосы k ; τ – порог, обычно принимается равным 1 (что соответствует 0 дБ) [24, 25].

Так как локальное априорное отношение сигнал-шум неизвестно, бинарная маска может быть оценена только приблизительно. При этом значение бинарной маски

для каждого окна и частотной полосы можно рассматривать как случайную величину, имеющую распределение Бернулли с параметром p , равным вероятности справедливости гипотезы H_0 . Используя подход, описанный в [14, 26] можно записать:

$$\begin{aligned} \hat{A}_{k,w} &= E\{B_{k,w}\}R_{k,w} = \\ &= [E\{B_{k,w}H_0\}P(H_0) + E\{B_{k,w}H_1\}P(H_1)]R_{k,w}. \end{aligned}$$

Учитывая, что $E\{B_{k,w}H_0\} \equiv 1$, а $E\{B_{k,w}H_1\} \equiv 0$, выражение (1) можно привести к виду:

$$\hat{A}_{k,w} = S_{k,w} R_{k,w},$$

$$S_{k,w} = P(H_0) = P(\zeta_{k,w}^{local} > \tau).$$

Для $S_{k,w}$ предложен термин «мягкая маска» [14, 27].

Ее значения в каждой точке частотно-временного представления сигнала соответствуют вероятности того, что этой точке преобладает речь, а не шум.

Существуют различные алгоритмы для оценки мягкой маски. Так в [16, 27] предложена методика оценки мягкой маски на основе фильтра Винера и предположения о рэлеевском распределении амплитудного спектра шума. В [21] для оценки мягкой маски используется сверточная нейронная сеть.

Нейросетевой алгоритм оценки мягкой маски

Предлагаемая рекуррентная нейронная сеть имеет 2 входа. На вход № 1 подается текущее обрабатываемое окно с амплитудным спектром сигнала, а также 31 предыдущее. На вход № 2 – апостериорное отношение сигнал/шум текущего окна, которое рассчитывается по следующей формуле:

$$\gamma_{k,w} = R_{k,w}^2 / D_k^2,$$

где D_k^2 – спектральная плотность мощности шума.

После входа № 1 следует следующая цепочка из двух последовательно идущих управляемых рекуррентных блоков (Gated Recurrent Unit, GRU) [28] со 129 нейронами и функцией активации на основе гиперболического тангенса.

После входа № 2 следует плотный слой со 129 нейронами и функцией активации на основе гиперболического тангенса. Выходы описанных цепочек скрытых слоев объединяются в одну путем конкатенации. Далее следует цепочка из 5 последовательно идущих плотных слоев с 258 нейронами и функцией активации ELU (Exponential Linear Unit) [29]. На выходе нейронной сети расположен плотный слой со 129 нейронами и логистической функцией активации. Логистическая функция активации представлена формулой:

$$\sigma(x) = \frac{1}{1 + e^{-x}},$$

где x – выход с нейрона предыдущего слоя. Ее выбор связан непосредственно с тем, что возможные значения мягкой маски находятся на интервале [0, 1].

В качестве целевой переменной используется мягкая маска, рассчитанная исходя из предположения о рэлеевском распределении амплитудного спектра шума:

$$S_{k,w} = P(D_{k,w} \leq A_{k,w}) =$$

$$= F^{P_{злей}}(A_{k,w} D_k) = 1 - \exp[-A_{k,w}^2 / (2D_k^2)].$$

На этапе обучения нейронной сети используется логистическая функция потерь, обеспечивая минимизацию перекрестной энтропии.

Для обучения нейронной сети сигналы искажались аддитивным белым гауссовским шумом (АБГШ), а также шумами «Speech babble» и «Vehicle interior noise» из библиотеки NOISEX-92 [30] для достижения ОСШ от 0 до 20 дБ. Тип шума и ОСШ для каждого сигнала выбирался случайным образом. После искажения сигналы подавались на входы нейронной сети для ее обучения. Затем данная процедура повторялась, причем тип шума и ОСШ вновь выбирались случайно для каждого сигнала, что обеспечило очень большой набор вариаций сигнал – тип шума – ОСШ. Произведено 1000 эпох обучения (1 эпоха – полный набор сигналов обучающей выборки).

Реализация и тестовое окружение

Предлагаемый нейросетевой алгоритм подавления шума реализован с помощью языка Python и библиотек SciPy [31] и Keras [32].

В работе речевые сигналы предварительно разбивались на перекрывающиеся окна длиной 32 мс, что при частоте дискретизации 8 кГц соответствует 256 отсчетам. Величина перекрытия окон составляла 50 % от длины окна. При получении спектра сигнала использовалось окно Хеннинга.

Для исследования использована база речевых сигналов, составленная на основе записей речевого корпуса CHAINS школы компьютерных наук и информатики университетского колледжа Дублина [33]. Данный корпус содержит записи 36 дикторов в различных стилях произношения, из которых в работе используется лишь стиль одиночного чтения (маркируется в корпусе как «Solo reading»). Записи выбранного стиля записаны в профессиональной студии звукозаписи на микрофон Neumann U87. Запись произведена в одну сессию. Число дикторов в корпусе – 36 (20 мужчин и 16 женщин).

Для обучения нейронной сети использованы записи 30 дикторов (по 4 записи на диктора), общей продолжительностью 1 час 17 минут 29 секунд. Тестирование производилось на записях оставшихся 6 дикторов (по 34 записи на диктора), общей продолжительностью 9 минут 12 секунд.

Исследование качества работы алгоритма

Проведено сравнение предложенного алгоритма шумоподавления с алгоритмом на основе свёрточной нейронной сети, а также двумя широко используемыми

алгоритмами в задаче повышения качества зашумленных речевых сигналов. Для удобства обозначим участвующие в сравнении алгоритмы следующим образом:

Алгоритм № 1 – предложенный алгоритм, основанный на оценке мягкой маски с использованием рекуррентной нейронной сети.

Алгоритм № 2 – алгоритм, основанный на оценке мягкой маски с использованием свёрточной нейронной сети.

Алгоритм № 3 – двухступенчатый алгоритм шумоподавления ($\alpha = 0,98$) на основе ФКС Винера.

Алгоритм № 4 – алгоритм на основе подхода прямого принятия решения ($\alpha = 0,98$) и ФКС Винера.

В ходе исследования тестовые сигналы искажались АБГШ, а также шумами «Speech babble» и «Vehicle interior noise» из библиотеки NOISEX-92 для достижения ОСШ 0, 5, 10, 15, 20 дБ. Затем производилась обработка сигналов с помощью указанных алгоритмов шумоподавления.

Эффективность работы алгоритмов оценивалась с помощью показателя качества PESQ (Perceptual Evaluation of Speech Quality) [34]. Оценка качества производилась для каждого восстановленного сигнала, затем результаты усреднялись. Результаты проведенного сравнения представлены в табл. 1.

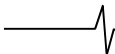
Видно, что предложенный алгоритм обеспечивает лучшее качество обработанного сигнала по показателю качества PESQ для всех используемых типов шума по сравнению с тремя другими алгоритмами.

Так по сравнению с алгоритмом на основе свёрточной нейронной сети (алгоритм № 2) преимущество для АБГШ в зависимости от ОСШ составляет 0,06-0,11 (в среднем 0,08) единиц шкалы MOS (Mean Opinion Score); для шума SB – 0,04-0,18 (в среднем 0,13); для шума VIN – 0,03-0,18 (в среднем 0,08). По сравнению с двухступенчатым алгоритмом шумоподавления на основе ФКС Винера (алгоритм № 3) преимущество составляет: для АБГШ – 0,39-0,44 (в среднем 0,42); для шума SB – 0,36-0,74 (в среднем 0,58); для шума VIN – 0,04-0,29 (в среднем 0,14). По сравнению с алгоритмом на основе подхода прямого принятия решения и ФКС Винера (алгоритм № 4) составляет: для АБГШ – 0,2-0,34 (в среднем 0,25); для шума SB – 0,25-0,47 (в среднем 0,39); для шума VIN – 0,03-0,17 (в среднем 0,09).

Отметим, что в случае с шумом VIN по сравнению с АБГШ и SB алгоритмы обеспечивают близкие значения показателя качества PESQ. Это можно объяснить особенностью шума, энергия которого сосредоточена в области низких частот. Таким образом, значительная часть диапазона частот, соответствующего речевым сигналам,

Таблица 1. Сравнение алгоритмов шумоподавления на основе показателя качества PESQ

Тип шума	АБГШ				Speech babble				Vehicle interior noise			
	1	2	3	4	1	2	3	4	1	2	3	4
ОСШ, дБ												
0	2,40	2,29	1,98	2,06	2,11	2,07	1,37	1,66	3,82	3,64	3,53	3,65
5	2,70	2,61	2,29	2,42	2,58	2,45	1,89	2,11	4,05	3,93	3,86	3,94
10	3,00	2,92	2,56	2,77	2,97	2,83	2,39	2,57	4,22	4,16	4,10	4,14
15	3,31	3,24	2,87	3,11	3,31	3,13	2,80	2,95	4,33	4,30	4,27	4,29
20	3,60	3,54	3,21	3,40	3,61	3,47	3,25	3,36	4,41	4,38	4,37	4,38



в данном случае практически не искажается, и на итоговую оценку влияет в том числе и способность алгоритма обрабатывать практически неискаженные спектральные составляющие речи.

Заключение

В работе предложена усовершенствованная методика оценки мягкой маски с использованием рекуррентной нейронной сети и алгоритм подавления шума в речевых сигналах на ее основе. По сравнению с предыдущей версией алгоритма, использующей свёрточную нейронную сеть, изменена структура сети и пересмотрен алгоритм обучения – в предлагаемом варианте в качестве целевой переменной используется мягкая маска, рассчитанная, исходя из предположения о рэле-евском распределения амплитудного спектра шума в каждой частотной полосе.

С использованием показателя качества PESQ проведено сравнение разработанного алгоритма с алгоритмом шумоподавления на основе свёрточной нейронной сети, двухступенчатым алгоритмом на основе ФКС Винера, алгоритмом на основе подхода прямого принятия решения и ФКС Винера. В ходе исследования тестовые сигналы искажались АБГШ, а также шумами «Speech babble» и «Vehicle interior noise» из библиотеки NOISEX-92 для достижения ОСШ 0, 5, 10, 15, 20 дБ. В результате предлагаемый алгоритм показал преимущество для всех использованных сочетаний типа шума и ОСШ.

Результаты исследования демонстрируют преимущество предлагаемого алгоритма в задаче повышения качества зашумленных речевых сигналов и свидетельствуют о его перспективности.

Литература

1. Benesty J. Speech Enhancement: A Signal Subspace Perspective / J. Benesty, J. Jensen, M.G. Christensen, J. Chen. – Elsevier, 2014.
2. Boll S. Suppression of acoustic noise in speech using spectral subtraction / S. Boll // IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing. – 1979. – Vol. 27. – № 2. – P. 113–120.
3. Scalart P. Speech enhancement based on a priori signal to noise estimation / P. Scalart, J.V. Filho // 1996 IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing Conference Proceedings. – IEEE, 1996. – Vol. 2. – P. 629–632.
4. Ephraim Y. Speech enhancement using a minimum-mean square error short-time spectral amplitude estimator / Y. Ephraim, D. Malah // IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing. – 1984. – Vol. 32. – № 6. – P. 1109–1121.
5. Plapous C. A two-step noise reduction technique / C. Plapous, C. Marro, L. Mauuary, P. Scalart // 2004 IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing. – 2004. – Vol. 1. – P. 289–92.
6. Тупицин Г.С. Модификация двухступенчатого алгоритма шумоподавления для улучшения качества идентификации диктора в условиях шумов / Г.С. Тупицин, А.И. Топников, А.Л. Приоров // Информационные системы и технологии. – 2015. – № 6. – P. 39–47.

7. Lu Y. A geometric approach to spectral subtraction / Y. Lu, P.C. Loizou // Speech Communication. – 2008. – Vol. 50. – № 6. – P. 453–466.

8. Plapous C. Improved Signal-to-Noise Ratio Estimation for Speech Enhancement / C. Plapous, C. Marro, P. Scalart // IEEE Transactions on Audio, Speech and Language Processing. – 2006. – Vol. 14. – № 6. – P. 2098–2108.

9. Lim J. Enhancement and bandwidth compression of noisy speech / J. Lim, A. Oppenheim // Proceedings of the IEEE. – 1979. – Vol. 67. – № 12. – P. 1586–1604.

10. Азаров И.С. Алгоритм очистки речевого сигнала от сложных помех путем фильтрации в модуляционной области / И.С. Азаров, М.И. Вашкевич, Д.С. Лихачев, А.А. Петровский // Цифровая обработка сигналов. – 2013. – P. 25–31.

11. Wang D. On Ideal Binary Mask As the Computational Goal of Auditory Scene Analysis / D. Wang // Speech Separation by Humans and Machines. – Boston: Kluwer Academic Publishers, 2005. – P. 181–197.

12. Тупицин Г.С. Предобработка зашумленных речевых сигналов с помощью бинарных масок в задаче идентификации диктора / Г.С. Тупицин, А.И. Топников, А.Л. Приоров // Научные технологии. – 2015. – № 11. – P. 56–61.

13. Тупицин Г.С. Модификация алгоритма оценки бинарной маски в задаче подавления шума для системы идентификации диктора / Г.С. Тупицин, С.А. Кравцов, А.И. Топников, А.Л. Приоров // Проектирование и технология электронных средств. – 2015. – № 3. – P. 32–37.

14. Lu Y. Estimators of the Magnitude-Squared Spectrum and Methods for Incorporating SNR Uncertainty / Y. Lu, P.C. Loizou // IEEE Transactions on Audio, Speech, and Language Processing. – 2011. – Vol. 19. – № 5. – P. 1123–1137.

15. Тупицин Г.С. Методика оценки мягкой маски для задачи предобработки зашумленных речевых сигналов в системах идентификации диктора / Г.С. Тупицин, А.И. Топников, А.Л. Приоров // Успехи современной радиоэлектроники. – 2016. – № 6. – P. 73–80.

16. Tupitsin G. Two-step noise reduction based on soft mask for robust speaker identification / G. Tupitsin, A. Topnikov, A. Priorov // 2016 18th Conference of Open Innovations Association and Seminar on Information Security and Protection of Information Technology (FRUCT-ISPIT). – IEEE, 2016. – P. 351–356.

17. Xu Y. A Regression Approach to Speech Enhancement Based on Deep Neural Networks / Y. Xu, J. Du, L. Dai, C. Lee // IEEE/ACM Transactions on Audio, Speech, and Language Processing. – 2015. – Vol. 23. – № 1. – P. 7–19.

18. Zhao H. Convolutional-Recurrent Neural Networks for Speech Enhancement / H. Zhao, S. Zarar, I. Tashev, C. Lee // 2018 IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing. – 2018. – P. 2401–2405.

19. Kolbæk M. Monaural Speech Enhancement using Deep Neural Networks by Maximizing a Short-Time Objective Intelligibility Measure / M. Kolbæk, Z. Tan, J. Jensen. – 2018.

20. Hou J. Audio-Visual Speech Enhancement Based on Multimodal Deep Convolutional Neural Network [Электронный ресурс] / J. Hou, S. Wang, Y. Lai, Y. Tsao, H. Chang, H. Wang. – Режим доступа: <https://arxiv.org/abs/1703.10893>.

21. Тупицин Г.С. Методика оценки мягкой маски с использованием сверточных нейронных сетей для подавления шума в речевых сигналах / Г.С. Тупицин, А.И. Топников // Сборник докладов 7-й Всероссийской конференции «Радиоэлектронные средства получения, обработки и визуализации информации». – Москва, 2017. – P. 137-141.

22. Cohen I. Noise Reduction in Speech Processing: Springer Topics in Signal Processing. Vol. 2 / I. Cohen, Y. Huang, J. Chen, J. Benesty. – Berlin, Heidelberg: Springer Berlin Heidelberg, 2009.

23. Wang D. Time-Frequency Masking for Speech Separation and Its Potential for Hearing Aid Design / D. Wang // Trends in Amplification. – 2008. – Vol. 12. – № 4. – P. 332-353.

24. Hu Y. Techniques for estimating the ideal binary mask / Y. Hu, P. Loizou // Proc. 11th Int. Workshop Acoust. Echo Noise Control. – 2008. – P. 154-157.

25. Jensen J. Spectral Magnitude Minimum Mean-Square Error Estimation Using Binary and Continuous Gain Functions / J. Jensen, R.C. Hendriks // IEEE Transactions on Audio, Speech, and Language Processing. – 2012. – Vol. 20. – № 1. – P. 92-102.

26. McAulay R. Speech enhancement using a soft-decision noise suppression filter / R. McAulay, M. Malpass // IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing. – 1980. – Vol. 28. – № 2. – P. 137-145.

27. Тупицин Г.С. Предобработка речевых сигналов в системах автоматической идентификации диктора: диссертация ... кандидата технических наук: 05.12.04 / Г.С. Тупицин. – Владимир: Владимирский государствен-

ный университет им. А.Г. и Н.Г. Столетовых, 2015.

28. Cho K. Learning Phrase Representations using RNN Encoder–Decoder for Statistical Machine Translation / K. Cho, B. van Merriënboer, C. Gulcehre, D. Bahdanau, F. Bougares, H. Schwenk, Y. Bengio // Proceedings of the 2014 Conference on Empirical Methods in Natural Language Processing (EMNLP). – Stroudsburg, PA, USA: Association for Computational Linguistics, 2014. – P. 1724-1734.

29. Clevert, D.-A. Fast and Accurate Deep Network Learning by Exponential Linear Units [Электронный ресурс] / D.-A. Clevert, T. Unterthiner, S. Hochreiter. – Режим доступа: <https://arxiv.org/abs/1511.07289>.

30. Varga A. Assessment for automatic speech recognition: II. NOISEX-92: A database and an experiment to study the effect of additive noise on speech recognition systems / A. Varga, H.J.M. Steeneken // Speech Communication. – 1993. – Vol. 12. – № 3. – P. 247-251.

31. Jones E. SciPy: Open source scientific tools for Python [Электронный ресурс] / E. Jones, T. Oliphant, P. Peterson, others. – Режим доступа: <http://www.scipy.org>.

32. Chollet F. Keras [Электронный ресурс] / F. Chollet, others. – Режим доступа: <https://keras.io>.

33. Cummins F. The CHAINS Speech Corpus: Characterizing Individual Speakers / F. Cummins, M. Grimaldi, T. Leonard, J. Simko // Proc of SPECOM. – 2006. – P. 1-6.

34. International Telecommunication Union. P.862: Perceptual evaluation of speech quality (PESQ), an objective method for end-to-end speech quality assessment of narrowband telephone networks and speech codecs / International Telecommunication Union // ITU-T Recommendation. – 2001. – Vol. 862. – P. 862.

НОВЫЕ КНИГИ

Витязев В.В.

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

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

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

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



АЛГОРИТМ СТАБИЛИЗАЦИИ УРОВНЯ ЛОЖНЫХ ТРЕВОГ ПРИ МЕЖОБЗОРНОМ НАКОПЛЕНИИ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СИГНАЛОВ

Кошелев В.И., д.т.н., профессор, заведующий кафедрой радиотехнических систем Рязанского государственного радиотехнического университета, e-mail: koshelev.v.i@rsreu.ru;

Белокуров В.А., к.т.н., доцент кафедрой радиотехнических систем Рязанского государственного радиотехнического университета, e-mail: belokurov.v.a@rsreu.ru.

ALGORITHM FOR STABILIZING THE LEVEL OF FALSE ALARMS WITH MULTI-FRAME ACCUMULATION OF RADAR SIGNALS

Koshelev V.I., Belokurov V.A.

The paper considers the synthesis of the algorithm for stabilizing the level of false alarms with the multi-frame accumulation of reflected radar signals, which allows analytically calculating the detection threshold. A feature of the proposed algorithm is the use of the apparatus of characteristic functions, which makes it possible to calculate the detection threshold analytically excluding time-consuming numerical calculations of the convolution of distribution densities at each survey. At the final stage of the algorithm, linear interpolation of the dependence of the probability of a false alarm is performed. The effectiveness of the proposed algorithm is estimated by comparing the results of the analytical calculation of the detection thresholds and the thresholds obtained by the method of extremal statistics. Using simulation modeling, it is shown that the use of linear interpolation allows for a gain in the threshold signal-to-noise ratio of about 0,2 dB.

Key words: multi-frame accumulation, CFAR, characteristic functions.

Ключевые слова: межобзорное накопление, стабилизация уровня ложных тревог, характеристическая функция.

Введение

Актуальной задачей современной радиолокации является повышение дальности обнаружения и точности оценки параметров малоотражающих целей. Основным способом ее решения является использование межобзорного накопления [1, 2] отражённых радиолокационных сигналов. При этом необходимо учитывать, что за время между обзорами цель может перемещаться по каналам обработки. При использовании корреляционно-фильтровой схемы обработки радиолокационной информации на вход обнаружителей, использующих межобзорное накопление, поступают отсчёты с выхода блоков БПФ с последовательно чередующихся каналов дальности. При этом законы распределения отсчётов отличаются от нормальных [3] и меняются в процессе межобзорного накопления, что приводит к сложностям вычислений плотностей распределения на входе порогового устройства при гипотезе H_0 (отсутствии цели) и характеристик обнаружения при межобзорном накоплении. Для решения этих проблем в работе предлагается использовать аппарат характеристических функций.

Применим алгоритм межобзорного накопления отражённых радиолокационных сигналов в координатах «дальность-скорость», который имеет вид [4]:

$$L(\mathbf{X}, \hat{m}_\tau^K, \hat{m}_f^K) = \max_{\substack{m_\tau^0 \dots m_\tau^{K-1} \in N_R \\ m_f^0 \dots m_f^{K-1} \in N_F}} \sum_{i=0}^{K-1} |r(m_\tau^i, m_f^i)|^2 \geq T(\sigma_{\text{ш}}^2), \quad (1)$$

Рассмотрен синтез алгоритма стабилизации уровня ложных тревог при межобзорном накоплении отражённых радиолокационных сигналов, который позволяет аналитически вычислять порог обнаружения. Особенностью предлагаемого алгоритма является использование аппарата характеристических функций, что позволяет вычислять порог обнаружения аналитически исключив трудоемкие численные вычисления свёртки плотностей распределения на каждом обзоре. На заключительном этапе работы алгоритма производится линейная интерполяция зависимости вероятности ложной тревоги. Эффективность предлагаемого алгоритма оценивается путём сравнения результатов аналитического вычисления порогов обнаружения и порогов, получаемых методом экстремальных статистик. При помощи имитационного моделирования показано, что использование линейной интерполяции позволяет обеспечить выигрыш в пороговом отношении сигнал-шум около 0,2 дБ.

где $\hat{m}_\tau^K, \hat{m}_f^K$ – каналы по дальности и скорости соответственно, в которых формируется максимальное значение статистики $\sum_{i=0}^{K-1} |r(\bullet)|^2$; K – число обзоров, данные с которых накапливаются; $|r(\bullet)|^2$ – квадрат модуля комплексного отсчёта на выходе канала m_f^i по скорости и m_τ^i канала по дальности на i -м обзоре; N_R, N_f – зона формирования отношения правдоподобия по дальности и скорости. Размер данной зоны определяется моделью движения цели (ее маневренными возможностями); $\sigma_{\text{ш}}^2$ – дисперсия шума.

Обозначим $\mathbf{X} = [x \ \dot{x} \ y \ \dot{y}]^T$ – вектор состояний цели. Изменение вектора состояний между k -м и $(k-1)$ -м обзорами определяется соотношением:

$$\mathbf{X}_k = \mathbf{F}\mathbf{X}_{k-1},$$

где \mathbf{F} – переходная матрица, имеющая вид:

$$\mathbf{F} = \begin{bmatrix} 1 & T_{обз} & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & T_{обз} \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix},$$

где $T_{обз}$ – период обзора. Используя параметр $T_{обз}$, размер строга по дальности dR и ширину полосы пропускания фильтра по частоте df . Величины N_R, N_f определяются следующим образом:

$$N_R = \frac{\dot{R}_{max} T_{обз}}{dR}, N_f = \frac{\dot{F}_{max} T_{обз}}{df},$$

где \dot{R}_{max} – максимальная скорость изменения дальности до цели за время $T_{обз}$; \dot{F}_{max} – максимальная скорость изменения доплеровской частоты за время $T_{обз}$. На рис. 1 показан процесс возможных перемещений области N_R, N_f цели между k -м и $(k-1)$ -м обзорами.

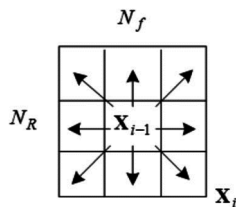


Рис. 1. Формирование области возможных перемещений цели между обзорами

На рис. 2 показан процесс формирования возможных перемещений цели за K обзоров. В узлах сетки расположены статистики $|r(\bullet)|^2$, соответствующие различным каналам по дальности и скорости, которые формируются в корреляционно-фильтровой схеме.

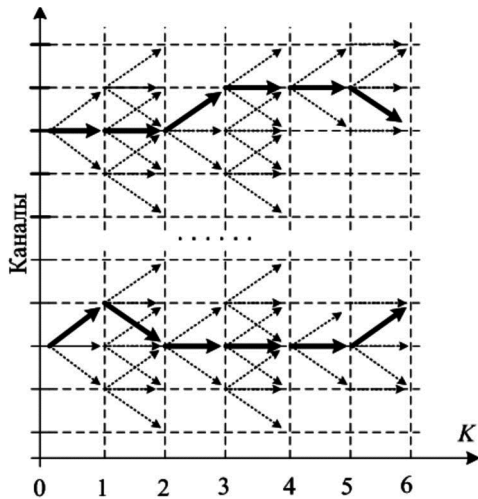


Рис. 2. Процесс формирования возможных перемещений цели за K обзоров

В настоящее время вычисление порога обнаружения для алгоритмов, подобных (1), выполняется методами имитационного моделирования [5], что затрудняет их практическое использование при изменении дисперсии входного шума.

Постановка задачи

Опираясь на критерий Неймана-Пирсона разработать аналитический алгоритм стабилизации уровня ложных тревог при межобзорном накоплении. В соответствии с (1), с порогом обнаружения сравнивается максимальная сумма статистик $|r(\bullet)|^2$, соответствующая возможному перемещению цели за K обзоров. Для стабилизации уровня ложных тревог необходимо определить распределение статистики $\mathbf{L}(\mathbf{X}, \hat{m}_r^K, \hat{m}_f^K)$ по гипотезе H_0 . Дополнительной особенностью решаемой задачи является негауссовский закон распределения статистик $|r(\bullet)|^2$.

Решение поставленной задачи

Проанализируем стабилизацию уровня ложных тревог в алгоритме (1) при помощи характеристических функций. На первом этапе необходимо определить закон распределения $|r(\bullet)|^2$. Известно [6], что плотность распределения вероятностей $p_r(x)$ величины $|r(\bullet)|^2$ соответствует экспоненциальному закону распределения:

$$p_r(x) = \frac{1}{\sigma_{uu}^2} e^{-\frac{x}{\sigma_{uu}^2}}, \theta_r(t, \sigma_{uu}^2) = (1 - \frac{it}{\sigma_{uu}^2})^{-1}; \quad (2)$$

где $\theta_r(it, \sigma_{uu}^2)$ – характеристическая функция величины $|r(\bullet)|^2$.

Выражение (1) описывает последовательность действий над статистиками $|r(\bullet)|^2$. На первом этапе осуществляется суммирование данных статистик по возможным перемещениям цели за K обзоров. На втором этапе происходит выбор максимального значения $\mathbf{L}(\mathbf{X}, \hat{m}_r^K, \hat{m}_f^K)$ и его последующее сравнение с порогом обнаружения.

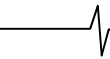
Рассмотрим преобразование плотностей распределения на первом этапе. В соответствии с [6] плотность распределения суммы двух случайных величин определяется свёрткой их плотностей. Таким образом, на каждом обзоре необходимо вычислять свёртку плотности распределения вероятностей, полученной на $(k-1)$ -м обзоре с плотностью распределения вероятностей $p_r(x)$ шума на k -м обзоре. С другой стороны, известно [4], что характеристическая функция суммы случайных величин равна произведению характеристических функций случайных величин.

Обозначим $\theta_L(t)$ – характеристическую функцию суммы статистик $|r(\bullet)|^2$ за K обзоров по гипотезе H_0 :

$$H_0 : \theta_L(t) = \prod_{k=0}^{K-1} \theta_k(t, \hat{\sigma}_{uu}^2),$$

где $\hat{\sigma}_{uu}^2$ – оценка мощности шума на k -м обзоре.

Характеристическая функция $\theta_L(t)$ и плотность распределения $p_K(x)$ суммы статистик $|r(\bullet)|^2$ связаны обратным преобразованием Фурье [2]:



$$p_K(x) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \theta_L(t) e^{-itx} dt. \quad (3)$$

После вычисления $p_K(x)$ с использованием БПФ необходимо найти плотность распределение $p_{\max K}(x)$ максимальной статистики $L()$. Данное распределение имеет вид:

$$p_{\max K}(x) = n P_K(x)^{n-1} p_K(x), \quad (4)$$

где $P_K(x)$ – функция распределения суммы статистик $|r()|^2$; n – общее количество возможных перемещений за K обзоров. После этого, вычисляется порог обнаружения $T(\sigma_{\text{ш}}^2)$, соответствующий заданной вероятности ложной тревоги.

Рассмотрим применение метода численного интегрирования для вычисления интеграла (3).

Аппроксимация при помощи БПФ основана на простейшем численном интегрировании, в частности, методе прямоугольников.

$$p_K(x) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} e^{-ixt} \theta_K(t) dt \approx \frac{1}{2\pi} \int_{-c}^c e^{-ixt} \theta_K(t) dt,$$

где c, a, b – интервалы интегрирования. Разобьем интервал интегрирования $[a, b]$ на N частей. Шаг сетки интегрирования и координаты узлов имеют вид:

$$h = \frac{b-a}{N}, \quad c = \frac{\pi}{h}, \quad x_k = a + h \cdot k,$$

где $k = 0 \dots N-1$.

Значения плотности распределения вероятностей в узлах сетки x_k имеют вид:

$$p_K(x_k) \approx \frac{1}{2\pi} \int_{-c}^c e^{-ix_k t} \theta_K(t) dt = \int_{-\frac{N}{2(b-a)}}^{\frac{N}{2(b-a)}} e^{-2\pi i u x_k} \theta_K(2\pi u) du. \quad (5)$$

Используя правило левых прямоугольников в выражении (5) получим:

$$p_K(x_k) \approx \frac{\sum_{j=0}^{N-1} e^{-2\pi i u_j x_k} \theta_K(2\pi u_j)}{b-a} = \frac{\sum_{j=0}^{N-1} e^{-\frac{2\pi i}{N} (\frac{a+k}{h})(j-\frac{N-1}{2})} \theta_K(\frac{2\pi}{b-a} (j-\frac{N}{2}))}{b-a} = \frac{(-1)^{\frac{a+k}{b-a} N} \sum_{j=0}^{N-1} (-1)^{\frac{2a}{b-a} j} \theta_K(\frac{2\pi}{b-a} (j-\frac{N}{2})) e^{-\frac{2\pi i}{N} jk}}{b-a}, \quad (6)$$

где $u_j = (j - \frac{N}{2})(b-a)^{-1}$ – шаг сетки в координатах характеристической функции.

Выражение (6) определяет следующий алгоритм вычисления плотности распределения вероятностей при помощи численного интегрирования характеристической функции:

1) умножим отсчёты характеристической функции

$$\theta_{Kj} = \theta_K(u_j) \text{ на отсчёты } \left\{ (-1)^{\frac{2a}{b-a} j} \right\}_{j=0}^{N-1} :$$

$$\hat{\theta}_{Kj} = (-1)^{\frac{2a}{b-a} j} \theta_{Kj};$$

2) вычислим N -точечное БПФ последовательности $\{\hat{\theta}_{Kj}\}_{j=0}^{N-1}$:

$$\{\tilde{\theta}_{Kj}\}_{j=0}^{N-1} = \text{FFT}(\{\hat{\theta}_{Kj}\}_{j=0}^{N-1}),$$

где FFT() – операция вычисления БПФ;

3) умножим отсчёты $\{\tilde{\theta}_{Kj}\}_{j=0}^{N-1}$ на отсчёты последо-

$$\text{вательности } \left\{ \frac{(-1)^{\frac{a}{b-a} + \frac{j}{N} N}}{b-a} \right\}_{j=0}^{N-1} :$$

$$\{p_{Kj}\}_{j=0}^{N-1} = \left\{ \frac{(-1)^{\frac{a}{b-a} + \frac{j}{N} N}}{b-a} \tilde{\theta}_{Kj} \right\}_{j=0}^{N-1}.$$

На рис. 3 показана структурная схема предлагаемого алгоритма стабилизации уровня ложных тревог, имеющая следующие обозначения: БОПШ – блок оценки параметров шума; БВХФ – блок вычисления характеристических функций; БВФРВ – блок вычисления функции распределения вероятности; БВПРВ – блок вычисления плотности распределения вероятностей; БВП – блок вычисления порога обнаружения; F – заданная вероятность ложной тревоги.

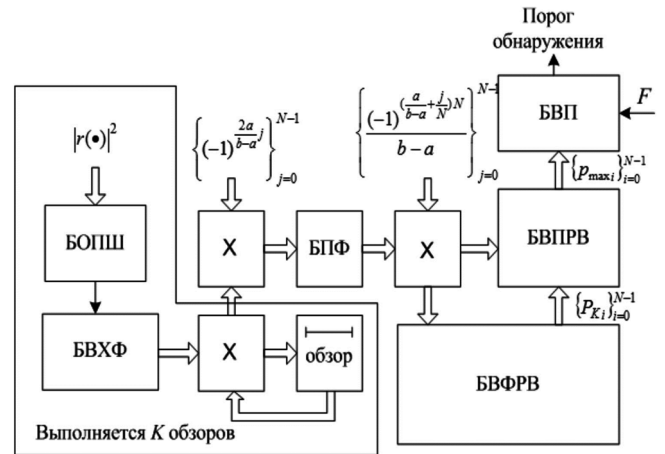


Рис. 3. Структурная схема предлагаемого алгоритма стабилизации уровня ложных тревог

В БВФРВ происходит вычисление функции распределения вероятностей:

$$P_{Kk} = \sum_{i=0}^k p_{Ki}.$$

В БВПРВ происходит вычисление плотности распределения вероятности в узлах сетки с шагом h :

$$\{p_{\max i}\}_{i=0}^{N-1} = \{n P_{Ki}^{n-1} p_{Ki}\}_{i=0}^{N-1}.$$

В БВП происходит вычисление зависимости вероятности ложной тревоги \hat{F} от порога обнаружения в узлах сетки с шагом h :

$$\hat{F} = \int_T P_{\max}(x) dx \approx \sum_{k=k_0}^{N-1} P_{\max k} h,$$

где k_0 – узел сетки, соответствующий порогу обнаружения.

Вычисление зависимости вероятности ложной тревоги от порога обнаружения в узлах сетки с шагом h приводит к ошибкам квантования порога обнаружения $T(\sigma_{\text{ш}}^2) = k_0 h$, смысл которых поясняется на рис. 4. При численном интегрировании выражения (7) значение величины порога обнаружения представляет собой случайную величину, равномерно распределённую в диапазоне значений порога обнаружения $T(\sigma_{\text{ш}}^2)$, соответствующего точкам 1 и 2, показанным на рис. 4.

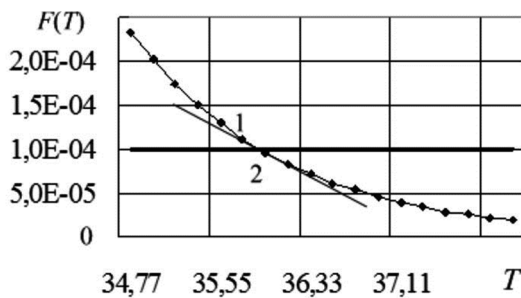


Рис. 4. Аппроксимация вероятности ложной тревоги

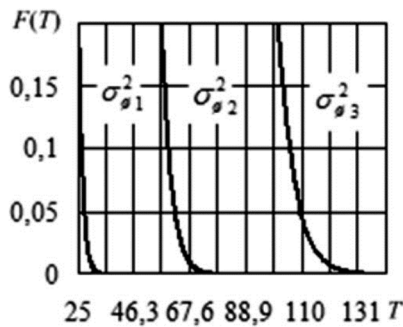


Рис. 5. Зависимость вероятности ложной тревоги от порога обнаружения при разных дисперсиях шума

На рис. 5 показана зависимость вероятности ложной тревоги от порога обнаружения при различных значениях дисперсии шума: $\sigma_{\text{ш}2}^2 = 1,5\sigma_{\text{ш}1}^2$; $\sigma_{\text{ш}3}^2 = 2\sigma_{\text{ш}1}^2$. Данная зависимость показывает, что при изменении дисперсии шума в два раза порог обнаружения увеличился также примерно в два раза. Зависимости на рис. 4 и 5 построены при $N = 1024$ точках БПФ.

С целью уменьшения эффекта шумов квантования порога обнаружения, предлагается использовать линейную интерполяцию, т.е. аппроксимировать зависимость вероятности ложной тревоги (7) в окрестности значения заданной F прямой линией, проходящей через две точки: 1 и 2, показанные на рис. 4:

$$\frac{x - x_1}{x_2 - x_1} = \frac{y - y_1}{y_2 - y_1},$$

где $(x_1, y_1), (x_2, y_2)$ – первой и второй точек.

Точки 1 и 2, показанные на рис. 4, выбираются следующим образом. После вычисления значений плотности $\{P_{\max i}\}_{i=0}^{N-1}$ в узлах сетки с шагом h в выражении (7) выполняется численное интегрирование до тех пор, пока

не выполнится условие $1 - \sum_{k=0}^{N-1} P_{\max k} h \leq F$, которому

соответствуют два узла сетки: k_0 и $k_0 + 1$. Данным значениям соответствуют значения вероятности ложной тревоги, вычисленные в соответствии с (7): $(1 - F_{k_0}) \geq F$ и $(1 - F_{k_0+1}) \leq F$. Используя данные значения, порог обнаружения можно определить согласно выражению:

$$T = \frac{(k_0 + 1)h - (k_0)h}{F_{k_0+1} - F_{k_0}} (F - F_{k_0}) + (k_0)h.$$

При вычислении порога обнаружения адаптация к дисперсии шума происходит в процессе определения узлов сетки k_0 и $k_0 + 1$ и численного интегрирования выражения (5).

Имитационное моделирование

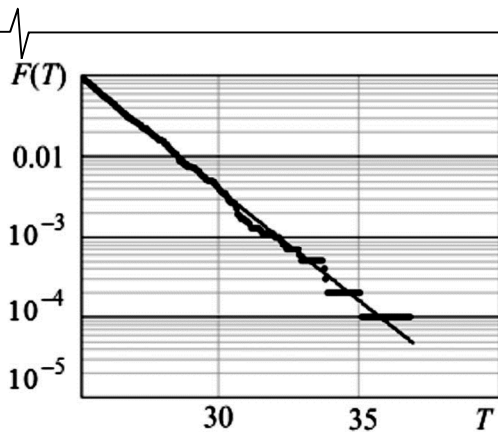
С целью проверки работоспособности предлагаемого алгоритма выполним имитационное моделирование. Моделирование статистик $|r(\bullet)|^2$ при гипотезе H_0 выполним методом обратной функции [6]. Значение порога обнаружения определим по зависимости вероятности ложной тревоги, вычисляемой на основе данных моделирования в соответствии с теоремой Гнеденко [7].

На рис. 6 показаны результаты имитационного моделирования, соответствующие вероятности ложной тревоги, вычисленной путём интегрирования гистограммы распределения статистик $L(X, \hat{m}_c^K, \hat{m}_f^K)$, вычисленных для гипотезы H_0 при различных значениях дисперсий шума $\sigma_{\text{ш}}^2$. На этом же рисунке показана аппроксимация вероятности ложной тревоги, полученная путём оценки параметров обобщённого распределения Парето методом максимального правдоподобия.

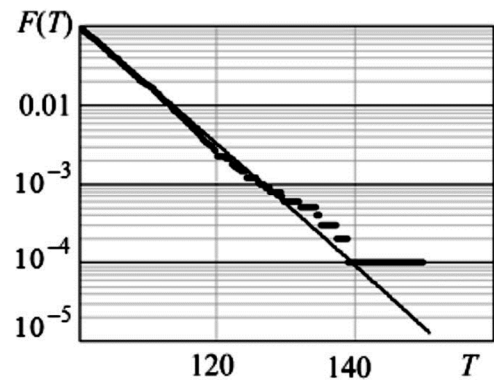
На рис. 6 а и 6 б тонкой сплошной линией показана зависимость вероятности ложной тревоги, вычисленная на основе обобщённого распределения Парето, толстая сплошная соответствует вероятности ложной тревоги, полученной путём интегрирования гистограммы.

Моделирование проводилось при следующих параметрах: $N_{\text{hist}} = 10000$, $F = 10^{-4}$, число обзоров, используемых при накоплении $K = 10$, диапазон интегрирования $[a, b] = [0, 120]$, $N = 512$.

Рассмотрим влияние шума квантования порога обнаружения на вероятность правильного обнаружения. На рис. 7 толстая кривая соответствует вероятности правильного обнаружения, вычисленной для случая порога обнаружения в соответствии с (8), тонкая кривая – без использования линейной интерполяции. Результаты получены путём численного моделирования при следующих условиях: модель флуктуаций амплитуды сигнала – модель Сверлинга I; число повторений опытов 1000; число обзоров, данные с которых накапливаются 10; вероятность ложной тревоги 10^{-4} ; количество точек БПФ 64; диапазон интегрирования $[0, 60]$.



а) при $\sigma_{ш}^2 = \sigma_{ш1}^2$



б) при $\sigma_{ш}^2 = \sigma_{ш3}^2$

Рис. 6. Зависимость вероятности ложной тревоги от порога обнаружения

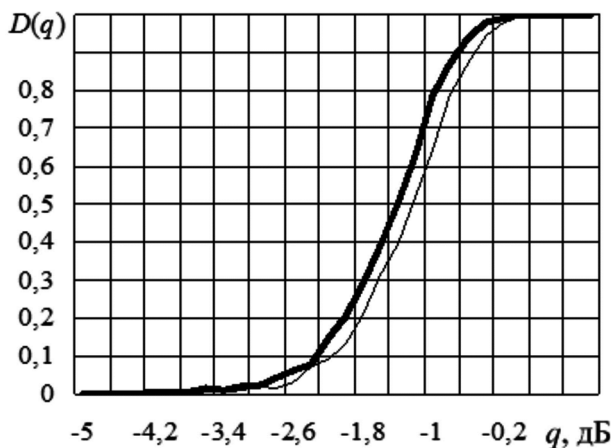


Рис. 7. Зависимость вероятности правильного обнаружения при различных порогах обнаружения

Анализ зависимостей на рисунке 7 позволяет сделать вывод, что наличие шума квантования порога обнаружения приводит к потерям в пороговом отношении сигнал шум 0,2 дБ. С другой стороны, вычисление порога обнаружения в соответствии с (8) обеспечивает выигрыш в порогом отношении сигнал-шум 0,2 дБ при вероятности правильного обнаружения 0,9.

Заключение

Таким образом, предлагаемый алгоритм обеспечивает стабилизацию уровня ложных тревог в широком диапазоне изменения мощности входного шума. Его положительным свойством является то, что порог обнаружения, соответствующий заданной вероятности ложной тревоги, вычисляется аналитически, что выгодно отличает его от известных алгоритмов, в которых уровень порога задается априорно и не гарантирует заданной вероятности ложных тревог. Результаты имитационного моделирования подтверждают возможность стабилизации ложных тревог на заданном уровне, а использование линейной

интерполяции в процедуре вычисления порога обнаружения позволяет обеспечить дополнительный выигрыш в пороговом отношении сигнал-шум около 0,2 дБ при $N = 64$, что ориентировочно соответствует увеличению дальности действия РЛС на 2 %.

Работа поддержана Государственным заданием № 8.8445.2017/БЧ Минобрнауки на 2017-2019 гг. высшим учебным заведениям и научным организациям в сфере научной деятельности.

Литература

1. Кричигин А. В., Маврычев Е. А. Метод двухэтапного многообзорного обнаружения траектории движущейся цели с некогерентным накоплением // Известия ВУЗов России. 2007. №4. с. 43-51.
2. Arnold J. Efficient Target Tracking Using Dynamic Programming // IEEE TRANSACTIONS ON AEROSPACE AND ELECTRONIC SYSTEMS VOL. 29, NO. 1 JANUARY 1993, PP. 44-56.
3. Ширман Я. Д. Теоретические основы радиолокации. Учебное пособие для вузов. М.: Советское радио. 1970. С. 560.
4. Buzzi S., Lops M., Venturino L. Track-before-detect procedures for early detection of moving target from airborne radars // IEEE Transaction on aerospace and electronic system. Vol. 41. No. 3. July 2005. PP. 937-954.
5. Shulin L., Xinliang Chen New analytical approach to detection threshold of a dynamic programming track-before-detect algorithm // IET Radar, Sonar and Navigation. Vol. 7. PP. 773-779.
6. Горяинов В.Т., Журавлёв А.Г., Тихонов В.И. Статистическая радиотехника: примеры и задачи. М.: Советское радио. 1980. С. 450.
7. Johnston A. Performance Analysis of a Dynamic Programming Track Before Detect Algorithm // IEEE TRANSACTIONS ON AEROSPACE AND ELECTRONIC SYSTEMS VOL. 38, NO. 1 JANUARY 2002. PP. 228-242.

УДК 621.391

АЛГОРИТМ УЛУЧШЕНИЯ ОЦЕНКИ СПЕКТРА СИГНАЛА

Туяков С.В., к.ф.-м.н., АО НПП «СПЕЦ-РАДИО», начальник отдела, e-mail: sem_t@inbox.ru.

ALGORITHM TO IMPROVE SPECTRAL ESTIMATION

Tuayakov S.V.

Task is to increase the sampling rate of the Fourier transform (improve spectral estimation), having a sequence of data of a fixed length. To solve such problems, there is an algorithm based on the application of the FFT to the data sequence, supplemented with the necessary number of zeros. However, this approach leads to an increase in the number of complex multiplications. A new algorithm propose to improve spectral estimation with a smaller number of complex multiplications, not requiring increasing order FFT, and allowing for efficient parallel implementation.

Key words: algorithm, the discrete Fourier transform, the fast Fourier transform, computational complexity, approximation of the continuous Fourier transform, to improve spectral estimation.

Ключевые слова: алгоритм, дискретное преобразование Фурье, быстрое преобразование Фурье, вычислительная сложность, аппроксимация трансформанты Фурье, улучшение оценки спектра.

Введение

Как известно [1, 2], прямое дискретное преобразование Фурье (ДПФ) выполняется на основе следующего соотношения

$$F(m) = \sum_{n=0}^{N-1} x_n \cdot W_N^{m \cdot n},$$

$$W_N^{m \cdot n} = e^{-j2\pi \frac{n \cdot m}{N}}, \quad m = 0, 1, \dots, N-1. \quad (1)$$

Необходимо отметить, что ДПФ представляет собой аппроксимацию непрерывной трансформанты Фурье [3] или, как это определено в [1], аппроксимацию непрерывного спектра сигнала. Данная аппроксимация является дискретной и определена в следующих точках частотной оси

$$m \cdot \frac{f_s}{N}, \quad m = 0, 1, \dots, N-1, \quad (2)$$

где m – индекс анализируемой частоты, f_s – частота дискретизации сигнала.

Очевидно, чем больше количество данных (значение N) доступно для анализа, тем точнее (подробнее) ДПФ аппроксимирует непрерывный спектр сигнала. Однако не всегда есть возможность в накоплении необходимого количества данных. Для таких случаев (значение N фиксировано) существует подход для улучшения оценки спектра с помощью ДПФ, известный как дополнение нулями исходной последовательности данных [1]. Под улучшением оценки спектра понимается увеличение частоты дискретизации непрерывной трансформанты Фурье. Так, например, для увеличения частоты дискретизации непрерывной трансформанты Фурье в 2 раза необходимо исходную последовательность данных длиной N отсчетов дополнить N нулями и выполнить ДПФ размерности $2N$. На практике реализация метода

Ставится задача увеличения частоты дискретизации трансформанты Фурье (улучшения оценки спектра сигнала), имея в распоряжении последовательность данных фиксированной длины. Для решения подобных задач существует алгоритм, основанный на применении БПФ к последовательности данных, дополненной необходимым количеством нулей. Однако данный подход приводит к увеличению количества комплексных умножений. Предлагается новый алгоритм улучшения оценки спектра сигнала с меньшим количеством комплексных умножений, не требующий увеличения порядка БПФ и допускающий эффективный параллельный режим реализации.

ДПФ осуществляется посредством применения алгоритма быстрого преобразования Фурье (БПФ), вычислительная сложность которого составляет $\frac{N}{2} \cdot \log_2 N$ комплексных умножений [1].

Таким образом, существующее решение задачи улучшения оценки спектра основано на использовании алгоритма БПФ к последовательности данных, дополненной необходимым количеством нулей (здесь и далее классический алгоритм). Применение классического алгоритма требует вычисления определенного количества комплексных умножений.

Далее представляется для обсуждения альтернативный алгоритм улучшения оценки спектра без дополнения нулями исходной последовательности данных требующий меньшее количество комплексных умножений, чем классический алгоритм.

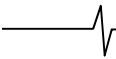
Алгоритм улучшения оценки спектра сигнала

Пусть дана последовательность данных, предназначенная для частотного анализа

$$\{x_n\}, \quad n = 0, 1, \dots, N-1, \quad (3)$$

где N равно целой степени двух.

Через K обозначим коэффициент улучшения оценки спектра, под которым будем понимать увеличение в K раз частоты дискретизации непрерывной трансформанты Фурье.



Через m_K обозначим индекс анализируемой частоты для заданного коэффициента K .

Для начала рассмотрим случай, когда $K = 2$.

Запишем формулу ДПФ для $K = 2$

$$F(m_2) = \sum_{n=0}^{N-1} x_n \cdot W_{2 \cdot N}^{m_2 \cdot n}, \quad (4)$$

$$m_2 = 0, 1, \dots, (2 \cdot N) - 1,$$

где

$$W_{2 \cdot N}^{m_2 \cdot n} = e^{-j2\pi \frac{n \cdot m_2}{2 \cdot N}}. \quad (5)$$

Очевидно, что для индексов

$$m_2 = 0, 2, \dots, (2 \cdot N) - 2 \quad (6)$$

значения результатов ДПФ, вычисленных по формулам (1) и (4), тождественно равны

$$F(m_2) \equiv F(m),$$

$$m_2 = 0, 2, \dots, (2 \cdot N) - 2, \quad (7)$$

$$m = 0, 1, \dots, N - 1.$$

Таким образом, для индексов, указанных в (6), вычисления можно осуществлять через «обычный» ДПФ размерности N .

На рис. 1 а) представлены точки частотной оси для ДПФ, вычисляемого по формуле (1), а на рис. 1 б) представлены точки частотной оси для ДПФ, вычисляемого по формуле (4).

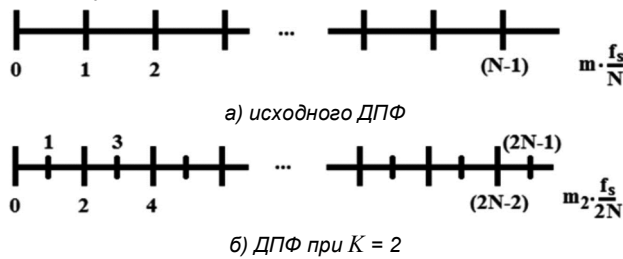


Рис. 1. Отсчеты на частотной оси

Для оставшихся индексов

$$m_2 = 1, 3, \dots, (2 \cdot N) - 1, \quad (8)$$

количество которых равно N , вычисления также можно производить на основе ДПФ размерности N

$$F(m_2) = \sum_{n=0}^{N-1} x_n \cdot W_{2 \cdot N}^{m_2 \cdot n} = \sum_{n=0}^{N-1} x_n \cdot W_N^{\bar{m} \cdot n},$$

$$m_2 = 1, 3, \dots, (2 \cdot N) - 1, \quad (9)$$

$$\bar{m} = \frac{1}{2}, \frac{3}{2}, \dots, \frac{2N-1}{2},$$

где

$$W_N^{\bar{m} \cdot n} = e^{-j2\pi \frac{n \cdot \bar{m}}{N}}. \quad (10)$$

Важно отметить, что базисные функции в правой части последнего соотношения (10) образуют ортогональный базис в N -мерном пространстве. Новые базисные функции определены в следующих точках частотной оси (рис. 1)

$$\left(m + \frac{1}{2}\right) \cdot \frac{f_s}{N}, m = 0, 1, \dots, N - 1. \quad (11)$$

Таким образом, исходная задача вида (4) свелась к вычислению двух N -точечных ДПФ (БПФ), что может быть записано следующим образом

$$F(m_2) = \begin{cases} \sum_{n=0}^{N-1} x_n \cdot W_N^{m \cdot n}, & \text{если } m_2 = 0, 2, \dots, (2 \cdot N) - 2, \\ \sum_{n=0}^{N-1} x_n \cdot W_N^{\bar{m} \cdot n}, & \text{если } m_2 = 1, 3, \dots, (2 \cdot N) - 1, \end{cases}$$

$$m = 0, 1, \dots, N - 1, \quad (12)$$

$$\bar{m} = \frac{1}{2}, \frac{3}{2}, \dots, \frac{2N-1}{2} = m + \frac{1}{2}.$$

Если проанализировать формулы (11), (12) и рис. 1, то становится понятным, что

$$\bar{m} = m + \frac{1}{2} = m + \frac{1}{K}, \quad (13)$$

т.е. величина смещения точек на частотной оси определяется на основе заданного K коэффициента улучшения оценки спектра.

Подведем промежуточный итог для случая $K = 2$.

Во-первых, вычисления 2-х БПФ в зависимости от архитектуры вычислителя можно осуществлять как параллельно, так и последовательно.

Во-вторых, вычислительная сложность (количество комплексных умножений) при таком подходе меньше вычислительной сложности классического алгоритма. Для представленного подхода вычислительная сложность при $K = 2$ составляет

$$2 \cdot \left(\frac{N}{2} \cdot \log_2 N\right) = N \cdot \log_2 N \quad (14)$$

комплексных умножений. Выигрыш по отношению к классическому алгоритму составляет

$$V = \frac{N \cdot \log_2(2 \cdot N)}{N \cdot \log_2 N} = 1 + \frac{1}{\log_2 N}. \quad (15)$$

Далее на рис. 2 в графическом виде представлена кривая выигрыша V для $K = 2$ и в зависимости от количества исходных данных.

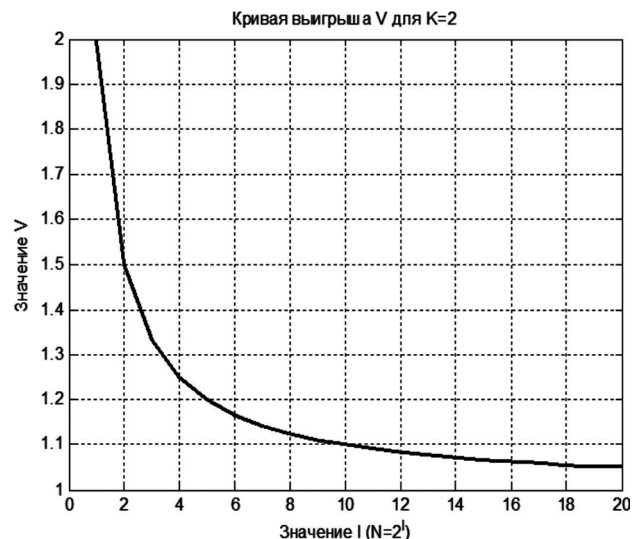


Рис. 2. Оценка вычислительной эффективности ($K = 2$)

Теперь рассмотрим общий случай улучшения оценки спектра сигнала.

Коэффициент улучшения K может быть любым натуральным числом, большим или равным двум $K \in N, K \geq 2$.

Формула ДПФ для фиксированного K имеет вид

$$F(m_K) = \sum_{n=0}^{N-1} x_n \cdot W_{K \cdot N}^{m_K \cdot n}, \quad (17)$$

$$m_K = 0, 1, \dots, (K \cdot N) - 1.$$

Последнее соотношение представимо в виде объединения K N -точечных ДПФ

$$F(m_K) = \bigcup_{L=0}^{K-1} F_L(m_{K,L}), \quad (18)$$

где

$$F_L(m_{K,L}) = \sum_{n=0}^{N-1} x_n \cdot W_N^{m_{K,L} \cdot n}, \quad (19)$$

$$m_{K,L} = m + \frac{L}{K}, (m = 0, 1, \dots, N - 1),$$

$$W_N^{m_{K,L} \cdot n} = e^{-j2\pi \frac{n \cdot m_{K,L}}{N}}.$$

Как и прежде, ДПФ $F_L(m_{K,L})$ для каждого $L = 0, \dots, K-1$ реализуется на основе алгоритма БПФ с соответствующими коэффициентами.

Рассмотрим более подробно содержание формул (18) и (19). Для наглядности последующих рассуждений зафиксируем $N = 16$ и $K = 4$. Распишем формулу (19) для каждого $L = 0, \dots, 3$

$$F_0(m_{4,0}) = \sum_{n=0}^{15} x_n \cdot W_{16}^{m_{4,0} \cdot n}, \quad (20)$$

$$m_{4,0} = \left(m + \frac{0}{4}\right) = 0, 1, \dots, 15.$$

$$F_1(m_{4,1}) = \sum_{n=0}^{15} x_n \cdot W_{16}^{m_{4,1} \cdot n}, \quad (21)$$

$$m_{4,1} = \left(m + \frac{1}{4}\right) = \frac{1}{4}, \frac{5}{4}, \dots, \frac{61}{4}.$$

$$F_2(m_{4,2}) = \sum_{n=0}^{15} x_n \cdot W_{16}^{m_{4,2} \cdot n}, \quad (22)$$

$$m_{4,2} = \left(m + \frac{2}{4}\right) = \frac{2}{4}, \frac{6}{4}, \dots, \frac{62}{4}.$$

$$F_3(m_{4,3}) = \sum_{n=0}^{15} x_n \cdot W_{16}^{m_{4,3} \cdot n}, \quad (23)$$

$$m_{4,3} = \left(m + \frac{3}{4}\right) = \frac{3}{4}, \frac{7}{4}, \dots, \frac{63}{4}.$$

На рис. 3 в наглядной форме поясняется алгоритм улучшения оценки спектра для рассматриваемого примера: а) представлены точки частотной оси для ДПФ, вычисляемого по формуле (20), б) представлены точки частотной оси для ДПФ, вычисляемого по формуле (21), в) представлены точки частотной оси для ДПФ, вычисляемого по формуле (22) и г) представлены точки частотной оси для ДПФ, вычисляемого по формуле (23).

Из соотношений (20)-(23), анализируя значения индексов $m_{K,L}$ для каждого $L = 0, \dots, K-1$, и рис. 3 становится понятным содержание соотношения (18) в вопросе объединения K N -точечных ДПФ.

Проведем расчет выигрыша относительно вычислительной сложности (количество комплексных умножений) предлагаемого алгоритма

$$V = \frac{(K \cdot N) \cdot \log_2(K \cdot N)}{K \cdot \left(\frac{N}{2} \cdot \log_2 N\right)}, \quad (24)$$

где в числителе указана вычислительная сложность классического алгоритма, а в знаменателе указана вычислительная сложность предлагаемого алгоритма.

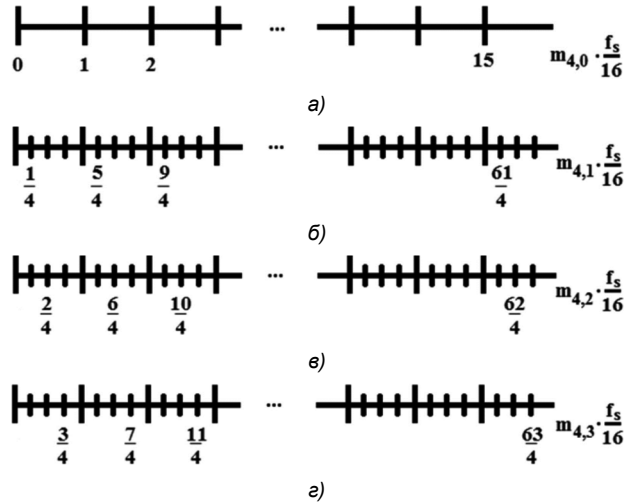


Рис. 3. Отсчеты на частотной оси для ДПФ заданной фиксированной размерности ($K = 4$)

После преобразования последнего выражения величина выигрыша представима в виде

$$V = 1 + \frac{\log_2 K}{\log_2 N}. \quad (25)$$

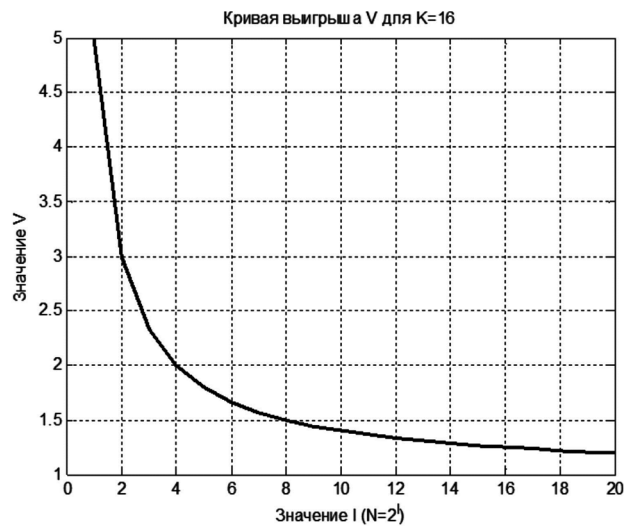


Рис. 4. Оценка вычислительной эффективности ($K = 16$)

На рис. 4 в графическом виде представлена кривая выигрыша V для $K = 16$ и в зависимости от количества исходных данных. Анализируя представленный материал, можно сделать вывод, что величина смещения точек анализа на частотной оси может быть произвольным действительным числом из полуинтервала от $[0; 1)$, т.е. справедливо следующее преобразование

$$F(\bar{m}) = \sum_{n=0}^{N-1} x_n \cdot W_N^{\bar{m} \cdot n}, \quad (26)$$

$$W_N^{\bar{m} \cdot n} = e^{-j2\pi \frac{n \cdot \bar{m}}{N}},$$

$$\bar{m} = (m + r),$$

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

$$r \in [0; 1).$$

Преобразование (26) позволяет для последовательности данных фиксированной длины при различных значениях $r \in [0; 1)$ осуществлять дискретизацию непрерывной трансформанты Фурье со сколь угодно малым шагом дискретизации.

Заключение

Предложенный в статье алгоритм для улучшения оценки спектра сигнала позволяет:

– во-первых, осуществлять дискретизацию непрерывной трансформанты Фурье со сколь угодно малым шагом дискретизации (преобразование (26)),

– во-вторых, уменьшить количество комплексных умножений по отношению к классическому алгоритму,

– в-третьих, реализовать вычисления как в параллельном, так и в последовательном режимах, в зависимости от решаемой задачи и архитектуры вычислителя.

Литература

1. Лайонс Р. Цифровая обработка сигналов: Второе издание. Пер. с англ. – М.: ООО «Бином-Пресс», 2007 г. – 656 с.
2. Айфичер Э., Джервис Б. Цифровая обработка сигналов: практический подход, 2-е издание.: Пер. с англ. – М.: Издательство дом «Вильямс», 2004. – 992 с.
3. Туяков С.В. Разработка методов и алгоритмов субполосного моделирования эмпирических данных: диссертация кандидата физико-математических наук. Белгородский государственный национальный исследовательский университет, Белгород, 2011.

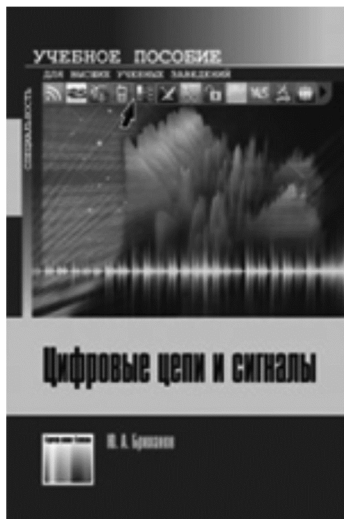
НОВЫЕ КНИГИ

Брюханов Ю.А.

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

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

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



Афанасьев А.А., Рыболовлев А.А., Рыжков А.П.

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

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

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



ПРЯМОЕ БЫСТРОЕ ПРЕОБРАЗОВАНИЕ ФУРЬЕ ПО ОСНОВАНИЮ ДВА С ВЫСОКИМ ЧАСТОТНЫМ РАЗРЕШЕНИЕМ

Осипов О.В., к.ф.-м.н., доцент кафедры программного обеспечения вычислительной техники и автоматизированных систем Белгородского государственного технологического университета им. В.Г. Шухова, e-mail: osipov.fft@yandex.ru.

DIRECT FAST FOURIER TRANSFORMATION ON THE RADIX-2 WITH HIGH FREQUENCY RESOLUTION

Osipov O.V.

A simple-to-implement FFT algorithm for constructing a spectral characteristic of a signal with a high frequency resolution is presented, which has algorithmic complexity $O(N \cdot R \cdot \log_2 N)$, where N is the number of signal samples, $N \times R$ is the length of a set of frequencies. The algorithm can be used to develop Russian systems of digital signal processing with high resolution.

Key words: FFT algorithm, spectral characteristic, high frequency resolution, digital signal processin.

Ключевые слова: быстрое преобразование Фурье (БПФ), спектральный анализ, высокое разрешение, сдвиг частоты, проблемы цифровой обработки сигналов (ЦОС), частотно-временное разрешение, численный алгоритм БПФ, амплитудно-частотная характеристика.

Введение

Классический алгоритм БПФ [1] используется для представления дискретного сигнала в виде суммы гармоник с равноотстоящими друг от друга частотами. Так как длина набора частот при этом равна количеству отсчётов исходного сигнала, возникают определённые проблемы [2, 3] при использовании БПФ:

Трудно определить амплитуду гармоники какой-либо промежуточной частоты, не входящей в набор частот;

Для увеличения разрешения по частоте приходится увеличивать длительность сигнала, что приводит к задержкам при обработке входного сигнала в системах реального времени, а также потере информации о высоких частотах;

Малое количество информации о низкочастотных гармониках, особенно при обработке данных в логарифмической шкале частот (распознавание нот) [4].

Существует ряд приёмов, позволяющих увеличить разрешение по частоте: увеличение длины исходной последовательности за счёт добавления нулевых элементов, полифазное БПФ [5, 6]. Но такие методы являются неестественными, поскольку вычисляют преобразование Фурье не исходного сигнала, а предварительно изменённого.

Для создания алгоритма, не искажающего исходный сигнал, способного за приемлемое время вычислять спектральные характеристики сигналов с высоким частотным разрешением для сигналов небольшой длины, проанализируем математический вывод алгоритма обычного БПФ с прореживанием по времени. В основе своей он опирается на так называемую операцию «бабочка», которая оптимизирует процесс численного инте-

Представлен простой в реализации алгоритм БПФ для построения спектральной характеристики сигнала с высоким частотным разрешением, имеющий алгоритмическую сложность $O(N \cdot R \cdot \log_2 N)$, где N – количество отсчётов сигнала, $N \times R$ – длина набора частот. Алгоритм может быть использован для разработки российских систем цифровой обработки сигналов с высокой разрешающей способностью.

грирования двух функций, аргументы которых отличаются на величину $F/2$, где F – частота дискретизации сигнала:

$$\begin{aligned} A(v) &= \sum_{i=0}^{N-1} S_i e^{-2\pi j i v} = \\ &= \sum_{i=0}^{\frac{N}{2}-1} S_{2i} e^{-2\pi j i_2 v} + e^{-2\pi j i_2 v} \sum_{i=0}^{\frac{N}{2}-1} S_{2i+1} e^{-2\pi j i_2 v}, \\ A\left(v + \frac{F}{2}\right) &= \sum_{i=0}^{N-1} S_i e^{-2\pi j i (v + F/2)} = \\ &= \sum_{i=0}^{\frac{N}{2}-1} S_{2i} e^{-2\pi j i_2 v} - e^{-2\pi j i_2 v} \sum_{i=0}^{\frac{N}{2}-1} S_{2i+1} e^{-2\pi j i_2 v}. \end{aligned} \quad (1)$$

При выводе различных алгоритмов БПФ обычно записывают $N/2$ пар таких полиномов для частот

$$v_k = \frac{kF}{N}, \quad k = 0, \dots, N-1.$$

После этого можно рекурсивно, либо с помощью обратной перестановки битов быстро вычислять значения сумм $A(v_k)$, разделяя исходную последовательность на две равные части и повторяя для них ту же операцию (1). Идея найденного метода основывается на наблюдении, что операция «бабочка» (1) сокращает при каждом её использовании в 2 раза количество вычислений даже в том случае, если равномерно сдвинуть весь набор частот v_k на произвольную частоту Δv . Последовательно увеличивая Δv , можно несколько раз выполнить БПФ, а из результатов собрать амплитудно-частотную характеристику, которая будет иметь малый шаг по частоте, а сле-

довательно – высокое разрешение. Длину исходного сигнала S при этом увеличивать не требуется.

Постановка задачи

Для комплексного сигнала S_i ($i=0, \dots, N-1$) с частотой дискретизации F , заданного в моменты времени t_i с шагом Δt , необходимо за приемлемое время получить значения $A(v_m)$, $v_m = \frac{mF}{NR}$, $m=0, \dots, NR-1$, $N \in 2^p$, $R, p \in \mathbb{N}$. Параметр R определяет разрешение спектральной характеристики.

Алгоритм БПФ с частотным сдвигом

Сначала построим упомянутый выше алгоритм вычисления БПФ для набора частот

$$\frac{kF}{N} + \Delta v \quad (k=0, \dots, N-1), \quad (2)$$

где Δv – произвольная частота (сдвиг частоты).

Полагая $F\Delta t = 1$ в (1), введём обозначения:

$$B(S, N, k) = \sum_{i=0}^{N-1} S_i e^{-2\pi j \frac{ik}{N}}, \quad W(k, N) = e^{-2\pi j \frac{k}{N}},$$

$$S^{(0)} = \{S_{2i}\}_{i=0, \dots, \frac{N}{2}-1}, \quad S^{(1)} = \{S_{2i+1}\}_{i=0, \dots, \frac{N}{2}-1}.$$

Если сдвинуть набор частот на величину $\Delta v = \Delta k \frac{F}{N}$, то БПФ будет иметь вид:

$$B(S, N, k + \Delta k) = B(S^{(0)}, \frac{N}{2}, k + \Delta k) +$$

$$+ W(k + \Delta k, N) \cdot B(S^{(1)}, \frac{N}{2}, k + \Delta k),$$

$$B(S, N, k + \Delta k + \frac{N}{2}) = B(S^{(0)}, \frac{N}{2}, k + \Delta k) -$$

$$- W(k + \Delta k, N) \cdot B(S^{(1)}, \frac{N}{2}, k + \Delta k),$$

$$k = 0, \dots, \frac{N}{2} - 1;$$

$$B(S, \frac{N}{2}, k + \Delta k) = B(S^{(0)}, \frac{N}{4}, k + \Delta k) +$$

$$+ W(k + \Delta k, \frac{N}{2}) \cdot B(S^{(1)}, \frac{N}{4}, k + \Delta k),$$

$$B(S, \frac{N}{2}, k + \Delta k + \frac{N}{4}) = B(S^{(0)}, \frac{N}{4}, k + \Delta k) -$$

$$- W(k + \Delta k, \frac{N}{2}) \cdot B(S^{(1)}, \frac{N}{4}, k + \Delta k),$$

$$k = 0, \dots, \frac{N}{4} - 1;$$

...

$$B(S, 2, \Delta k) = B(S^{(0)}, 1, \Delta k) + W(\Delta k, 2) \cdot B(S^{(1)}, 1, \Delta k),$$

$$B(S, 2, \Delta k + 1) = B(S^{(0)}, 1, \Delta k) - W(\Delta k, 2) \cdot B(S^{(1)}, 1, \Delta k),$$

$$B(S, 1, \Delta k) = S_0.$$

Значение функции B всегда зависит только от результатов вычислений на предыдущих шагах. На последнем шаге B зависит только от S_0 . На предпоследнем шаге определяется как:

$$B(S, 2, k + \Delta k) = S_0 + W(k + \Delta k, 2) \cdot S_1.$$

На рис. 1 представлен самый простой – рекурсивный алгоритм вычисления сдвинутого на частоту $\Delta k \frac{F}{N}$ БПФ для набора частот (2):

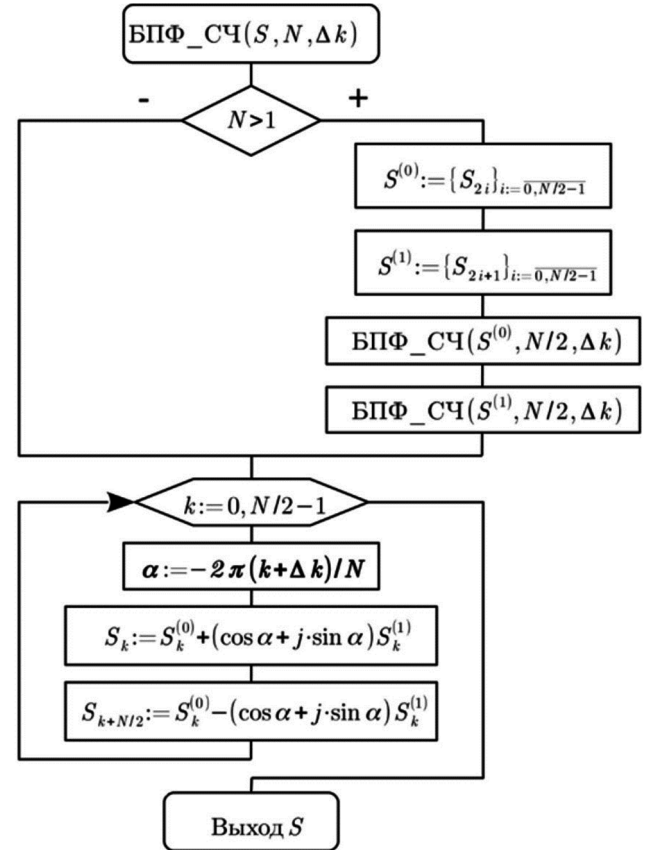


Рис. 1. Рекурсивный алгоритм БПФ с частотным сдвигом

В результате вычислений амплитуды гармоник записываются в исходный массив S . После выполнения алгоритма (рис. 1) массив S содержит значения $B(S, N, k + \Delta k)$, $k=0, \dots, N-1$.

Алгоритм построения амплитудно-частотной характеристики с малым шагом по частоте

Построим общий алгоритм решения исходной задачи. Для того, чтобы получить R -кратное частотное разрешение, необходимо процедуру БПФ_СЧ выполнить R раз с $\Delta k = \frac{r}{R}$, $r=0, \dots, R-1$. На рис. 2 представлена блок-схема алгоритма построения спектральной характеристики сигнала S длительностью N отсчётов с количеством частот $R \times N$.

Результатом работы данного алгоритма является массив A , содержащий значения

$$A_m = \sum_{i=0}^{N-1} S_i e^{-2\pi j i v_m}, \quad v_m = \frac{mF}{NR}, \quad m=0, \dots, NR-1.$$

Из блок-схем видно, что временная сложность построенного алгоритма равна $O(N \cdot R \cdot \log_2 N)$. При полном распараллеливании, например, с использованием ПЛИС, теоретически возможно получать АЧХ с помощью БПФ за $\log_2 N$ тактов процессора. *Описанный алго-*

ритм обеспечивает принципиальную возможность увеличивать частотное разрешение с линейной алгоритмической сложностью по отношению к обычному БПФ без увеличения длины исходной последовательности S .

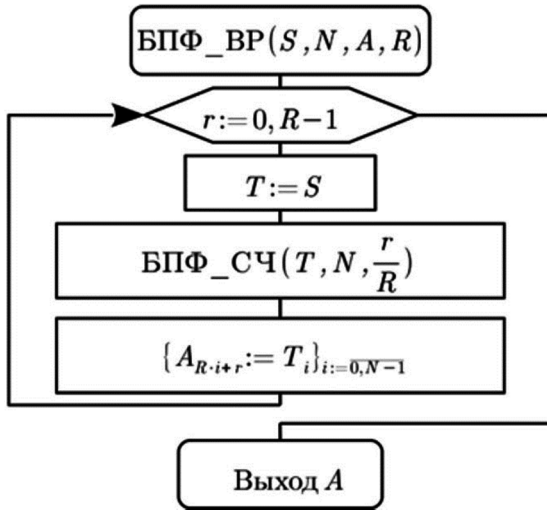


Рис. 2. Общий алгоритм прямого БПФ с R -кратным разрешением

Рассмотрим пример. Предположим, что мы хотим для набора из $N = 2048$ точек получить набор $4N = 8192$

частот при частоте дискретизации 44100 Герц. Для этого сначала нужно вычислить четыре БПФ с различными Δv :

$$\Delta v^{(0)} = 0, \Delta v^{(1)} = \frac{44100}{4N},$$

$$\Delta v^{(2)} = \frac{2 \cdot 44100}{4N}, \Delta v^{(3)} = \frac{3 \cdot 44100}{4N}.$$

После этого элементы $A_0, A_4, A_8, \dots, A_{4N-4}$ инициализировать с помощью процедуры БПФ_СЧ результатами вычисления первого БПФ; $A_1, A_5, A_9, \dots, A_{4N-3}$ – второго; $A_2, A_6, A_{10}, \dots, A_{4N-2}$ – третьего; $A_3, A_7, A_{11}, \dots, A_{4N-1}$ – четвёртого.

Таким же образом можно модифицировать и любой итерационный алгоритм вычисления БПФ. Так как результаты вычисления БПФ с различными Δv не зависят друг от друга, возможно их независимое вычисление, т.е. распараллеливание.

Результаты численных расчётов

Описанный выше алгоритм был реализован на языке C++ в среде Qt Creator для построения АЧХ акустического сигнала длиной $N = 2048$ отсчётов и частотой дискретизации $F = 44100$ Герц. На рис. 3. представлены вычисленные низкочастотные полосы спектров (до 1000 Герц) с различным разрешением R .

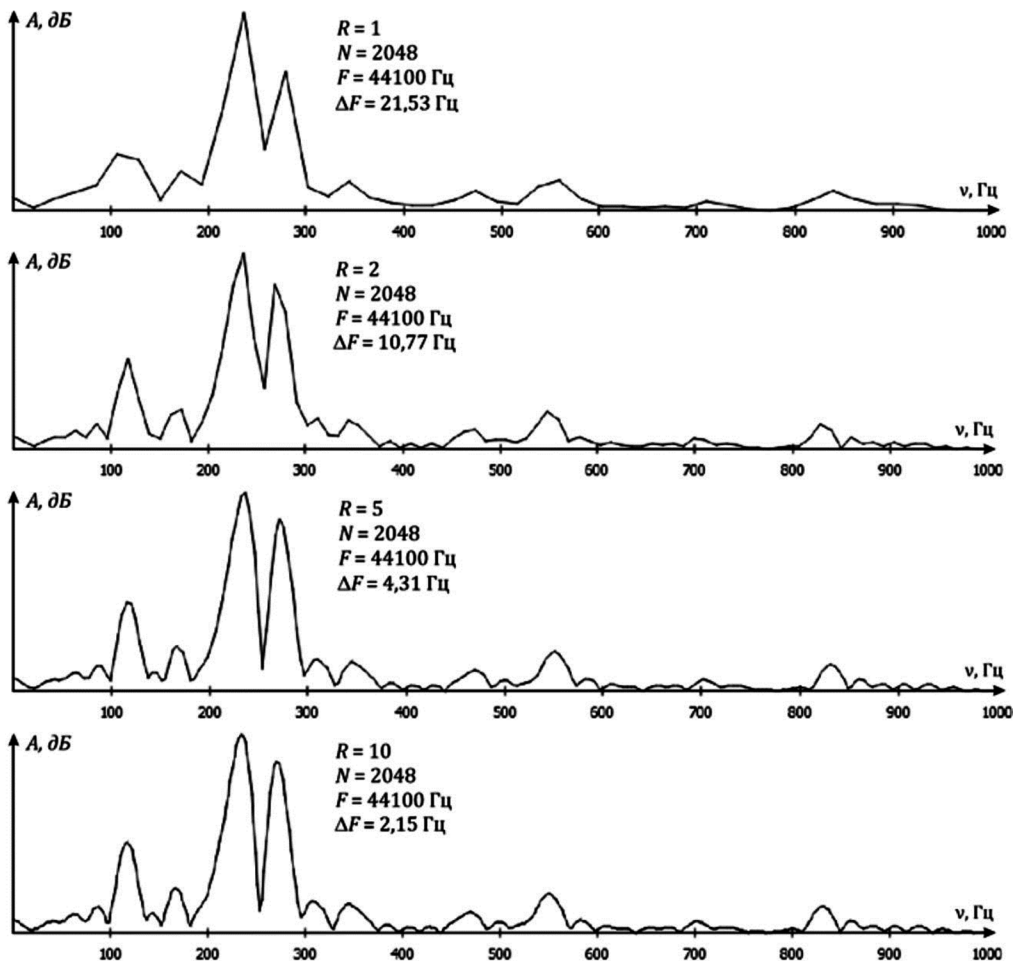
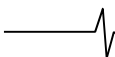


Рис. 3. АЧХ акустического сигнала с различным разрешением R



Из рисунков видно, что увеличение разрешения приводит к ожидаемому сглаживанию АЧХ. Численные эксперименты показали, что на современных процессорах даже при отсутствии оптимизации (распараллеливание, реализация целочисленного БПФ и др.) при данных параметрах возможна обработка аудиосигналов в режиме реального времени при $R < 20$.

Заключение

Описанный алгоритм позволяет создать новое семейство очень простых методов цифровой обработки сигналов с высокой разрешающей способностью. Поскольку для этого не требуется увеличивать длину исходного сигнала, возможно получение качественной спектральной характеристики в режиме реального времени. Описанные алгоритмы предельно просты и пригодны для реализации практически на любом языке программирования, ПЛИС и на отечественных архитектурах [7].

Литература

1. Сергиенко А.Б. Цифровая обработка сигналов. – СПб.: Питер, 2002. – 608 с.: ил.
2. Кривошеев В.И., Лупов С.Ю. О некоторых возможностях и проблемах современного цифрового спектрального анализа // Вестник Нижегородского университета им. Н.И. Лобачевского, 2011. № 5(3). С. 109-117.
3. Голубинский А.Н. О частотно-временном разрешении кратковременного Фурье-анализа и непрерывного вейвлет-анализа при обработке речевых сигналов / А.Н. Голубинский, Р.А. Асташов // Вестник Воронежского института МВД России. – 2013. – № 3. – С. 4-11.
4. Алиев Р.М. Оптимизация оконного Фурье и непрерывного вейвлет преобразований для спектрального анализа музыкальных сигналов // Цифровая обработка сигналов. 2013. № 2. С. 16-19.
5. Петров Д.А., Боголюбов А.Н. Применение полифазного разложения для эффективной вычислительной реализации алгоритма формирования сигнала на основе конечномерного обобщенного базиса Вейля-Гейзенберга. Журнал радиоэлектроники. 2010. № 3. С. 2.
6. Колегов Н.Е., Жукова И.Н., Быстров Н.Е. Корреляционно-фильтровая обработка амплитудно-фазоманипулированных сигналов с использованием алгоритма полифазного БПФ. В сборнике: Наука в России: перспективные исследования и разработки сборник материалов I Всероссийской научно-практической конференции. 2017. С. 146-152.
7. Логинов В.Е., Ишин П.А. Оптимизация для архитектуры «Эльбрус» быстрого преобразования Фурье применительно к 32-разрядным числам с плавающей точкой / Вопросы радиоэлектроники. 2012. Т. 4. № 3. С. 108-118.

НОВЫЕ КНИГИ

Литвин С.М., Попов О.Б., Чернышева Т.В.

Аудиопроекторная обработка сигналов звукового вещания – М.: Изд-во «Горячая линия-Телеком», 2017 г. – 222 с.: ил.

Звуковой сигнал, передаваемый по каналам звукового вещания, был и будет востребован в общем ряду с большим количеством альтернативных источников информации. Рассмотрены основные характеристики сигналов и каналов звукового вещания, базовые процедуры, используемые при обработке звукового вещательного сигнала (ЗВС); основные алгоритмы обработки сигнала в канале передачи. Проведен анализ и оценка искажений сигнала на всех этапах его передачи – от первичного цифрового преобразования до аудиопроекторной обработки. Особое внимание уделено алгоритмам обработки и проблеме объективной оценки качества ЗВС в системах, не нормируемых в рамках современного метрологического обеспечения.

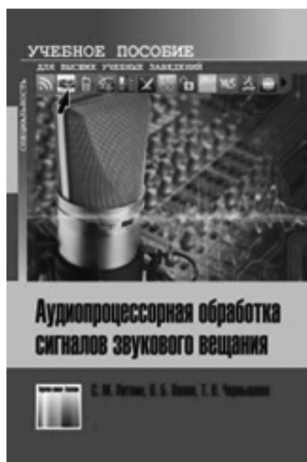
Для студентов, обучающихся по направлениям подготовки бакалавров и магистров 11.03.02 и 11.04.02 – «Инфокоммуникационные технологии и системы связи», 11.03.01 и 11.04.01 – «Радиотехника», 10.05.02 – «Информационная безопасность телекоммуникационных систем».

Горшков Ю.Г.

Обработка речевых и акустических биомедицинских сигналов на основе вейвлетов. – М.: Изд-во «Радиотехника», 2017 г. – 240 с.: ил.

Изложены новые перспективные методы речевых и акустических биомедицинских сигналов на основе вейвлетов, аппаратно-программные средства для решения прикладных задач криминалистического исследования фонограмм, оценки эмоционального состояния человека, шумоочистки и засекречивания речи, а также построения биомедицинских систем диагностики заболеваний сердца и легких. Основное внимание уделено разработке вейвлет-технологий высокоточного анализа речевых и акустических биомедицинских сигналов. Впервые предложены решения многоуровневого вейвлет-преобразования, обеспечивающие визуализацию нестационарных сигналов с повышенным частотно-временным разрешением. Представлена система телемедицины нового поколения с засекречиванием акустических биомедицинских сигналов.

Для ученых и инженеров, работающих над созданием средств обработки биомедицинских сигналов на новых принципах. Может быть полезна преподавателям, аспирантам и студентам технических вузов.



УДК 621.371

ИССЛЕДОВАНИЕ ПРЕИМУЩЕСТВ АВТОВЫБОРА АНТЕНН В СИСТЕМАХ MIMO В СРАВНЕНИИ С БАЗОВОЙ СИСТЕМОЙ MIMO БЕЗ АВТОВЫБОРА АНТЕНН

Крейнделин В.Б., д.т.н, проф., зав. кафедрой МТУСИ, e-mail: vitkrend@gmail.com;

Хазов М.Л., соискатель МТУСИ, e-mail: mikekhazov@mail.ru.

THE ADVANTAGES OF ANTENNA SELECTION IN MIMO SYSTEMS IN ORDER TO CLASSICAL MIMO SYSTEMS WITHOUT ANTENNA SELECTION

Kreyndelin V.B., Khazov M.L.

The article presents a comparative analysis of noise resistance of traditional communication systems with many transmitting and many receiving antennas (Multiple-Input-Multiple-Output, MIMO) with MIMO systems that use auto-selection of antennas (Antenna Selection) at the reception and transmission sides. In MIMO systems with antenna selection, the number of transmitting antennas and the number of receiving antennas are greater than the number of radio channels on both sides. Selection of antennas is carried out by one of the algorithms using a given optimization criterion.

Statistical simulations show that MIMO systems with antenna selection provide a significant energy gain compared to conventional MIMO systems without antenna selection.

Key words: MIMO, spectral efficiency, noise resistance, antenna selection, communication channel capacity, radio channel, optimization criterion.

Ключевые слова: MIMO, спектральная эффективность, помехоустойчивость, выбор антенн, пропускная способность канала связи, радиотракт, критерий оптимизации.

Введение

Технология MIMO позволяет существенно увеличить скорость передачи информации в системах беспроводной связи, не прибегая при этом к расширению занимаемой системой полосы частот или увеличению мощности передатчика [1].

При использовании технологии MIMO с пространственным мультиплексированием скоростной поток передаваемых информационных символов разделяется на множество низкоскоростных подпотоков, передаваемых одновременно с помощью разных антенн. Традиционная система MIMO имеет число передающих/приемных радиотрактов, равное числу передающих/приемных антенн, соответственно. Передача и прием полезного сигнала осуществляется одновременно по всем передающим и приемным антеннам одновременно на одной и той же частоте.

При добавлении в систему дополнительной антенны вместе с соответствующим дополнительным радиотрактом помехоустойчивость приема информации увеличивается. Однако, такое добавление существенно увеличивает стоимость и сложность реализации системы связи.

Основной вклад в стоимость и сложность системы связи вносят именно радиотракты, поэтому желательным является сокращение их числа. Поэтому весьма перспективным является использование алгоритмов автовыбора антенн (Antenna Selection), которые позво-

В статье проведен сравнительный анализ помехоустойчивости традиционных систем связи со многими передающими и многими приемными антеннами (Multiple-Input-Multiple-Output, MIMO) с системами MIMO, использующими автовыбор антенн (Antenna Selection) на приеме и на передаче. В системах MIMO с автовыбором антенн число передающих антенн и число приемных антенн больше, чем число передающих трактов и число приемных трактов, соответственно. Выбор антенн в каждом отдельном случае осуществляется по одному из алгоритмов с использованием заданного критерия оптимизации.

Путем статистического моделирования показано, что системы MIMO с автовыбором антенн позволяют получить существенный энергетический выигрыш по сравнению с обычными системами MIMO без автовыбора антенн. Дана количественная оценка данного энергетического выигрыша для различных условий и для различных критериев автовыбора антенн.

ляют выбирать некоторое подмножество передающих/приемных антенн из имеющихся передающих/приемных антенн [2], [3], [4]. Весьма важно при разработке конкретных систем связи MIMO иметь количественные оценки помехоустойчивости различных алгоритмов автовыбора антенн в различных условиях. Это позволяет нам убедиться в том, что экономия при реализации системы связи в действительности будет оправдана. Кроме того, в случае с автовыбором антенн можно получить существенный энергетический выигрыш в системе связи, используя соответствующий алгоритм автовыбора с заданным критерием оптимальности (критерием выбора антенн).

Настоящая статья посвящена исследованию алгоритмов автовыбора антенн в системах MIMO, использующих различные критерии выбора антенн.

Автовыбор антенн. Критерии выбора антенн

Кратко опишем модель системы MIMO без автовыбора антенн. Для этого будем рассматривать систему MIMO, в которой имеется N передающих антенн и M приемных антенн. Будем также считать, что число приемных радиотрактов равно L , а число передающих радиотрактов равно P .

В случае $L = M$ и $P = N$ автовыбор антенн отсутствует и модель системы MIMO описывается следующим традиционным уравнением [1], [5], [6]:

$$\mathbf{y} = \sqrt{\frac{\rho}{N}} \cdot \mathbf{H} \cdot \mathbf{s} + \boldsymbol{\eta} \quad (1)$$

где $\mathbf{y} = [y_1, y_2, \dots, y_M]^T$ – вектор комплексных отсчетов наблюдения, размерности $M \times 1$; $\mathbf{s} = [s_1, s_2, \dots, s_N]^T$ – вектор передаваемых QAM символов, размерности $N \times 1$; ρ – среднее отношение сигнал/шум для каждой приемной антенны, $\boldsymbol{\eta} = [\eta_1, \eta_2, \dots, \eta_M]^T$ – вектор комплексных отсчетов аддитивного белого гауссовского шума с нулевым средним и единичной корреляционной матрицей; \mathbf{H} – комплексная матрица канала MIMO размерности $M \times N$:

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & \dots & h_{1N} \\ h_{21} & h_{22} & \dots & h_{2N} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ h_{M1} & h_{M2} & \dots & h_{MN} \end{bmatrix} \quad (2)$$

где h_{ij} – комплексный коэффициент передачи канала между i -й приемной и j -й передающей антеннами. Коэффициенты h_{ij} являются некоррелированными комплексными гауссовскими случайными величинами с нулевыми средними и с единичными дисперсиями.

Система MIMO, описываемая уравнением (1), является традиционной системой MIMO без автовыбора антенн. В этой системе число радиотрактов передачи равно числу передающих антенн, а число радиотрактов приема равно числу приемных антенн.

Далее рассмотрим модель системы MIMO с автовыбором антенн (Antenna Selection). Будем предполагать, что в системе MIMO имеется P ($P < N$) передающих радиотрактов и L ($L < M$) приемных радиотрактов.

Модель такой системы описывается следующим уравнением [0], [0]:

$$\tilde{\mathbf{y}} = \sqrt{\frac{\rho}{P}} \cdot \tilde{\mathbf{H}} \cdot \mathbf{s} + \tilde{\boldsymbol{\eta}} \quad (3)$$

где $\tilde{\mathbf{y}} = [y_1, y_2, \dots, y_L]^T$ – вектор принимаемого сигнала, содержащий отсчеты сигнала со всех выбранных приемных антенн, размерности $L \times 1$; $\tilde{\mathbf{H}}$ – комплексная подматрица канала размерности $L \times P$; $\tilde{\boldsymbol{\eta}}$ – комплексный подвектор аддитивного белого гауссовского шума размерности $L \times 1$, имеющий нулевое среднее и единичную корреляционную матрицу. Матрица $\tilde{\mathbf{H}}$ содержит элементы полной матрицы канала \mathbf{H} , соответствующие выбранным L приемным антеннам из M имеющихся приемных антенн, и выбранным P передающим антеннам из N имеющихся передающих антенн.

Известны следующие критерии оптимальности, применяемые при построении алгоритмов автовыбора антенн в системах MIMO [2], [4], [7].

Критерий максимума пропускной способности. Здесь производится такой выбор подмножества из P антенн из N имеющихся передающих антенн и подмножества из L антенн из M имеющихся приемных антенн, чтобы обеспечить максимум удельной пропускной способности C_{\max} :

$$C_{\max} = \max_{\tilde{\mathbf{H}}} \log_2 \det \left(\mathbf{1} + \frac{\rho}{P} \cdot \tilde{\mathbf{H}} \cdot \tilde{\mathbf{H}}' \right). \quad (4)$$

Критерий максимума отношения сигнал/шум. Указанный критерий сводится к критерию максимума нормы Фробениуса $\|\tilde{\mathbf{H}}\|_F^2$ выбранной матрицы канала $\tilde{\mathbf{H}}$:

$$\max_{\tilde{\mathbf{H}}} \|\tilde{\mathbf{H}}\|_F^2 = \max_{\tilde{\mathbf{H}}} \sum_{m=1}^L \sum_{n=1}^P |\tilde{h}_{mn}|^2. \quad (5)$$

Критерий минимума следа корреляционной матрицы ошибок демодуляции. В работе [7] предложен следующий критерий:

$$\min_{\tilde{\mathbf{H}}} \text{tr} \left(\left(\frac{\rho}{P} \cdot \tilde{\mathbf{H}} \cdot \tilde{\mathbf{H}} + \mathbf{1} \right)^{-1} \right). \quad (6)$$

Следует отметить, что критерий (5) не учитывает информацию о значении отношения сигнал/шум ρ , в то время как критерии (4) и (6) эту информацию учитывают. Указанные критерии позволяют реализовать автовыбор антенн как на передающей, так и на приемной стороне.

Проведем сравнительный анализ эффективности системы MIMO с автовыбором антенн по сравнению с традиционной системой MIMO без автовыбора антенн.

Помехоустойчивость системы MIMO с автовыбором антенн в условиях некоррелированных замираний

Анализ эффективности алгоритмов был проведен методом статистического моделирования. Моделирование проводилось при следующих общих условиях:

- метод модуляции – QPSK;
- метод демодуляции – MMSE;
- вид помехоустойчивого кодирования – Турбокодирование (скорость – 1/2, число итераций декодирования – 4);
- исследуемые алгоритмы автовыбора антенн:
 - критерий максимума пропускной способности (4) (OptDet);
 - критерий максимума отношения сигнал/шум (5) (Frob);
 - критерий минимума следа корреляционной матрицы ошибок демодуляции (6) (MinTrVzf);
- матрица канала \mathbf{H} точно известна на приемной стороне;
- число передающих антенн $N = 4$;
- число приемных антенн $M = 4$;
- число передающих радиотрактов $P = 4$;
- число приемных радиотрактов $L = 4$;
- вид замираний в канале связи MIMO – Релеевские, пространственная корреляция отсутствует;

- длина кадра – 573 бита;
- число экспериментов – 100000.

На рис. 1 показаны зависимости коэффициента ошибок на бит (BER) от отношения сигнал/шум E_b/N_0 для случая традиционной системы MIMO (автовывбор антенн отсутствует). Из рис. 1 видно, что все три кривые для различных критериев автовывбора антенн совпадают, что совершенно естественно, т.к. в данной системе автовывбор антенн отсутствует.

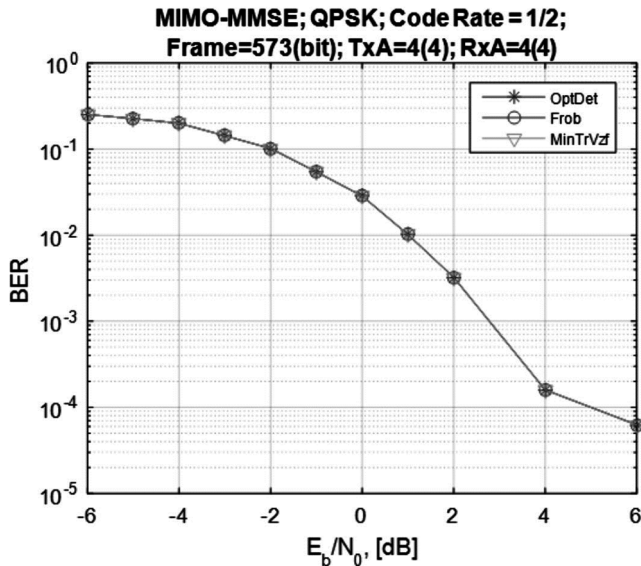


Рис. 1. Помехоустойчивость традиционной системы MIMO (без автовывбора антенн, модуляция QPSK)

На рис. 2 показаны зависимости коэффициента ошибок на бит (BER) от отношения сигнал/шум E_b/N_0 для случая системы MIMO с автовывбором антенн (число передающих антенн $N = 8$, число приемных антенн $M = 8$) при использовании различных критериев выбора антенн. При этом, в системе $P = 4$ передающих радиотракта и $L = 4$ приемных радиотракта.)

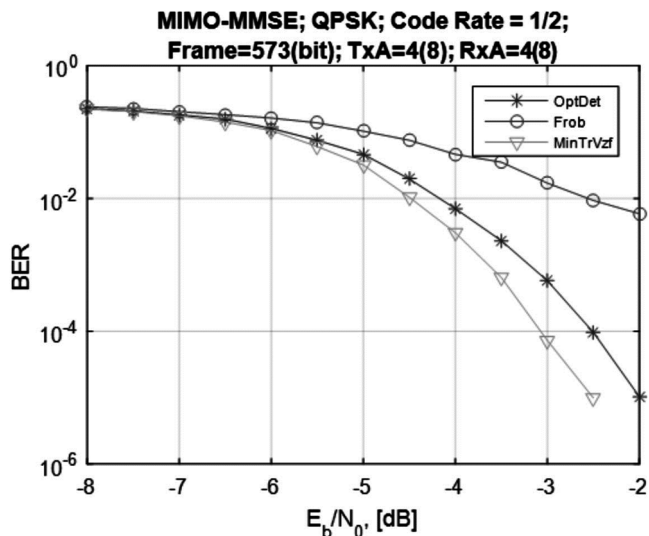


Рис. 2. Помехоустойчивость традиционной системы MIMO (с автовывбором антенн, модуляция QPSK)

На рис. 3 и рис. 4 приведены аналогичные кривые для случая модуляции 16-QAM.

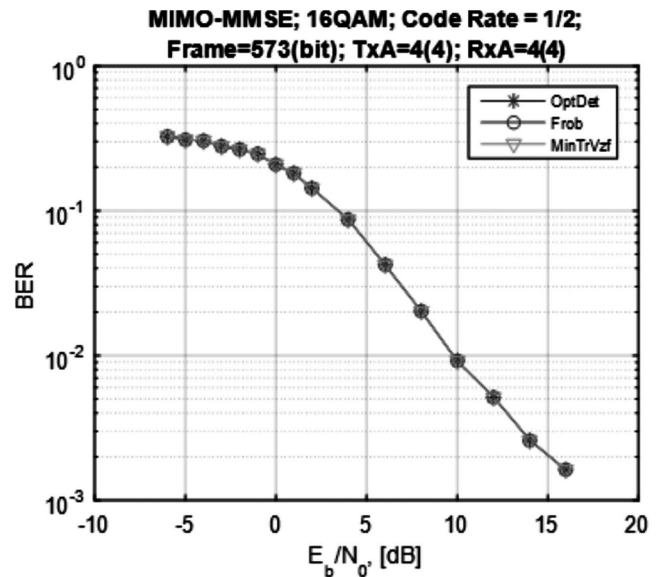


Рис. 3. Помехоустойчивость традиционной системы MIMO (без автовывбора антенн, модуляция 16-QAM)

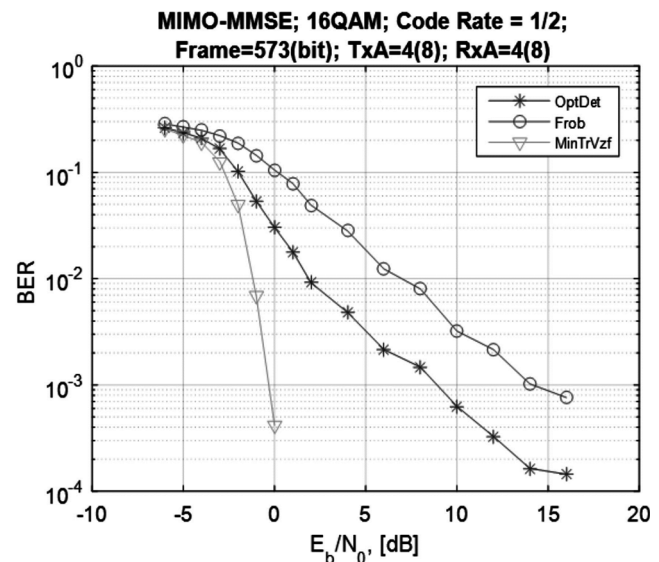


Рис. 4. Помехоустойчивость традиционной системы MIMO (с автовывбором антенн, модуляция 16-QAM)

Из рис. 1 – рис. 4 видно, что автовывбор антенн в условиях релейского канала связи с пространственно некоррелированными замиряниями позволяет получить значительный энергетический выигрыш по сравнению с традиционной системой MIMO с пространственным мультиплексированием без автовывбора антенн.

Наилучшие результаты обеспечивает критерий минимума следа корреляционной матрицы ошибок демодуляции (6), а наихудшие результаты – критерий максимума отношения сигнал/шум (5). Критерий максимума пропускной способности (4) занимает промежуточное положение. В системе с помехоустойчивым кодированием при уровне BER = 10^{-3} (традиционный уровень вероятности ошибки для систем беспроводной связи) выигрыш от применения автовывбора антенн составляет:

- при использовании критерия максимума отношения сигнал/шум (5) (Frob) – около 4 дБ в случаях QPSK и 16-QAM;

– при использовании критерия максимума пропускной способности (4) (OptDet):

- 6 дБ в случае QPSK;
- 16 дБ в случае 16-QAM;

– при использовании критерия минимума следа корреляционной матрицы ошибок демодуляции (6) (MinTrVzf):

- 6,5 дБ в случае QPSK;
- 18 дБ в случае 16-QAM.

Следует отметить, что критерий максимума отношения сигнал/шум (5) демонстрирует относительно низкую эффективность, поскольку, в отличие от остальных рассматриваемых критериев (4) и (6), он не учитывает информацию о значении отношения сигнал/шум ρ . Оказывается, что эта информация является существенной при автовыборе антенн.

Помехоустойчивость алгоритмов автовыбора антенн в условиях пространственно-коррелированных замираний

Выше были приведены результаты моделирования систем MIMO в условиях, когда замирания сигналов, пришедших в приемные антенны по разным путям, некоррелированы. На практике такая ситуация встречается достаточно редко. Обычно имеет место канал связи MIMO с пространственно-коррелированными замираниями [8], [9], [10], [11].

В данном разделе используется широко известная модель Кронекера, выражение для матрицы канала MIMO для которой описывается следующим образом:

$$\mathbf{H} = \text{Const} \cdot \mathbf{R}_r^{1/2} \cdot \mathbf{H}_w \cdot \mathbf{R}_t^{1/2}, \quad (7)$$

где \mathbf{H} – матрица канала MIMO с коррелированными элементами; \mathbf{H}_w – матрица канала MIMO с некоррелированными элементами; \mathbf{R}_t – корреляционная матрица на передаче размерности $N \times N$; \mathbf{R}_r – корреляционная матрица на приеме размерности $M \times M$. Const – постоянный нормирующий множитель, определяемый с помощью следующего соотношения:

$$\text{Const} = \frac{\sqrt{M \cdot N}}{\sqrt{\text{tr}(\mathbf{R}_r) \cdot \text{tr}(\mathbf{R}_t)}} \quad (8)$$

Нормирующий множитель (8) необходим для поддержания постоянного отношения сигнал/шум в канале связи MIMO при изменении степени пространственной корреляции замираний.

В модели Кронекера (7) используется операция извлечения квадратного корня из матрицы [13]. По определению, должно выполняться следующие равенства:

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_r^{1/2} \cdot \mathbf{R}_r^{1/2} &= \mathbf{R}_r, \\ \mathbf{R}_t^{1/2} \cdot \mathbf{R}_t^{1/2} &= \mathbf{R}_t. \end{aligned} \quad (9)$$

Отметим, что учет пространственной корреляции замираний производится путем подстановки матрицы канала (7) в модель наблюдаемого сигнала (1). Корреляционные матрицы \mathbf{R}_t и \mathbf{R}_r могут быть представлены в следующей форме [1], [12]:

$$\mathbf{R}_t = \begin{bmatrix} 1 & \rho_t & \rho_t^4 & \dots & \rho_t^{(N-1)^2} \\ \rho_t & 1 & \rho_t & \dots & \vdots \\ \rho_t^4 & \rho_t & 1 & \dots & \rho_t^4 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \rho_t \\ \rho_t^{(N-1)^2} & \dots & \rho_t^4 & \rho_t & 1 \end{bmatrix}; \quad (10)$$

$$\mathbf{R}_r = \begin{bmatrix} 1 & \rho_r & \rho_r^4 & \dots & \rho_r^{(N-1)^2} \\ \rho_r & 1 & \rho_r & \dots & \vdots \\ \rho_r^4 & \rho_r & 1 & \dots & \rho_r^4 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \rho_r \\ \rho_r^{(N-1)^2} & \dots & \rho_r^4 & \rho_r & 1 \end{bmatrix},$$

где ρ_t , ρ_r – коэффициенты корреляции замираний в двух соседних передающих и приемных антеннах, соответственно.

Моделирование алгоритмов автовыбора антенн в условиях наличия пространственной корреляции замираний в канале связи MIMO проводилось при следующих условиях:

- вид замираний – Релеевские, пространственная корреляция которых определяется уравнениями (6) и (10);
- остальные условия моделирования те же, что и в разделе 3;
- $\rho = \rho_t = \rho_r = 0,4$, т.е. предполагается, что корреляция замираний на передающей и приемной сторонах одинакова.

На рис. 5 показаны зависимости BER от E_b/N_0 для случая традиционной системы MIMO (автовыбор антенн отсутствует) при наличии в канале MIMO пространственно-коррелированных замираний.

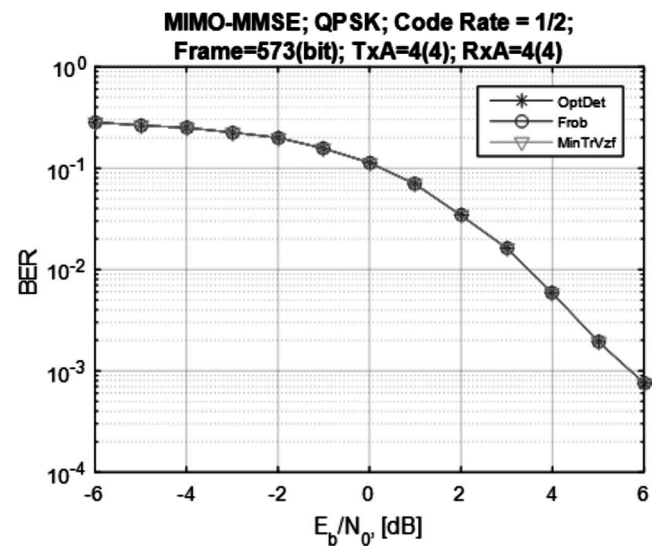


Рис. 5. Помехоустойчивость традиционной системы MIMO (без автовыбора антенн, модуляция QPSK, канал с пространственно-коррелированными замираниями)

На рис. 6 показаны зависимости BER от E_b/N_0 для случая системы MIMO с автовыбором антенн ($N = 8$, $M = 8$) при использовании описанных в разделе 2 критериев выбора антенн.

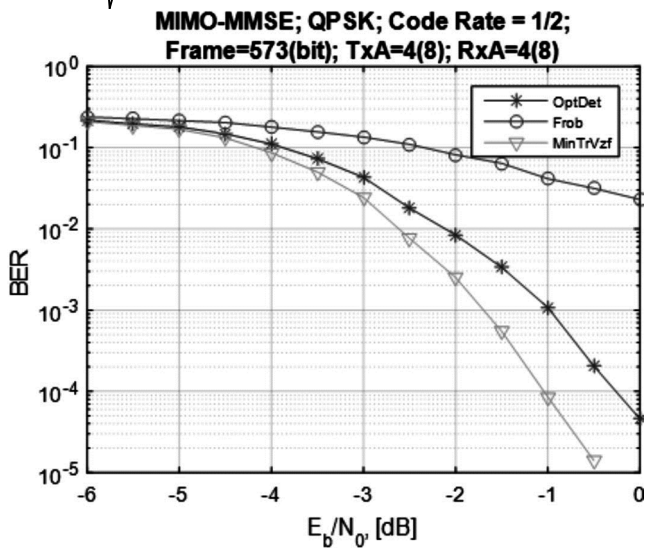


Рис. 6. Помехоустойчивость традиционной системы MIMO (с автовыбором антенн, модуляция QPSK, канал с пространственно-коррелированными замираниями)

На рис. 7 и рис. 8 приведены аналогичные кривые для случая модуляции 16-QAM. Из рис. 5 – рис. 8 видно, что автовыбор антенн в условиях релеевого канала связи, где имеется пространственная корреляция замираний, также позволяет получить существенный энергетический выигрыш по сравнению с традиционной системой MIMO без автовыбора антенн.

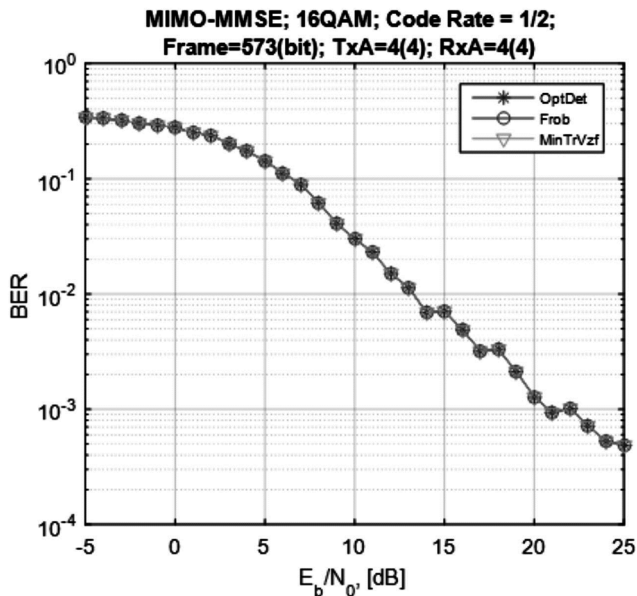


Рис. 7. Помехоустойчивость традиционной системы MIMO (без автовыбора антенн, модуляция 16-QAM, канал с пространственно-коррелированными замираниями)

Так же, как и в случае отсутствия в канале пространственной корреляции замираний, при наличии такой корреляции наилучшие результаты обеспечивает критерий (6), а наихудшие результаты – критерий (5). Критерий (4) занимает промежуточное положение. В системе с помехоустойчивым кодированием при уровне $BER = 10^{-3}$ и при коэффициенте пространственной корреляции замираний $\rho = \rho_t = \rho_r = 0,4$ выигрыш от применения автовыбора антенн составляет:

- при использовании критерия (5) (Frob):

- 2,5 дБ в случае QPSK;
- 0,5 дБ в случае 16-QAM;
- при использовании критерия (4) (OptDet):
- 7 дБ в случае QPSK;
- 16,5 дБ в случае 16-QAM;
- при использовании критерия (6) (MinTrVzf):
- 6,5 дБ в случае QPSK;
- 17,5 дБ в случае 16-QAM.

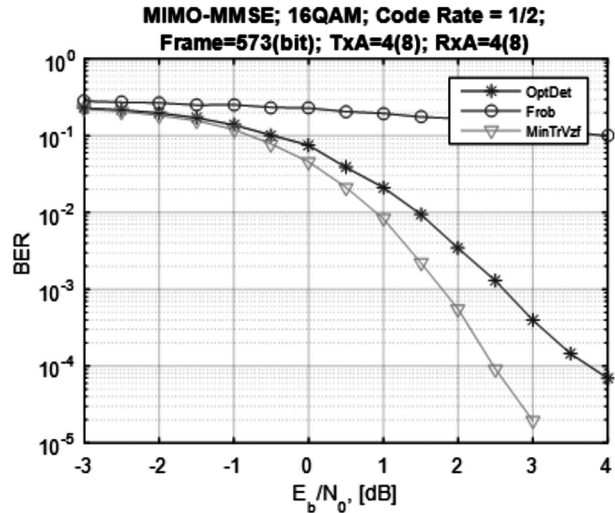


Рис. 8. Помехоустойчивость традиционной системы MIMO (с автовыбором антенн, модуляция 16-QAM, канал с пространственно-коррелированными замираниями)

Следует заметить, что для осуществления переключения антенн в процессе их автовыбора используются антенные переключатели [14], [15], [16]. В таких переключателях имеют место энергетические потери, величина которых составляет 0,5-1 дБ. Таким образом, при наличии двух переключателей (по одному переключателю на передающей и приемной сторонах) общая величина потерь составляет 1-2 дБ. В то же время энергетический выигрыш от применения автовыбора антенн в данных условиях может достигать 18 дБ.

Заключение

Проведенные исследования различных алгоритмов автовыбора антенн в системах MIMO с пространственным мультиплексированием позволяют сделать следующие выводы:

Использование автовыбора антенн на передаче и приеме позволяет получить значительный (до 18 дБ) энергетический выигрыш;

Критерий автовыбора антенн (критерий максимума отношения сигнал/шум (5) позволяет получить относительно небольшой энергетический выигрыш, не превышающий 4 дБ;

Критерий максимума пропускной способности (4) позволяет получить энергетический выигрыш до 16 дБ;

Критерий минимума следа корреляционной матрицы ошибок демодуляции (6), предложенный в работе [7], позволяет получить энергетический выигрыш до 18 дБ;

При использовании модуляции высокого порядка энергетический выигрыш от применения автовыбора антенн при использовании критерия (6) существенно возрастает.

Наличие пространственной корреляции замираний в канале связи MIMO приводит к потерям в помехоустойчивости, но при этом выигрыш от автовыбора антенн, в основном, сохраняется.

Исходя, из изложенного, можно утверждать, что применение автовыбора антенн на передаче и приеме с использованием критерия минимума следа корреляционной матрицы ошибок демодуляции (6) является весьма перспективным направлением развития систем связи, использующих технологию MIMO.

Литература

1. Бакулин М.Г., Варукина Л.А., Крейнделин В.Б. Технология MIMO: принципы и алгоритмы. – М.: Горячая линия – Телеком, 2014. – 272 с.
2. Sanayei S., Nosratinia A. Antenna Selection in MIMO Systems // IEEE Communication Magazine. – 2004. – № 10. – С. 68-73.
3. Shital Shegokar Jangid. Antenna Selection with Spatial Multiplexing MIMO Systems. International Journal on Recent and Innovation Trends in Computing and Communication, February 2015, pp. 97-100.
4. Крейнделин В.Б., Хазов М.Л. Алгоритмы переключения антенн в системах MIMO // Электросвязь. – 2017. – № 10. – С. 59-64.
5. Huang G., Papadias C.B. and Venkatesan S. MIMO Communication for Cellular Networks. USA, Springer Science+Busyness Media LLC, 2012, 314 p.
6. Andreas F. Molisch. Wireless Communications. Second Edition, UK, Wiley, 2011. 827 p.
7. Бакулин М.Г., Крейнделин В.Б., Хазов М.Л. Критерии автовыбора антенн в системах MIMO // Электросвязь. – 2018. – № 10. – С. 78-81.
8. Бакулин М.Г., Крейнделин В.Б., Панкратов Д.Ю. Технология радиосвязи на пути к 5G. – М.: Горячая линия – Телеком, 2018. – 272 с.
9. Крейнделин В.Б., Панкратов Д.Ю. Анализ пропускной способности радиоканала системы MIMO в условиях пространственно коррелированных замираний // Информационные процессы. – 2017. – № 3. – С. 188-198.
10. Oesges C., Clerckx B. MIMO Wireless Communications. Channels, Techniques and Standards for Multi-Antenna, Multi-User and Multi-Cell Systems. – U.K.: Academic Press, 2013. – 733 p.
11. Huang G., Papadias C.B., Venkatesan S. MIMO Communication for Cellular Networks. USA, Springer Science+Busyness Media LLC, 2012. – 314 p.
12. MIMO System Technology for Wireless Communications. / Edited by George Tsoulos. USA, FL, Boca Raton, CRC Press, 2006, 378 p.
13. Тыртышников Е.Е. Матричный анализ и линейная алгебра. – М.: Физматлит, 2007. – 480 с.
14. http://www.datasheetlib.com/datasheet/386306/hws408_hexawave.html
15. <http://datasheet.elcodis.com/pdf2/105/36/1053632/njg1535hd3.pdf>
16. <https://www.infineon.com/dgdl?fileId=db3a30433f1b26e8013f2db58bc03856>

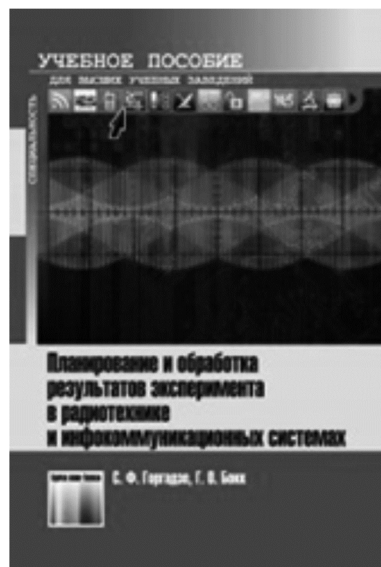
НОВЫЕ КНИГИ

Горгадзе С.Ф., Бокк Г.О.

Планирование и обработка результатов эксперимента в радиотехнике и инфокоммуникационных системах / Учебное пособие - М.: Изд-во «Горячая линия-Телеком», 2018 г. – 132 с.: ил.

Рассмотрены принципы организации и основные подходы к планированию, проведению и обработке результатов эксперимента в приложениях к радиотехническим и инфокоммуникационным устройствам и системам. Наряду с общими классическими методами статистической дисциплины планирования эксперимента и статистической обработки его результатов, проиллюстрированными расчетными примерами, рассмотрены и вопросы организации компьютерных экспериментов при моделировании радиотехнических устройств и систем. Многофакторные модели на основе статистических уравнений регрессии дополнены важными для радиотехнических приложений однофакторными моделями нелинейных объектов, описываемыми рядами Вольтэрры и Тейлора.

Для студентов, обучающихся по направлениям 11.04.02 – «Инфокоммуникационные технологии и системы связи» и 11.04.01 – «Радиотехника» (квалификации «магистр»), может быть полезно специалистам.



УДК 621.396.962.2

РЕЗУЛЬТАТЫ НАТУРНЫХ ИСПЫТАНИЙ ПРОГРАММНО-АЛГОРИТМИЧЕСКОГО ОБЕСПЕЧЕНИЯ РЕЖИМА «ДОЛ» НА ПОДВИЖНОМ СТЕНДЕ: АНАЛИЗ ВЛИЯНИЯ ФАЗОВЫХ ИСКАЖЕНИЙ В СИСТЕМАХ РАДИОВИДЕНИЯ

Валуйский Д.В., магистрант кафедры телекоммуникаций и основ радиотехники (ТОР) Рязанского государственного радиотехнического университета (РГРТУ);

Витязев С.В., к.т.н., доцент кафедры ТОР РГРТУ, e-mail: vityazev.s.v@rsreu.ru;

Андросов В.В., главный конструктор АО «ГРПЗ»;

Харин А.В., аспирант кафедры ТОР РГРТУ;

Витязев В.В., д.т.н., профессор, зав. кафедрой ТОР РГРТУ, e-mail: vityazev.v.v@rsreu.ru.

THE RESULTS OF REAL-LIFE EXPERIMENTS WITH DOPPLER SHARPENING ALGORITHMS AND SOFTWARE: THE ANALYSIS OF PHASE ERRORS IN RADAR IMAGING SYSTEMS

Valuyskiy D.V., Vityazev S.V., Androsov V.V., Harin A.V., Vityazev V.V.

The problem of autofocus in radar imaging systems is considered in this paper. The efficiency of one of the most popular autofocus techniques – PGA – is investigated for the implementation in a given system. The possibility of PGA autofocus is analyzed for the objects of different nature. The conclusion about PGA efficiency in case of such objects are made.

Key words: radar imaging, phase errors, autofocus, PGA.

Ключевые слова: радиовидение, фазовые ошибки, автофокусировка, PGA.

Введение

Система радиовидения с компенсацией нелинейных фазовых ошибок предназначена для формирования радиолокационного изображения земной поверхности в режимах доплеровского обужения луча (ДОЛ). Заданное разрешение по азимуту достигается за счет движения носителя РЛС и специальных методов обработки отраженного сигнала [1-3]. В процессе движения имеют место неустойчивости носителя, вследствие чего при обработке траекторного сигнала возникают нелинейные фазовые ошибки. Система радиовидения с компенсацией нелинейных фазовых ошибок позволяет достигать заданного разрешения радиолокационного изображения по азимуту в условиях неустойчивости параметров движения носителя. Специальная процедура обработки, позволяющая устранить фазовые ошибки, получила название автофокусировки.

Проблема автофокусировки известна давно, и к настоящему моменту сложилось несколько направлений ее решения [4-9]. Одним из наиболее широко распространенных подходов является автофокусировка по оценке градиента фазы (Phase gradient autofocus – PGA) [10, 11]. В работах [12-15] метод PGA используется при разработке системы радиовидения с заданными условиями применения. Высокая неустойчивость используемой платформы выводит эффективность процедуры автофокусировки на первый план. Алгоритмы обработки и формирования изображений отрабатываются на моделях сигналов, а также на тестовых записях, в основу которых положены искусственно помещаемые на рассматриваемую

Рассматривается проблема автофокусировки в системах радиовидения с синтезируемой апертурой антенны. Исследуется эффективность одного из наиболее известных методов автофокусировки PGA для условий конкретной технической задачи. Исследуется возможность автофокусировки методом PGA по объектам различной природы. Делаются выводы об эффективности метода PGA для сцен, содержащих такие объекты.

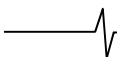
ую сцену объекты, такие как уголкового отражатели заданной конфигурации. Показана высокая эффективность разработанных решений [14, 15]. В то же время является очевидным, что качество автофокусировки будет сильно зависеть от характера отражений от объектов естественно присутствующих в зоне обзора РЛС. Это могут быть отражения от растительности, построек, техники, других предметов и объектов на местности.

В данной работе описываются натурные испытания, целью которых явился анализ эффективности автофокусировки радиоизображений методом PGA в зависимости от отражателей разной природы происхождения.

Описание условий эксперимента

Для проведения натурных испытаний программно-алгоритмического обеспечения режимов радиовидения использован подвижный экспериментальный стенд. Стенд реализован на базе автомобиля с установленной на нем радиолокационной станцией, а также аппаратурой записи и регистрации сигналов. Запись сигналов для дальнейшего исследования и анализа требует выбора сцены с определенными параметрами, а также соответствующих условий записи: угол наклона антенны, угол обзора, интервал синтезирования и др.

Одним из ключевых параметров сцены является



наличие отражателей разной природы происхождения: искусственно созданных человеком объектов (строений), а также объектов живой (растительность) и неживой (холмы, береговые линии, неровности местности) природы. Кроме того, требуется наличие ровной поверхности – дороги для возможности обеспечения стабильной скорости движения стенда при записи сигналов, что необходимо для повышения точности получаемой навигационной информации.

С этой целью проведен поиск сцены натуральных испытаний для записи тестовых сигналов. По спутниковым снимкам местности были подобраны несколько мест, которые могли бы удовлетворять заданным требованиям. По результатам работы наилучшим вариантом был признан вариант участка дороги, представленный на рис. 1. Достоинствами данного варианта являются наличие протяженного прямого участка дороги с ровным асфальтовым покрытием, наличие как построек, так и объектов живой и неживой природы, а также возможность размещения в рамках сцены уголкового отражателя.

Запись сигналов производилась для сцен двух видов: с величиной сектора обзора 12 и 48 градусов при дальностях записи соответственно 500 и 2500 метров. Сцена меньшего размера использовалась для отработки механизма записи и анализа эффективности увеличения интервала синтезирования апертуры антенны. Сцена с дальностью записи 2500 метров и сектором сканирования 48 градусов позволяет провести по записанным сигналам анализ эффективности автофокусировки и компенсации нелинейных фазовых искажений для объектов различной природы происхождения.



Рис. 1. Местность для записи сигналов в режиме «ДОЛ»

При записи сигналов для сцены второго типа использовалась методика, представленная на рис. 2. Подвижный стенд движется в указанном стрелкой направлении по дороге с постоянной скоростью 11 м/с. Запись сигнала ведется в выделенном на рис. 2 секторе с интервалом синтезирования апертуры антенны 400 мс. В рамках записываемой сцены наибольший интерес представляет группа строений в центре, а также расположенная правее металлическая постройка. При записи некоторых сигналов использовались уголкового отражатели, место-

положение которых отмечено на рис. 2 треугольником.



Рис. 2. Сцена записи сигналов

Параметры записи: сектор азимутального обзора 48 градусов, скорость движения 40 км/ч, направление антенны 35 градусов, в вертикальной плоскости антенна поднята на 0,7 градуса, длина волны несущего колебания 8 мм, частота повторения импульсов 250 Гц, диапазон дальностей от 270 м до 2410 м.

Формирование РЛИ в режиме реального луча

В режиме реального луча РЛИ формируется на основании мощности принимаемого отраженного от объектов сигнала. Достоинством такого режима является простота алгоритма обработки, не требующая вычисления и применения компенсирующих функций. К недостаткам следует отнести отсутствие фокусировки, и как следствие, «размазанность» изображения.

В рамках проведенного исследования формирование радиолокационного изображения в режиме реального луча производилось с целью определения качества записи сигнала: на основании сформированного в режиме реального луча радиолокационного изображения принималось решение о пригодности или непригодности рассматриваемой записи сигнала для дальнейших исследований. Для исследований были выбраны записи сигналов с наиболее четко выраженным одним уголкового отражателем (рис. 3), а также с двумя близко расположенными уголкового отражателями (рис. 4.) для проверки возможности их азимутального разрешения.

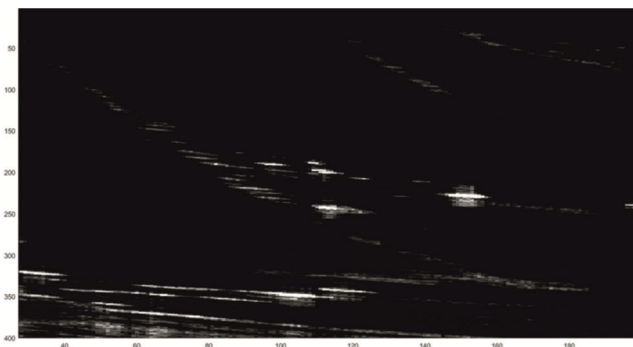


Рис. 3. Радиолокационное изображение в режиме реального луча. Сигнал с одним уголкового отражателем

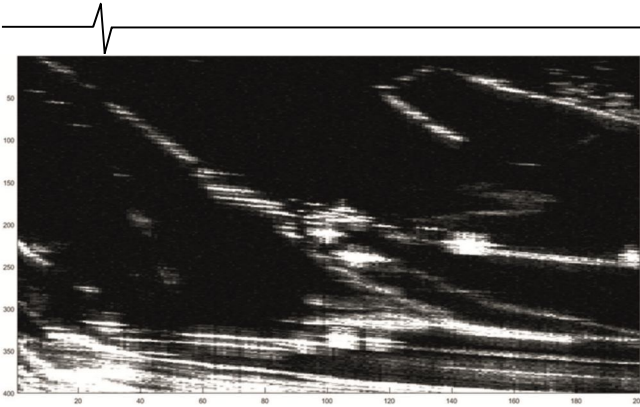


Рис. 4. Радиолокационное изображение в режиме реального луча. Сигнал с двумя близкорасположенными уголковыми отражателями

Помимо оценки качества записи, анализ радиолокационного изображения, сформированного в режиме реального луча, позволяет выделить представляющие наибольший интерес в рамках исследований каналы дальности рассматриваемого сигнала. Так, для сигнала, представленного на рис. 3, наибольший интерес представляют парциальные кадры №№ 45...48, содержащие уголковый отражатель, а также объекты неживой природы и постройки №№ 58:61 (металлическое строение), а также парциальный кадр № 30 для исследования сигналов, отраженных от объектов живой природы (рис. 5). Для радиолокационного изображения, представленного на рис. 4, по аналогичным причинам наибольший интерес представляют парциальные кадры №№ 40...47, 58:61, 30 (рис. 6).

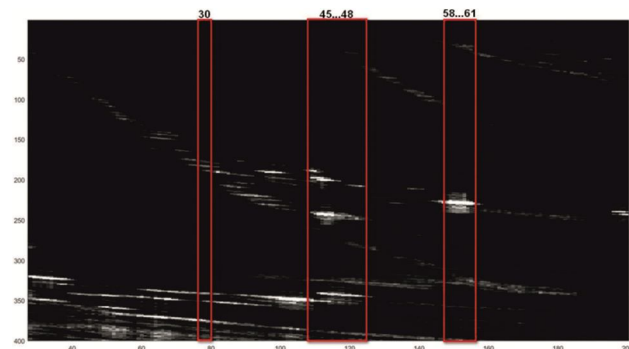


Рис. 5. Представляющие наибольший интерес для исследования парциальные кадры сигнала с одним уголковым отражателем

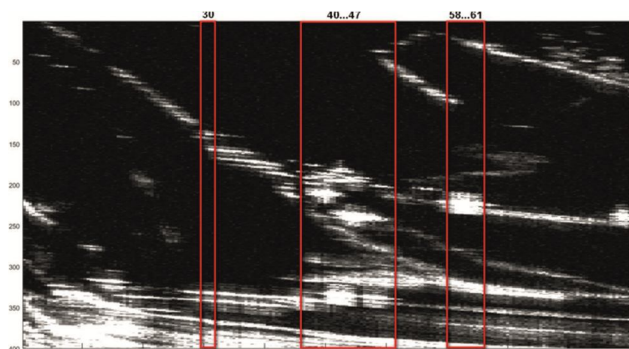


Рис. 6. Представляющие наибольший интерес парциальные кадры сигнала с двумя уголковыми отражателями

Описанный выше выбор подходящих для исследова-

ния записей сигналов, а также представляющих наибольший интерес для исследования парциальных кадров и каналов дальности в рамках выбранных записей, позволил провести исследование и анализ возможностей и эффективности автофокусировки методом PGA, а также сформировать на основе рассмотренных радиолокационных изображений в режиме реального луча сфокусированные радиолокационные изображения.

Анализ эффективности автофокусировки методом PGA

В ходе анализа рассматривались отдельные парциальные кадры записанных сигналов, содержащие отражения от представляющих наибольший интерес объектов: построек, холма, уголковых отражателей, растительности. На рис. 7 представлены графики функций фазовых ошибок для парциального кадра сигнала, содержащего отражения от объектов всех перечисленных выше типов. Аналогичные графики были получены также и для других парциальных кадров.

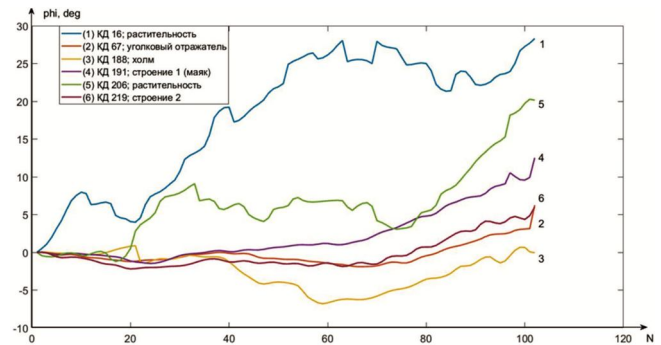


Рис. 7. Функции фазовых ошибок сигналов от объектов различных типов

Анализ рис. 7 показывает, что фазовые ошибки сигналов, отраженных от объектов живой природы, в данном случае представляющих собой растительность (деревья и кустарник), имеют функции фазовых ошибок, существенно отличающиеся от квази-идеальных, достигаемых при фокусировке по уголковым отражателям. Кроме того, для таких отражений функции фазовой ошибки имеют высокую нестабильность и большой разброс значений. Практические исследования показали, что настройка по таким сигналам невозможна (рис. 8).

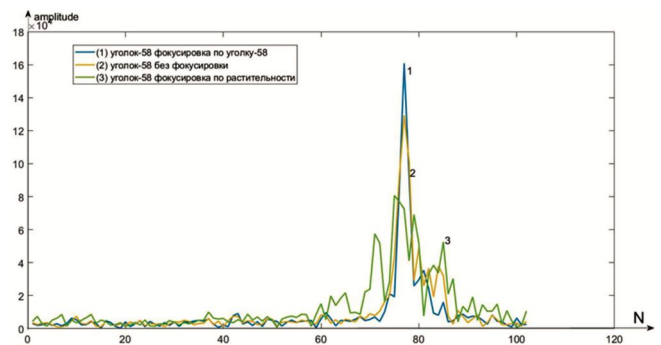
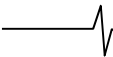


Рис. 8. Результаты фокусировки уголкового отражателя по каналу дальности, содержащему растительность

Таким образом, высокий уровень нестабильности функции фазовой ошибки и ее существенное отличие от



квази-идеальной, присущие сигналам, отраженным от объектов живой природы, делают настройку и автофокусировку радиолокационного изображения по таким объектам невозможной.

Аналогичный анализ был произведен для сигналов, отраженных от имеющихся в рамках рассматриваемого парциального кадра объектов неживой природы: маяка (постройка) и каменной насыпи. Проведенный анализ показал, что полученные функции фазовых ошибок являются высокостабильными по сравнению с фазовыми ошибками сигналов, отраженных от объектов живой природы. Проведенные практические исследования показали, что для фазовых ошибок такого рода автофокусировка является возможной. В частности, на рис. 9-11 приведены графики спектров сигнала, отраженного от уголка, расположенного в 58-м канале дальности рассматриваемого парциального кадра сигнала, для которого произведена фокусировка по различным каналам дальности этого же парциального кадра: 58-му (то есть по самому себе, эталонный случай, рис. 9), 156-му (насыпь, объект неживой природы, рис. 10) и 200-му (маяк, строение, рис. 11).

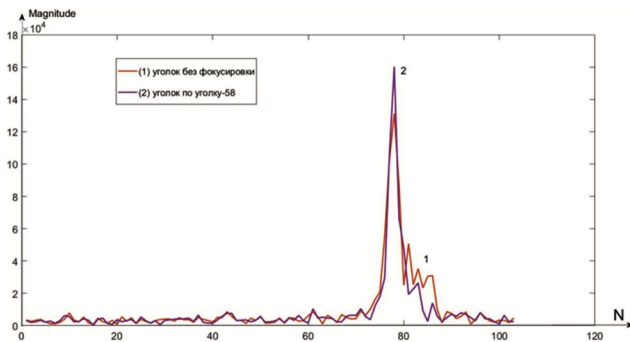


Рис. 9. Спектры сигнала, отраженного от уголкового отражателя, без фокусировки и с фокусировкой по самому себе

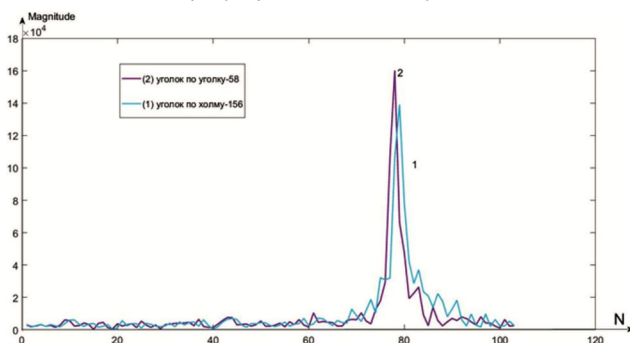


Рис. 10. Спектры сигнала, отраженного от уголкового отражателя, с фокусировкой по самому себе и по постройке

Таким образом, анализ приведенных на рис. 9 – 11 спектров показал, что проведение автофокусировки по фазовым ошибкам сигналов в каналах дальности, содержащих отражения от неживых объектов и построек, возможно, однако качество фокусировки для уголкового отражателя неизбежно снижается.

На рис. 12 – 14 представлены различные варианты фокусировки сигнала, отраженного от постройки (маяк, 200-й канал дальности того же парциального кадра сигнала, в рамках которого рассматривался уголково

отражатель): автофокусировка по уголкового отражателя (58-й канал дальности, эталонный случай), по объекту неживой природы (холм, 156-й канал дальности), а также по соседним каналам дальности (например, по 198-му).

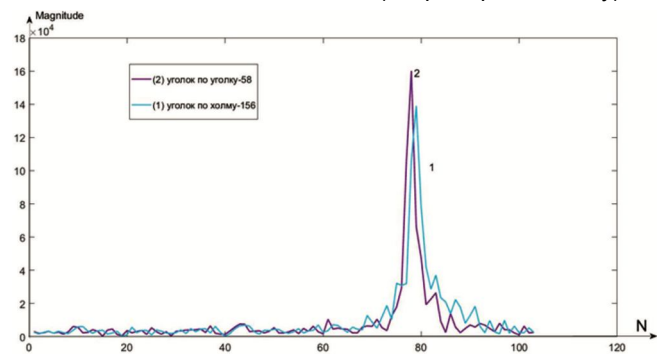


Рис. 11. Спектры сигнала, отраженного от уголкового отражателя, с фокусировкой по самому себе и по объекту неживой природы

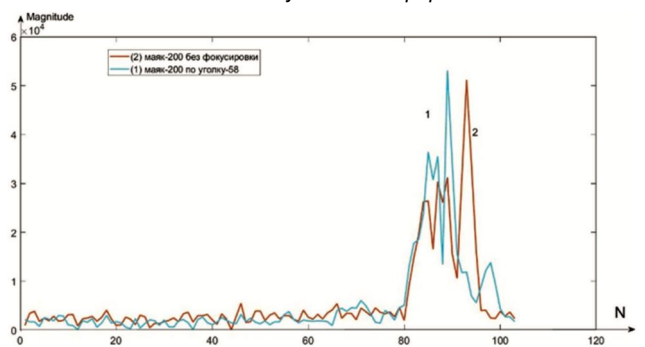


Рис. 12. Спектры сигнала, отраженного от строения, с фокусировкой по уголкового отражателя и без фокусировки

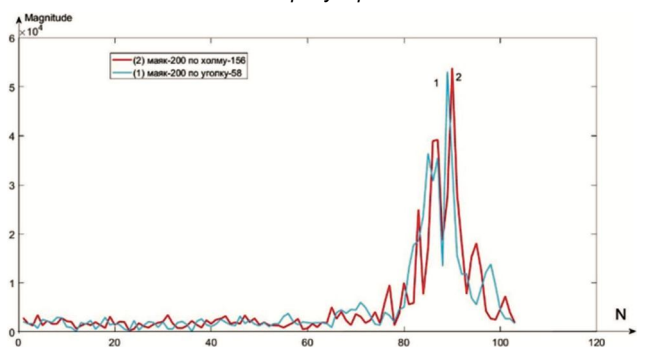


Рис. 13. Спектры сигнала, отраженного от строения, с фокусировкой по уголкового отражателя и по объекту неживой природы

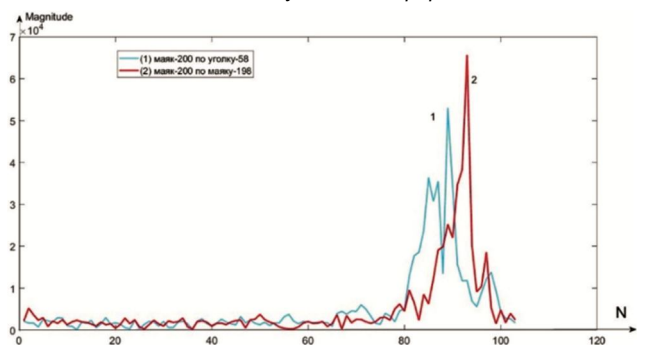


Рис. 14. Спектры сигнала, отраженного от строения, с фокусировкой по уголкового отражателя и по соседнему каналу дальности

По полученным результатам исследований можно сделать следующие выводы.

1. Автофокусировка по объектам живой природы, в частности, по растительности, не представляется возможной ввиду высокой нестабильности функций фазовой ошибки сигналов, отраженных от объектов живой природы.

2. Фазовые ошибки сигналов, отраженных от объектов неживой природы, являются по сравнению с отражениями от объектов живой природы существенно более высокостабильными. Автофокусировка по таким фазовым ошибкам является возможной.

3. Автофокусировка по фазовым ошибкам сигналов, отраженных от строения, дает более качественный результат, чем автофокусировка по объекту неживой природы (холм): меньше ширина главного лепестка спектра, ниже уровень боковых лепестков. Следовательно, некоторые объекты неживой природы более пригодны для настройки, чем другие.

4. Возможно влияние на качество фокусировки посредством правильного подбора прямоугольного окна, которым обрабатывается отраженный сигнал перед вычислением фазовой ошибки.

5. Автофокусировка по соседним каналам дальности (200-й по 198-му) дает результирующий спектр, близкий по форме к дельта-функции, что неприемлемо для любых отражателей, кроме точечных, следовательно, автофокусировка любого канала дальности не должна вестись по соседним каналам. Желательно производить усреднение функции фазовой ошибки по большому числу подходящих для фокусировки каналов дальности в рамках одного парциального кадра.

Формирование РЛИ в режиме «ДОЛ» с автофокусировкой методом PGA

По результатам анализа возможностей и эффективности автофокусировки методом PGA были сформированы радиолокационные изображения для сигналов, описанных в разделе: «Формирование РЛИ в режиме реального луча».

В качестве первого этапа рассмотрено фокусирование и стыковка части парциальных кадров сигнала, содержащих представляющие наибольший интерес объекты. Результаты в виде сравнения радиолокационных изображений, полученных в режиме реального луча и в режиме ДОЛ с автофокусировкой, представлены на рис. 15 (сигнал с одним уголковым отражателем) и рис. 16 (сигнал с двумя уголковыми отражателями).

По результатам стыковки отдельно сфокусированных парциальных кадров был сделан вывод о возможности формирования радиолокационного изображения методом PGA даже при условии сильного «размытия» целей на несколько парциальных кадров. Следует отметить, что для подтверждения сделанного ранее вывода о возможности автофокусировки по фазовым ошибкам сигналов, отраженных от объектов неживой природы и построек, радиолокационные изображения были сформированы для двух случаев: автофокусировки центральных парциальных кадров сигналов при настройке по сигналам, отраженным от уголкового отражателя и

при настройке по сигналам, отраженным от расположенных на несколько большем удалении построек. Результирующие сформированные изображения представлены на рис. 17 и рис. 18 (сигнал с одним уголковым отражателем) и на рис. 19 и рис. 20 (сигнал с двумя уголковыми отражателями).

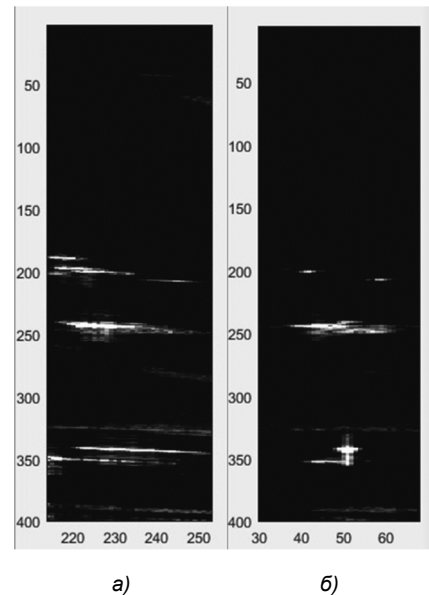


Рис. 15. Сравнение РЛИ в режиме реального луча (а) и в режиме ДОЛ-PGA (б) для парциальных кадров №№ 45...48 сигнала с одним уголковым отражателем

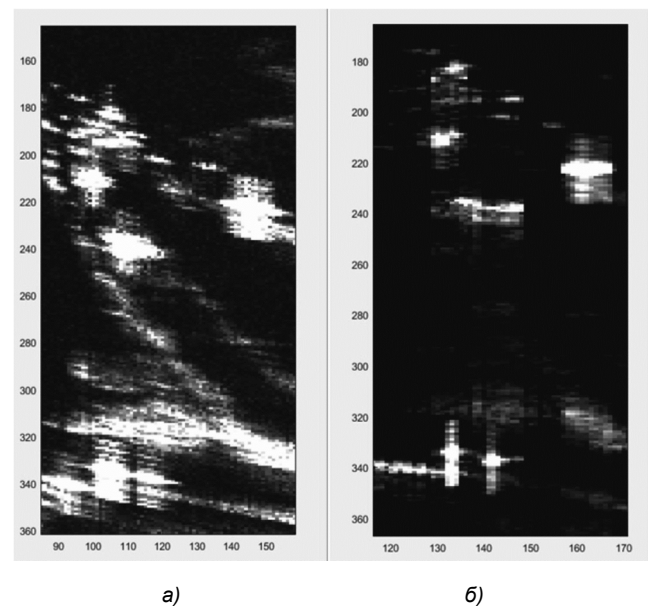
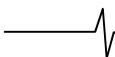


Рис. 16. Сравнение РЛИ в режиме реального луча (а) и в режиме ДОЛ-PGA (б) для парциальных кадров №№ 40...61 сигнала с двумя уголковыми отражателями

Полученные радиолокационные изображения значительно превосходят по качеству радиолокационные изображения для тех же сигналов, полученные ранее методом реального луча. При этом качество радиолокационных изображений, полученных при автофокусировке центральных парциальных кадров с настройкой по постройке, практически не уступает качеству аналогичных изображений, полученных для автофокусировки с настройкой по уголкового отражателям. Таким образом,



на основании полученных радиолокационных изображений, представленных на рис. 17 – 20, сделан вывод о возможности автофокусировки методом PGA в отсутствие уголковых отражателей, однако при этом необходимо наличие алгоритма стыковки парциальных кадров соответствующим образом, а также большого числа объектов неживой природы или искусственного происхождения.

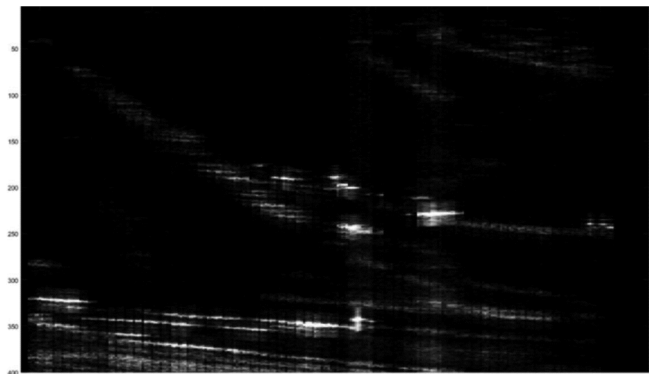


Рис. 17. Радиолокационное изображение в режиме автофокусировки методом PGA (сигнал с одним уголковым отражателем, центральные парциальные кадры настраиваются по уголкового отражателю)

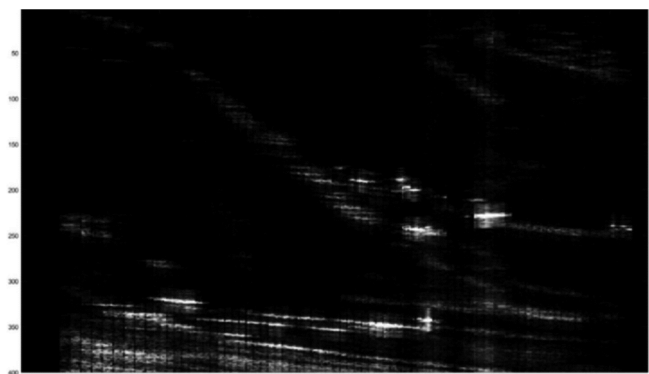


Рис. 18. Радиолокационное изображение в режиме автофокусировки методом PGA (сигнал с одним уголковым отражателем, центральные парциальные кадры настраиваются по постройке)

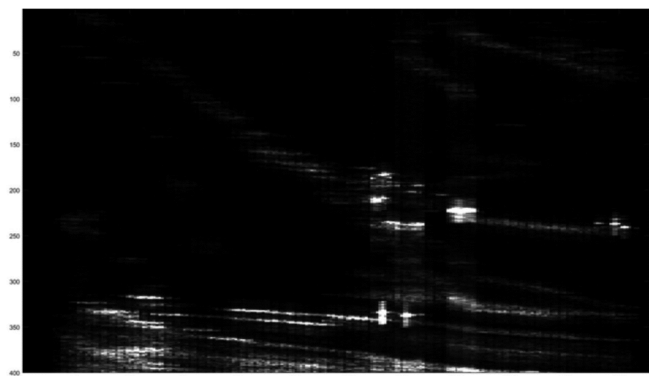


Рис. 19. Радиолокационное изображение в режиме автофокусировки методом PGA (сигнал с двумя уголковыми отражателями, центральные парциальные кадры настраиваются по уголковому отражателю)

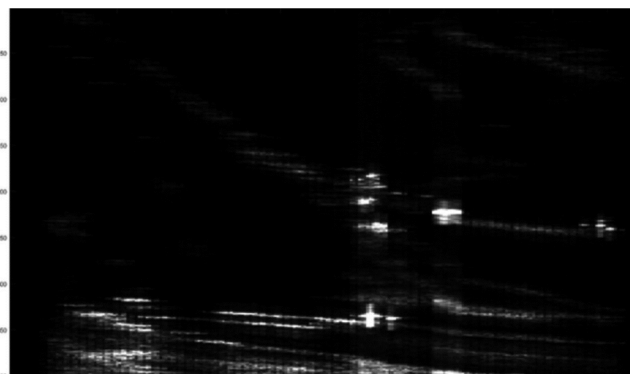


Рис. 20. Радиолокационное изображение в режиме автофокусировки методом PGA (сигнал с двумя уголковыми отражателями, центральные парциальные кадры настраиваются по постройке)

Заключение

Основными результатами исследовательской части работы являются следующие выводы.

Настройка методом PGA при увеличении интервала синтезирования при наличии «хороших» для настройки объектов позволяет пропорционально повысить азимутальное разрешение РЛИ. К «хорошим» объектам отнесены точечные отражатели и цели искусственного происхождения близкие к точечным.

Настройка по уголкового отражателю и по объектам искусственного происхождения (маяку, другим постройкам) фактически не отличаются. То есть автофокусировка методом PGA может работать и без уголковых отражателей по естественным объектам.

В то же время настройка методом PGA по объектам живой природы не представляется возможной. Оценки фазовых ошибок, выполняемые по объектам живой природы, носят случайный характер и не сходятся даже при большом числе усреднений к истинной ошибке, за которую принималась оценка, получаемая по уголкового отражателю.

Исследование выполнено при финансовой поддержке РФФИ в рамках научного проекта № 19-07-00419 А.

Литература

1. Кондратенков Г.С., Фролов А.Ю. Радиовидение. Радиолокационные системы дистанционного зондирования Земли. Учебное пособие / Под ред. Г.С. Кондратенкова. – М.: Радиотехника, 2005. – 368 с.
2. Антипов В.Н., Горяинов В.Т., Кулин А.Н., Мансуров В.В., Охонский А.Г., Сазанов Н.А., Титов М.П., Толстов Е.Ф., Шаповалов А.В. – Радиолокационные станции с цифровым синтезированием апертуры / В.Н. Антипов, В.Т. Горяинов, А.Н. Кулин и др.; Под ред. В.Т. Горяинова. – М.: Радио и связь, 1988 – 304 с.
3. Cumming I.G., Wong F.H. Digital Processing of Synthetic Aperture Radar Data: Algorithms and Implementation. – Artech House: Norwood, MA. – 2005. – 625 p.
4. Carrara W.G., Goodman R.S., and Majewski R.M. Spotlight Synthetic Aperture Radar. Signal Processing Algorithms, Artech House, Boston, London, 1995.

5. Ch. V. Jakowatz, D.E. Wahl, P.H. Eichel, D.C. Ghiglia, P.A. Thompson. Spotlight-mode synthetic aperture radar: a signal processing approach. Springer. 1996.

6. R.L. Morrison Jr., M.N. Do, and D.C. Munson, «SAR Image Autofocus By Sharpness Optimization: A Theoretical Study», IEEE Journal, 2003, pp. 1-13.

7. K.H. Liu, A. Wiesel, and D.C. Munson, «Synthetic Aperture Radar Autofocus via Semidefinite Relaxation», IEEE Transactions on Image Processing, vol. 22, is. 6, 2013, pp. 2317-2326.

8. K.H. Liu, A. Wiesel, and D.C. Munson, «Synthetic Aperture Radar Autofocus Based on a Bilinear Model», IEEE Transactions on Image Processing, vol. 21, is. 5, 2012, pp. 2735-2746.

9. J. Torgrimsson, P. Dammert, H. Hellsten, L. Ulander, «An Efficient Solution to the Factorized Geometrical Autofocus Problem», IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, vol. 54, num. 8, 2016, pp. 4732-4748.

10. P. Eichel, D. Ghiglia, and C. Jakowatz Jr., «Speckle processing method for synthetic-aperture-radar phase correction», Optics Letters, vol. 14, pp. 1-3, 1989.

11. D.E. Wahl, P.H. Eichel, D.C. Ghiglia, C.V. Jakowatz Jr., «Phase gradient autofocus – a robust tool for high resolution SAR phase correction», Aerospace and Electronic

Systems, IEEE Transactions on, vol. 30, is. 3, pp. 827-835, 1994.

12. Витязев С.В., Андросов В.В., Витязев В.В., Шершнева Е.Д. Алгоритмы автофокусировки радиоизображений в условиях динамических траекторных нестабильностей // Цифровая обработка сигналов. № 1, 2012, С. 64-70

13. Витязев С.В., Андросов В.В., Витязев В.В. Моделирование и исследование эффективности алгоритма синтеза радиои изображений в режиме «доплеровского обужения луча» с автофокусировкой по градиенту фазы // Цифровая обработка сигналов и ее применение: труды 17-й междунар. науч.-техн. конф. – Том 1 – М., 2015. – С. 315-318.

14. Андросов В.В., Витязев С.В., Витязев В.В., Нишкин П.Б. Разработка программно-алгоритмического обеспечения обработки траекторного сигнала в режиме доплеровского обужения луча // Цифровая обработка сигналов и ее применение: тез. докл. 19-й МНТК. М.: РНТОРЭС им. Попова, 2017. С. 543-547.

15. V. Androsov, S. Vityazev, A. Kharin, V. Vityazev, «An Approach to Autofocus in Car-borne Radar Imaging Systems», 16th IEEE East-West Design and Test Symposium (EWDTS-2018), 2018. P. 847-850.

НОВЫЕ КНИГИ

Литвин С.М., Попов О.Б., Чернышева Т.В.

Аудиопроекторная обработка сигналов звукового вещания – М.: Изд-во «Горячая линия-Телеком», 2017 г. – 222 с.: ил.

Звуковой сигнал, передаваемый по каналам звукового вещания, был и будет востребован в общем ряду с большим количеством альтернативных источников информации. Рассмотрены основные характеристики сигналов и каналов звукового вещания, базовые процедуры, используемые при обработке звукового вещательного сигнала (ЗВС); основные алгоритмы обработки сигнала в канале передачи. Проведен анализ и оценка искажений сигнала на всех этапах его передачи – от первичного цифрового преобразования до аудиопроекторной обработки. Особое внимание уделено алгоритмам обработки и проблеме объективной оценки качества ЗВС в системах, не нормируемых в рамках современного метрологического обеспечения.

Для студентов, обучающихся по направлениям подготовки бакалавров и магистров 11.03.02 и 11.04.02 – «Инфокоммуникационные технологии и системы связи», 11.03.01 и 11.04.01 – «Радиотехника», 10.05.02 – «Информационная безопасность телекоммуникационных систем».

Горшков Ю.Г.

Обработка речевых и акустических биомедицинских сигналов на основе вейвлетов. – М.: Изд-во «Радиотехника», 2017 г. – 240 с.: ил.

Изложены новые перспективные методы речевых и акустических биомедицинских сигналов на основе вейвлетов, аппаратно-программные средства для решения прикладных задач криминалистического исследования фонограмм, оценки эмоционального состояния человека, шумочистки и засекречивания речи, а также построения биомедицинских систем диагностики заболеваний сердца и легких. Основное внимание уделено разработке вейвлет-технологий высокоточного анализа речевых и акустических биомедицинских сигналов. Впервые предложены решения многоуровневого вейвлет-преобразования, обеспечивающие визуализацию нестационарных сигналов с повышенным частотно-временным разрешением. Представлена система телемедицины нового поколения с засекречиванием акустических биомедицинских сигналов.

Для ученых и инженеров, работающих над созданием средств обработки биомедицинских сигналов на новых принципах. Может быть полезна преподавателям, аспирантам и студентам технических вузов.





AUTEX Ltd.



IEEE



21-я Международная Конференция

ЦИФРОВАЯ ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ И ЕЁ ПРИМЕНЕНИЕ

Москва, ИПУ РАН, март 2019 года

*The 21th International Conference DIGITAL SIGNAL
PROCESSING AND ITS APPLICATIONS*

Уважаемые коллеги!

ПРИГЛАШАЕМ ВАС ПРИНЯТЬ УЧАСТИЕ В РАБОТЕ КОНФЕРЕНЦИИ

ОРГАНИЗАТОРЫ:

- Российское научно-техническое общество радиотехники, электроники и связи им. А.С. Попова
- Институт радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова РАН
- Компания AUTEX Ltd.
- Российская секция IEEE
- IEEE Signal Processing Society
- Институт проблем управления РАН
- Институт проблем передачи информации РАН
- Московский научно-исследовательский телевизионный институт (ЗАО «МНИТИ»)

ПРИ УЧАСТИИ:

- Федеральное агентство по промышленности РФ
- Министерство образования и науки РФ
- Институт проблем информатики РАН
- ОАО «РТИ»
- ОАО «ГСКБ «АЛМАЗ-АНТЕЙ»
- ЗАО «Инструментальные системы»
- НТЦ «МОДУЛЬ»
- ЗАО «СКАН Инжиниринг Телеком»
- ОАО «Концерн «СОЗВЕЗДИЕ»
- ГУП НПЦ «ЭЛВИС»
- Владимирский государственный университет
- Московский физико-технический институт (университет)
- Московский авиационный институт (университет)
- Московский государственный технический университет им. Н.Э. Баумана
- Московский институт радиотехники, электроники и автоматике (университет)
- Московский институт электронной техники (университет)
- Московский технический университет связи и информатики
- Московский энергетический институт (университет)
- Рязанский государственный радиотехнический университет
- Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. А.М. Бонч-Бруевича
- Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ» им. В.И. Ульянова (Ленина)
- Ульяновский государственный технический университет
- Ярославский государственный университет

МЕЖДУНАРОДНЫЙ ОРГАНИЗАЦИОННЫЙ КОМИТЕТ КОНФЕРЕНЦИИ:

Председатель Международного комитета: академик РАН Гуляев Юрий Васильевич

Сопредседатели: академик РАН Васильев С.Н., академик РАН Каляев И.А., Кирпичников А.П., академик РАН Сигов А.С., академик РАН Федоров И.Б.

Программная группа Международного оргкомитета:

Председатель Программной группы: член-корр. РАН Зубарев Юрий Борисович

Члены Программной группы: проф. Аджемов А.С. (Россия), член-корр. РАН Борисов В.И. (Россия), д.т.н. Борисов Ю.И. (Россия), академик РАН Бугаев А.С. (Россия), проф. Витязев В.В., проф. Лукин В.В. (Украина), проф. Митра М. (США), проф. Петровский А.А. (Белоруссия), проф. Сарамаки Т. (Финляндия), член-корр. РАН Черепенин В.А. (Россия).

Административная группа Международного оргкомитета: проф. Бартенев В.Г., проф. Брюханов Ю.А., проф. Васильев К.К., проф. Дворкович В.П., проф. Дворкович А.В., проф. Джиган В.И., Зубарев Р.В., проф. Пожидаев В.Н., д.т.н. Приоров А.Л., проф. Прохоров Ю.Н., доц. Самсонов Г.А., проф. Санников В.Г., доц. Сергиенко А.Б., проф. Скачко Ю.В., проф. Солонина А.И., проф. Соколов И.А., проф. Сперанский В.С., доц. Штенченко В.Б., проф. Фаворская М.Н., проф. Чобану М.К., проф. Шинаков Ю.С., проф. Ямпурин Н.П.

РАБОТА КОНФЕРЕНЦИИ ПЛАНИРУЕТСЯ ПО СЛЕДУЮЩИМ СЕКЦИЯМ:

1. Теория сигналов и систем
2. Теория и методы ЦОС
3. Обработка сигналов в системах телекоммуникаций
4. Обработка сигналов в радиотехнических системах
5. Обработка и передача изображений
6. Обработка и передача измерительной информации
7. Проектирование и техническая реализация систем ЦОС
8. Системы и устройства «технического зрения»
9. Цифровая обработка многомерных сигналов
10. Нейрокомпьютерная обработка сигналов и изображений