

ЦИФРОВАЯ ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ

Научно-технический журнал
№ 4/2019

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., акад. РАН Н.А. Кузнецов,
В.Г. Мистюков, д.т.н., проф. С.Л. Мищенко,
д.т.н., проф. Ю.Н. Прохоров,
д.т.н. А.Л. Приоров, д.т.н., проф. В.Г. Санников,
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 25.12.19 г.
Формат 60x90/8.

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

Заказ № 7818. 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
диссертаций на соискание ученой степени доктора
и кандидата наук.

УЧРЕДИТЕЛИ:

АО «Инструментальные системы»
ФГУП «НИИ радио»
ООО «Российское научно-техническое
общество радиотехники, электроники
и связи им. А. С. Попова»

В НОМЕРЕ:

- Мингазин А.Т.**
Анализ квантованных КИХ-фильтров 3
- Лесников В.А., Наумович Т.В., Частиков А.В.**
*Дискретная структура расположения в z-плоскости нулей
и полюсов рекурсивных цифровых фильтров
с конечной длиной слова*..... 14
- Джиган В.И.**
*Адаптивная антенная решетка
для приема сигналов в условиях помех и многолучевости* 20
- Егоров В.В., Лобов С.А.,
Маслаков М.Л., Мингалев А.Н.**
*Оценка доплеровского смещения частоты
одночастотного фазоманипулированного сигнала*..... 28
- Вашкевич М.И., Рушкевич Ю.Н.**
*Детектирование речевых нарушений у пациентов с БАС
на основе анализа голосового сигнала*..... 33
- Вешкурцев Ю.М.**
*Помехоустойчивость модема на базе динамического хаоса
по закону Вешкурцева в канале с гауссовым шумом* 42
- Андросов В.В., Витязев С.В.,
Валуцкий Д.В., Витязев В.В.**
*Формирование радиолокационных изображений
в автомобильной системе промышленного мониторинга
с совмещением автофокусировки и компенсации движения* 46
- Киселева Т.П.**
*Исследование прохождения квантованной первичной
синхронизирующей последовательности (PSS)
в технологии LTE OFDMA
через модель канала с замираниями* 55
- Кононов В.С.**
*Проектирование многокристальных конвейерных АЦП
с временным разделением,
как способ повышения отношения сигнал/шум* 63

Подписной индекс по каталогу
ОАО «Роспечать» – 82185

Digital Signal Processing

Science & Technical Magazine
Issue 4, 2019 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.,
Kuznetsov N.A., Dr.Sci.(Tech.), Academician
Mistyukov V.G.,
Mishenkov S.L., Dr.Sci.(Tech.), Professor
Priorov A.L., Dr. Sci (Tech)
Prokhorov Y.N., Dr.Sci.(Tech.), Professor
Sannikov V.G., Dr.Sci.(Tech.), Professor
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

Computer makeup:

I.A. Blagodarova

FOUNDERS: InSys

Radio Research and Development Institute
Russian A.S. Popov Society for Radioengineering,
Electronics & Communications

CONTENTS:

Mingazin A.T.

Analysis of quantized FIR filters3

Lesnikov V.A., Naumovich T.V., Chastikov A.V.

*The discrete structure of the zeros
and poles location in the z-plane
of the recursive digital filters with a finite word length*.....14

Djigan V.I.

*Adaptive Antenna Array for Operation
in Interference and Multipath Conditions*.....20

Egorov V.V., Lobov S.A., Maslakov M.L., Mingalev A.N.

*Doppler frequency shift estimation
of single-tone phase-shift-keying signal*28

Vashkevich M.I., Rushkevich Yu.N.

*Detection of impairment of speech function
in patients with ALS based on analysis of voice signal*.....33

Veshkurtsev Y.M.

*Immunity of a modem based on dynamic chaos according
to Veshkurtsev's law in a channel with Gaussian noise*42

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

*Formation of radar images in the automotive
industrial monitoring system with the combination
of autofocus and motion compensation*.....46

Kiseleva T.P.

*Investigation of the passage
of a quantized primary timing sequence (PSS)
in LTE OFDMA technology through a fading channel model*55

Kononov V.S.

*Design of multy-chip pipeline adc with time division as way
of increasing signal-to-noise ratio*.....63

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

УДК 621.372.54

АНАЛИЗ КВАНТОВАННЫХ КИХ-ФИЛЬТРОВ

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

ANALYSIS OF QUANTIZED FIR FILTERS

Mingazin A.T.

The method of a variation of initial parameters is applied to the analysis of FIR filters with quantized coefficients. The description of controlled and initial parameters is given. Dependences of controlled parameters on initial parameters for continued and quantized coefficients of optimum low-pass filters are presented. The piecewise constant nature of the plotted curves is explained. The analysis of similar curves for direct structure narrowband and wideband filters at big and small relations of ripple levels of magnitude response in passband and stopband is carried out. Dependences of the maximum relative error of the magnitude response on the initial ratio of ripple levels for direct and cascade and also for direct and bound real filter structures are compared.

Key words: optimum FIR filters, quantized coefficients, variation of initial parameters, analysis of direct, cascade and bound real structures.

Ключевые слова: оптимальные КИХ-фильтры, квантованные коэффициенты, вариация исходных параметров, анализ прямой, каскадной и ограничивающей структуры.

Введение

Для анализа/синтеза КИХ-фильтров с квантованными коэффициентами (квантованных КИХ-фильтров) часто используют прямой метод, который благодаря своей наглядности и простоте нашел широкое распространение во многих публикациях и книгах по цифровой обработке сигналов. Действительно степень влияния квантования коэффициентов на изменение АЧХ фильтра оценивается, как правило, лишь для одного набора исходных параметров. При этом длина слова коэффициентов может быть заданной или подбирается итеративно для нахождения ее минимального значения без нарушения требований к АЧХ. Однако при использовании одного или даже нескольких наборов исходных параметров не всегда корректно судить о преимуществе той или иной аппроксимации АЧХ или структуры фильтра. С помощью вариации исходных параметров (ВИП) можно улучшить результаты прямого метода синтеза квантованных КИХ-фильтров и даже найти решения, сопоставимые с полученными методами вариации коэффициентов на дискретном множестве их значений [1-5]. Кроме того, построенные зависимости контролируемых параметров АЧХ фильтра от выбранного исходного параметра можно непосредственно использовать для анализа (ВИП-анализа) степени влияния квантования коэффициентов, подобно тому, как это было выполнено в [6] применительно к пяти структурам БИХ-фильтров нижних частот Золотарева-Кауэра.

В данной статье ВИП-анализ применен к оптимальным КИХ-фильтрам нижних частот с симметричной импульсной характеристикой, синтезируемым на основе алгоритма Ремеза-Паркса-Мак-Клеллана (см., например, функцию `cemez (...)` в среде MATLAB). Дано описание контролируемых и исходных параметров. На

Метод вариации исходных параметров применен к анализу КИХ-фильтров с квантованными коэффициентами. Дано описание контролируемых и исходных параметров. Представлены зависимости контролируемых параметров от исходных для непрерывных и квантованных коэффициентов оптимальных фильтров нижних частот. Пояснен кусочно-постоянный характер построенных кривых. Проведен анализ подобных кривых для узкополосных и широкополосных фильтров прямой структуры при больших и малых отношениях уровней пульсаций АЧХ в полосе пропускания и задерживания. Выполнено сравнение зависимостей максимальной относительной ошибки АЧХ от исходного отношения уровней пульсаций для прямой и каскадной структуры, а также для прямой и ограничивающей структуры фильтров.

примере фильтров прямой структуры с непрерывными и квантованными коэффициентами представлены и обсуждены варианты построения зависимостей контролируемых параметров от исходных. Пояснен кусочно-постоянный характер построенных кривых. Проведен анализ подобных кривых для узкополосных и широкополосных КИХ-фильтров прямой структуры при больших и малых отношениях уровней пульсаций АЧХ в полосе пропускания и задерживания. Проиллюстрированы зависимости максимальной относительной ошибки АЧХ от исходного отношения уровней пульсаций для прямой и каскадной структуры, а также для прямой и ограничивающей структуры фильтров.

Контролируемые и исходные параметры АЧХ

Относительные ошибки АЧХ для БИХ- или КИХ-фильтров со стандартными требованиями должны удовлетворять следующим условиям

$$\begin{cases} e_p = \delta_p^\# / \delta_{p \max} \leq 1, \\ e_s = \delta_s^\# / \delta_{s \max} \leq 1 \end{cases} \quad (1)$$

или

$$e = \max(e_p, e_s) \leq 1, \quad (2)$$

где $\delta_p^\#$ и $\delta_s^\#$ – максимальные уровни пульсаций в номи-

нальных полосах пропускания и задерживания АЧХ синтезированного фильтра, а $\delta_{p \max}$ и $\delta_{s \max}$ заданные их предельно-допустимые значения; полагается, что максимальный уровень АЧХ нормирован к единице.

Два других условия, эквивалентные (1), имеют вид

$$\begin{cases} \Delta a^\# = -20 \lg(1 - \delta_p^\#) \leq \Delta a_{\max}, \\ \Delta a_0^\# = -20 \lg \delta_s^\# \geq \Delta a_{0\min}, \end{cases} \quad (3)$$

где $\Delta a^\#$ – неравномерность АЧХ в номинальной полосе пропускания и $\Delta a_0^\#$ – минимальное ослабление АЧХ в номинальной полосе задерживания, а Δa_{\max} и $\Delta a_{0\min}$ заданные их предельно допустимые значения. Параметры в (3) выражены в децибелах. Максимальный уровень АЧХ нормирован к нулю децибел.

Порядок фильтра N , удовлетворяющий заданным требованиям, определяется по предельно допустимым параметрам АЧХ и номинальным граничным частотам f_{kn} . Обычно $k = 2$ или 4. Напомним, что для КИХ-фильтров, в отличие от классических БИХ-фильтров, точных аналитических соотношений для определения порядка не существует.

При фиксированном N контролируемые параметры, определяемые (1)-(3), зависят от исходных параметров, по которым рассчитывается фильтр. В общем случае это Δa , a_0 (или соответствующие δ_p , δ_s) и f_k – граничные частоты полос пропускания и задерживания. Расчет собственно фильтра может быть выполнен по любым значениям Δa , a_0 и f_k , принадлежащим определенной области допустимых исходных параметров. При этом рассчитанный фильтр будет удовлетворять условиям (1)-(3).

Зависимости контролируемых параметров

Хотя статья посвящена КИХ-фильтрам, в данном разделе уделим некоторое внимание и БИХ-фильтрам. Здесь и далее ограничимся рассмотрением только фильтров нижних частот. При выбранном порядке N для расчета БИХ-фильтров Золотарева-Кауэра или оптимальных КИХ-фильтров в качестве независимых можно взять любые три из четырех исходных параметров Δa ,

a_0 , f_1 и f_2 .

Положим $f_1 = f_{1n}$, $f_2 = f_{2n}$ и будем для БИХ-фильтров рассматривать зависимости контролируемых параметров (2) и (3) от исходной Δa или от вспомогательного параметра c , введенного в [7], поясненного и использованного в [6]. Связь Δa и c определяется как

$$\varepsilon_1 = \varepsilon_{1\min} (\varepsilon_{1\max} / \varepsilon_{1\min})^c,$$

где $\varepsilon_1 = \sqrt{10^{\Delta a/10} - 1}$, а $\varepsilon_{1\min}$ и $\varepsilon_{1\max}$ соответствуют Δa_{\min} и Δa_{\max} .

Аналогично поступим и для оптимальных КИХ-фильтров, но вместо исходных Δa или c , используем отношение пульсаций в полосе пропускания и задерживания

$$r = \frac{\delta_p}{2\delta_{s \max}} = \frac{1}{2} \cdot \frac{1 - 10^{-\frac{\Delta a}{20}}}{10^{-\frac{a_{0\min}}{20}}}.$$

Для КИХ-фильтров на основе окна Кайзера в качестве исходного используем параметр окна β , который связан известными эмпирическими соотношениями с ослаблением a_0 .

Поясним зависимости максимальной ошибки (2) от выбранного исходного параметра для конкретных требований к АЧХ [6]:

$$f_{1n} = 0,04, f_{2n} = 0,08, \Delta a_{\max} = 0,8 \text{ дБ}, a_{0\min} = 80 \text{ дБ}. \quad (4)$$

Здесь и далее все приводимые частоты нормированы относительно частоты дискретизации.

Рассмотрим идеальные зависимости, соответствующие непрерывным коэффициентам обсуждаемых фильтров.

На рис. 1 а для фильтров Золотарева-Кауэра для трех значений порядка N , начиная с минимального, показаны зависимости максимальной ошибки АЧХ e (2) от исходной неравномерности Δa в диапазоне от $a_{0\min}$ до Δa_{\max} . Там же можно наблюдать пунктирную прямую допуска $e = 0$ дБ. При $\Delta a < a_{0\min}$ требования (1)-(3) нарушаются. Значение $a_{0\min}$ можно вычислить аналитически. При желании диапазон вариации Δa можно увели-

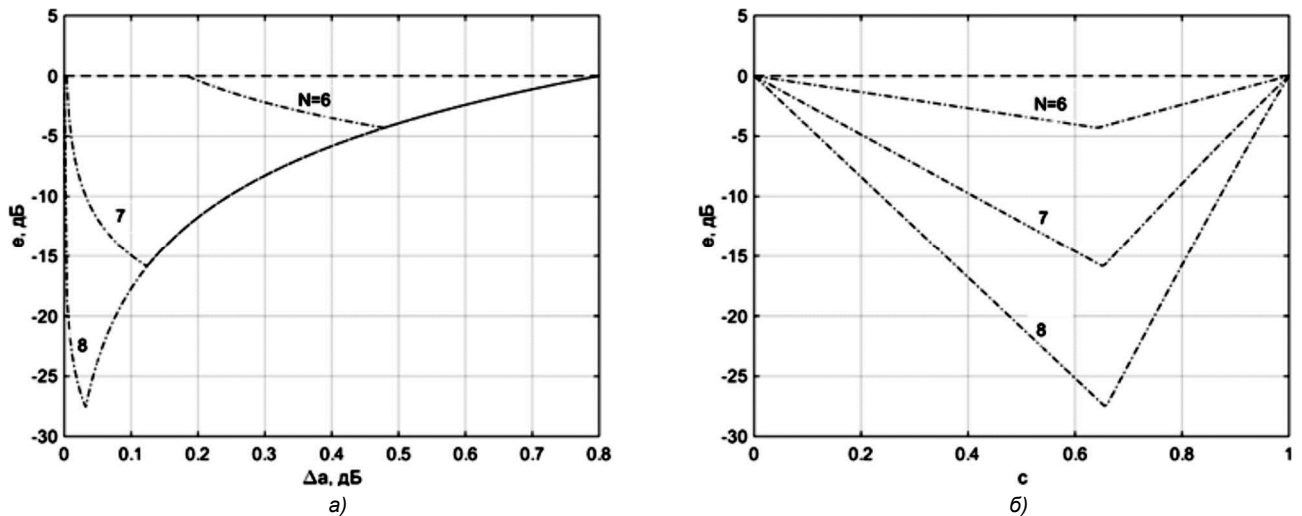


Рис. 1. Зависимости максимальной ошибки АЧХ от исходной неравномерности Δa (а) и от вспомогательного параметра c (б) для БИХ-фильтров Золотарева-Кауэра

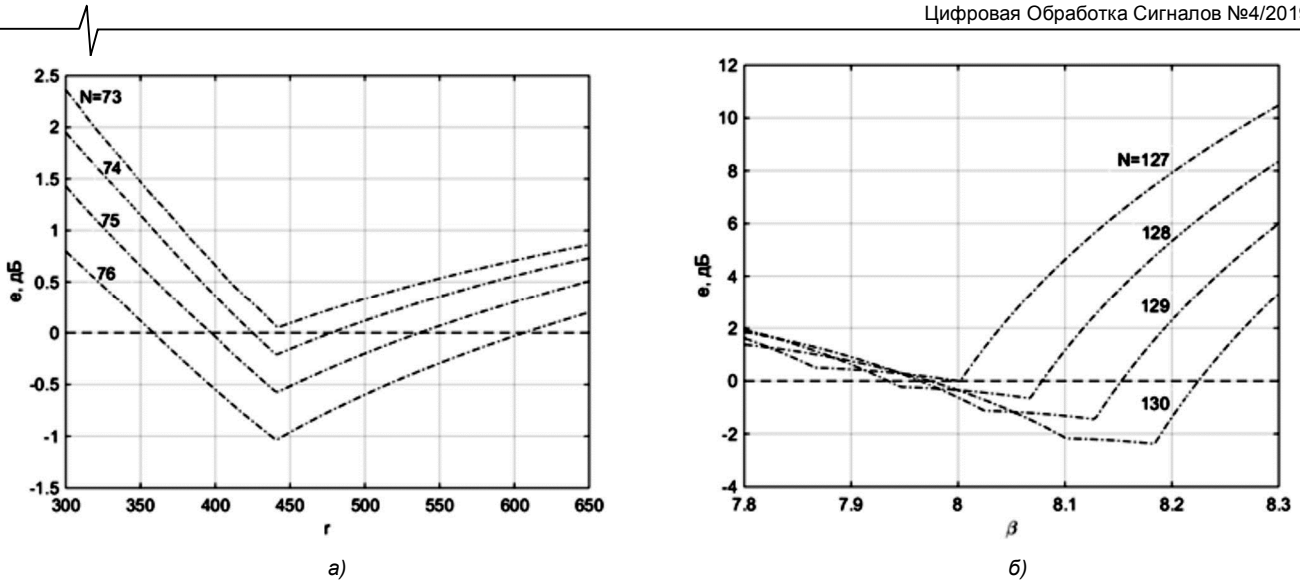


Рис. 2. Зависимости максимальной ошибки АЧХ от исходного отношения пульсаций r для оптимальных КИХ-фильтров(а) и от исходного параметра окна β для КИХ-фильтров на основе окна Кайзера (б)

чить. Согласно (1) и (2) каждая кривая ошибки e формируется из двух кривых, пересекающихся в точке минимума $e = e_p = e_s$ в (2). Слева от этой точки $e = e_s > e_p$, а справа – $e = e_p > e_s$. Как видим, с увеличением N существенно уменьшается минимум ошибки e . При этом диапазон вариации Δa увеличивается, за счет уменьшения Δa_{min} . Любая точка на представленных кривых соответствует допустимой АЧХ с $e \leq 0$ дБ.

На рис. 1 б для сравнения показаны зависимости ошибки e от исходного вспомогательного параметра c . При $c = 0$ имеем $\Delta a = \Delta a_{min}$, а при $c = 1$ значение $\Delta a = \Delta a_{max}$. Параметр c , кроме точки $c = 1$, не несет информации о значениях Δa . Однако его использование вместо Δa позволяет, как видим, «растянуть» кривые слева от точки минимума e , что оказывается полезным для лучшего разрешения, особенно в случае квантования коэффициентов [6].

Обратимся теперь к подобным зависимостям для КИХ-фильтров. На рис. 2 а показаны зависимости ошибки e от исходного отношения пульсаций r для оптимальных КИХ-фильтров, а на рис. 2 б – от исходного параметра β для КИХ-фильтров на основе окна Кайзера. В отличие от БИХ-фильтров Золотарева-Кауэра, здесь невозможно заранее указать точки пересечения кривых с линией $e = 0$ дБ. Желаемый диапазон вариации параметров r и β можно установить путем пробных расчетов в окрестности их номинальных значений r_n и β_n , соответствующих минимуму e . Для оптимальных фильтров

$$r_n = \frac{\delta_{p \max}}{2\delta_{s \max}} = \frac{1}{2} \cdot \frac{1 - 10^{-\frac{\Delta a_{\max}}{20}}}{10^{-\frac{a_{0\min}}{20}}} \quad (5)$$

Приближенное номинальное значение параметра окна на β_n зависит от $a_{0\min}$, находится в интервале 0-10 и определяется по известным эмпирическим соотношениям.

Для требований (4) нет особого смысла в переходе от вариации параметров r и β к вспомогательному параметру c , как для БИХ-фильтров. Однако вместо ис-

ходного r все же можно использовать параметр c или Δa , δ_p или известные другие. Дело лишь в требованиях к АЧХ, удобстве или привычке пользователя.

Далее ограничимся рассмотрением зависимостей e , $\Delta a^\#$ и $\Delta a_0^\#$ только от параметра r и лишь для оптимальных КИХ-фильтров. На каждом рисунке для сравнения будем приводить две зависимости, соответствующие непрерывным ($M = \infty$) и квантованным коэффициентам ($M \neq \infty$), а также линию допуска, обусловленную выполнением условий (2) или (3). Здесь M – длина слова дробной части коэффициентов, связанная с шагом квантования как $q = 2^{-M}$.

Влияние квантования коэффициентов на зависимости контролируемых параметров

Проведем ВИП-анализ оптимального КИХ-фильтра прямой структуры для требований (4) и порядка $N = 75$. Заметим, что они соответствуют узкополосной АЧХ, т.к. $f_{1n} \ll 0,25$, и номинальному отношению пульсаций $r_n = 439,9 \gg 1$.

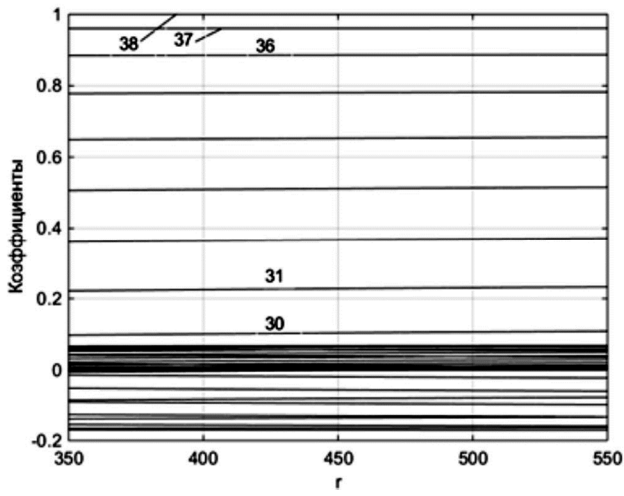
Перед квантованием (округлением) все коэффициенты фильтра нормируем относительно их максимального значения. На рис. 3 показаны зависимости квантованных коэффициентов КИХ-фильтра от отношения пульсаций r при длине слова коэффициентов $M = 14$. Поскольку импульсная характеристика фильтра симметрична, на рис. 3 а показаны кривые лишь для половины коэффициентов, т.е. для $h_1 - h_{38}$. Из-за большого разброса их значений разная крутизна кривых здесь мало заметна. По этой же причине и из-за достаточно большого значения M дискретность кривых здесь не видна, но ее можно наблюдать для выборочных коэффициентов на рис. 3 б-г. Такое поведение кривых приводит к тому, что зависимости контролируемых параметров от отношения r становятся кусочно-постоянными и нерегулярными. Убедимся в этом.

На рис. 4 а показаны зависимости максимальной ошибки e от отношения пульсаций r для длины слова коэффициентов $M = 17$, а на рис. 4 б – для минимальной длины $M = 14$, при которой практически удовлетворяют-

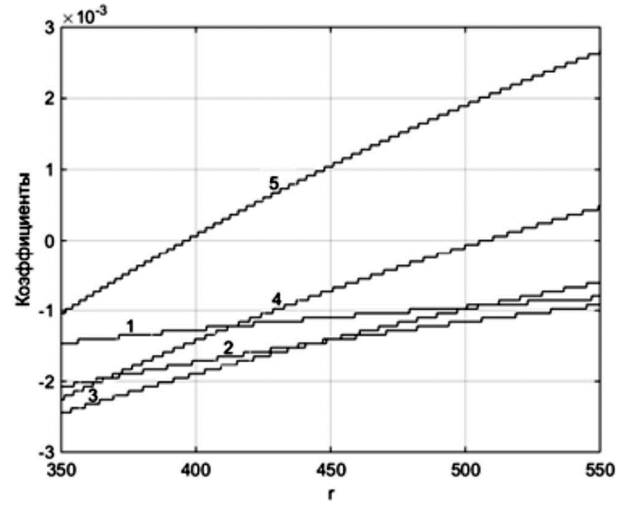
ся требования (2) для некоторых точек в правой части кривой. Здесь также показаны идеальные зависимости при $M = \infty$ и пунктирные линии допуска.

Согласно рис. 4 а, квантование коэффициентов сильнее влияет на левую часть идеальной кривой, соответствующую полосе задерживания. Такой вывод по

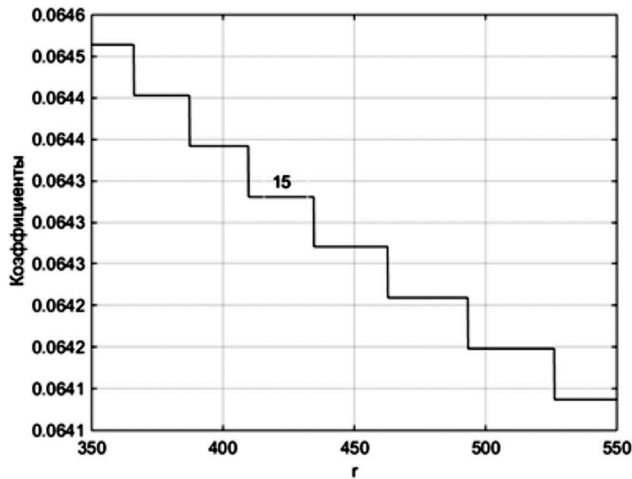
рис. 4 б сделать сходу затруднительно. Эту проблему снимают зависимости неравномерности $\Delta a_0^\#$ и ослабления $\Delta a_0^\#$ (3) от отношения пульсаций r на рис. 5 а,б, построенные для $M = 14$. Действительно при любых r квантование коэффициентов, согласно рис. 5 а, практи-



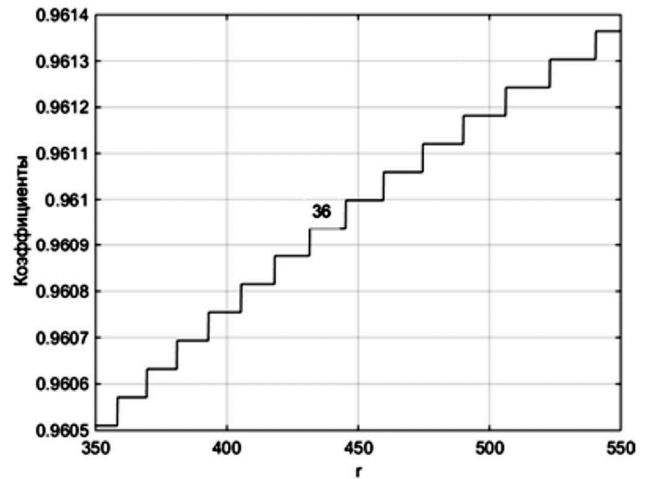
а)



б)

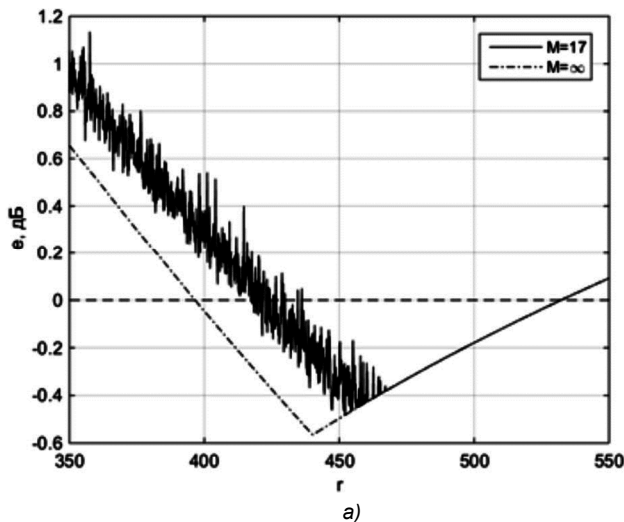


е)

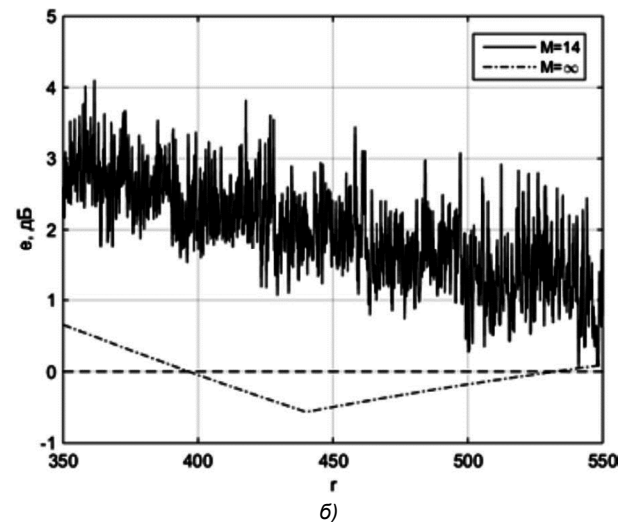


е)

Рис. 3. Зависимости коэффициентов h_1-h_{38} (а), h_1-h_5 (б), h_{15} (е) и h_{36} (е) для фильтра с $N = 75$ от исходного отношения пульсаций r при $M = 14$



а)



б)

Рис. 4. Зависимости максимальной ошибки АЧХ от отношения пульсаций r для фильтра с $N = 75$ при $M = 17$ (а) и $M = 14$ (б)

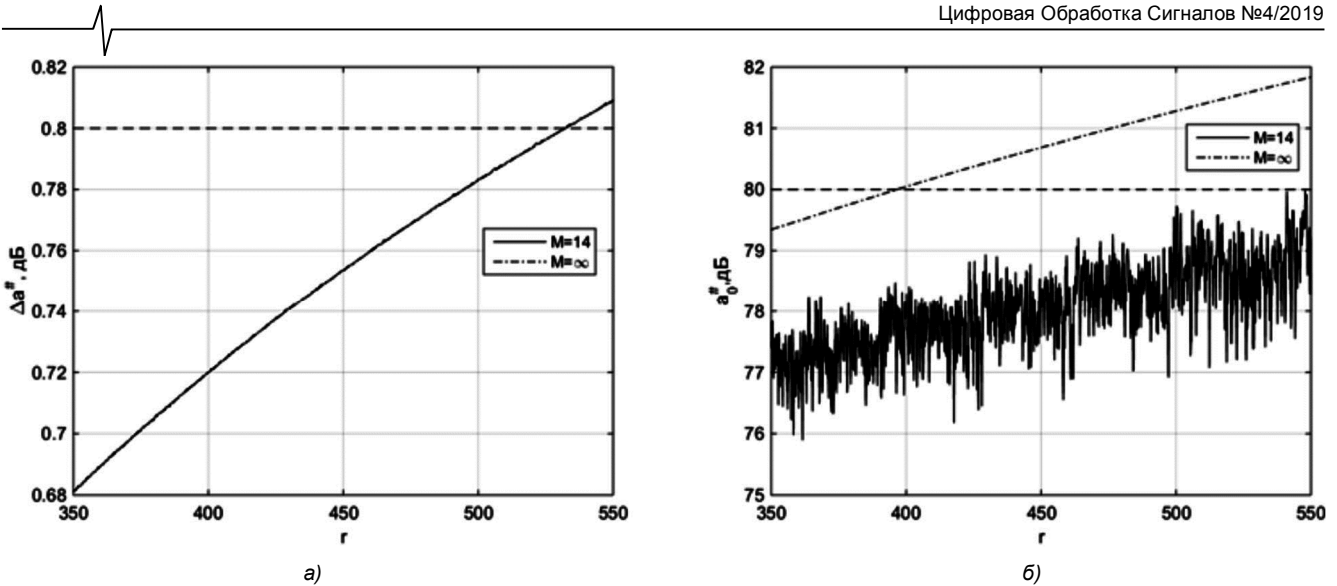


Рис. 5 Зависимости неравномерности (а) и ослабления АЧХ (б) от отношения пульсаций r для фильтра с $N = 75$

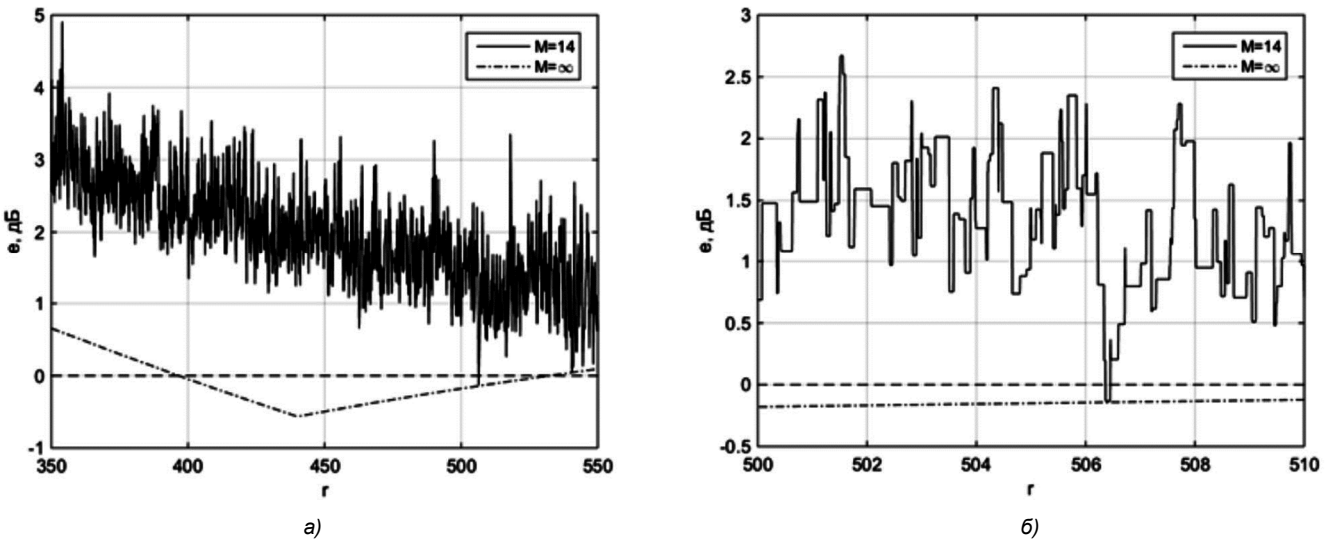


Рис. 6. Зависимости максимальной ошибки АЧХ от отношения пульсаций r для фильтра с $N = 75$ при $A = 0,9975$ в широком (а) и узком (б) диапазоне анализа

чески не сказывается на изменение неравномерности в полосе пропускания, а согласно рис. 5 б – заметно влияет на ослабление в полосе задерживания. Поэтому отклонение зависимостей $e(r)$ при $M \neq \infty$ на рис. 4 обусловлено отклонением АЧХ только в полосе задерживания. При этом в (2) имеет место равенство $e = e_s$.

В конкретных ситуациях, связанных с требованиями к АЧХ и значением $M \neq \infty$, зависимость $e(r)$, в отличие от идеальной – при $M = \infty$, может сводиться к $e_p(r)$ или $e_s(r)$, как для обсуждаемого фильтра, или к комбинации $e_p(r)$ и $e_s(r)$. В последнем случае, одной четкой границы между кривыми $e_p(r)$ и $e_s(r)$, как для идеальных кривых, может и не быть.

Таким образом, если важно знать о степени влияния квантования коэффициентов на АЧХ в каждой из двух полос и особенно при грубом квантовании коэффициентов, то лучше обратиться к построению кривых, как на рис. 5, или к построению кривых $e_p(r)$ и $e_s(r)$.

На рис. 6 показаны зависимости ошибки e от отношения r при $M = 14$ для случая, когда перед квантованием нормированных коэффициентов все они умножаются на константу $A = 0,9975$. При этом из рис. 6 а вид-

но, как изменилась кривая ошибки на рис. 3 б, построенная при $A = 1$. В частности появился очень маленький интервал значений r для которого $e < 0$ дБ. На рис. 6 б это иллюстрируется в более узком диапазоне изменения r , что наглядно показывает и кусочно-постоянный характер обсуждаемых зависимостей.

Кусочно-постоянный характер кривых ошибки $e(r)$ по существу объясняет возможный однопараметрический алгоритм ВИП для синтеза КИХ-фильтров с минимальной длиной слова коэффициентов. Смысл его заключается в полном переборе интервалов постоянства ошибки e для $M = M_0, M_0+1, \dots$ до тех пор, пока для некоторых M и r не будут выполнены заданные требования к АЧХ. Здесь M_0 – начальное значение M . Из-за сильной хаотичности поведения кривых какая-либо логика здесь не подходит. При переборе важно не пропускать интервалы постоянства e , делая на каждом из них для экономии компьютерного времени лишь одну оценку ошибки e . Это учтено в более сложных алгоритмах ВИП [1-5].

Отметим, что предварительный ВИП-анализ позволяет локализовать и тем самым улучшить и ускорить поиск допустимых решений какими-либо алгоритмами

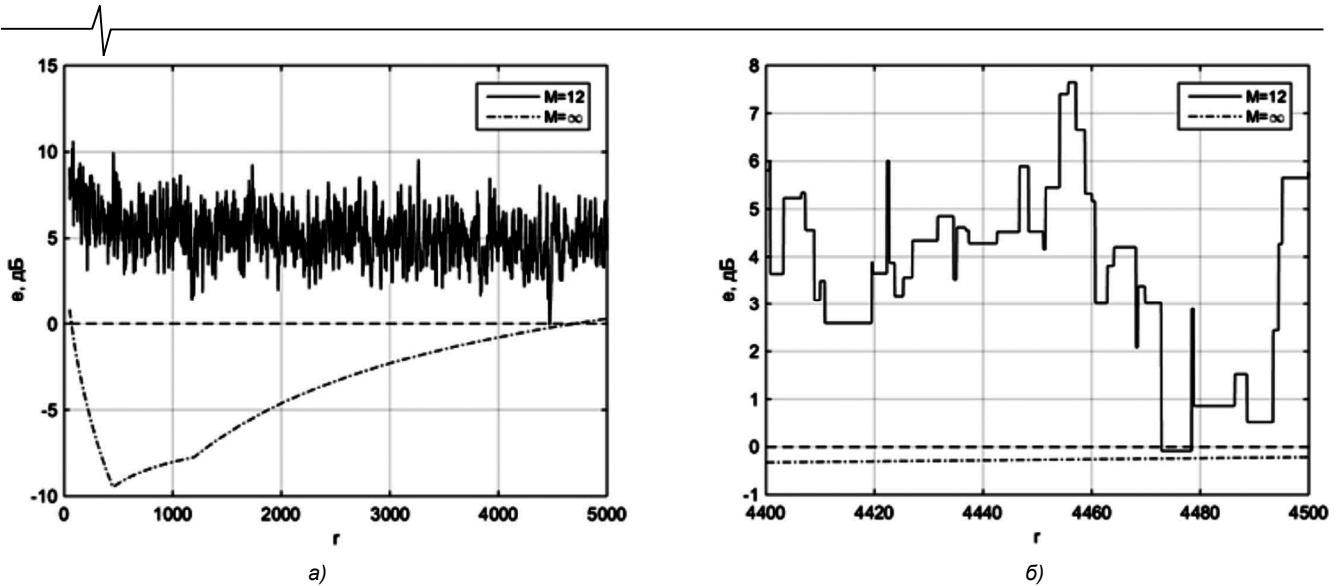


Рис. 7. Зависимости максимальной ошибки АЧХ от отношения пульсаций r для фильтра с $N = 89$ в широком (а) и узком (б) диапазоне анализа

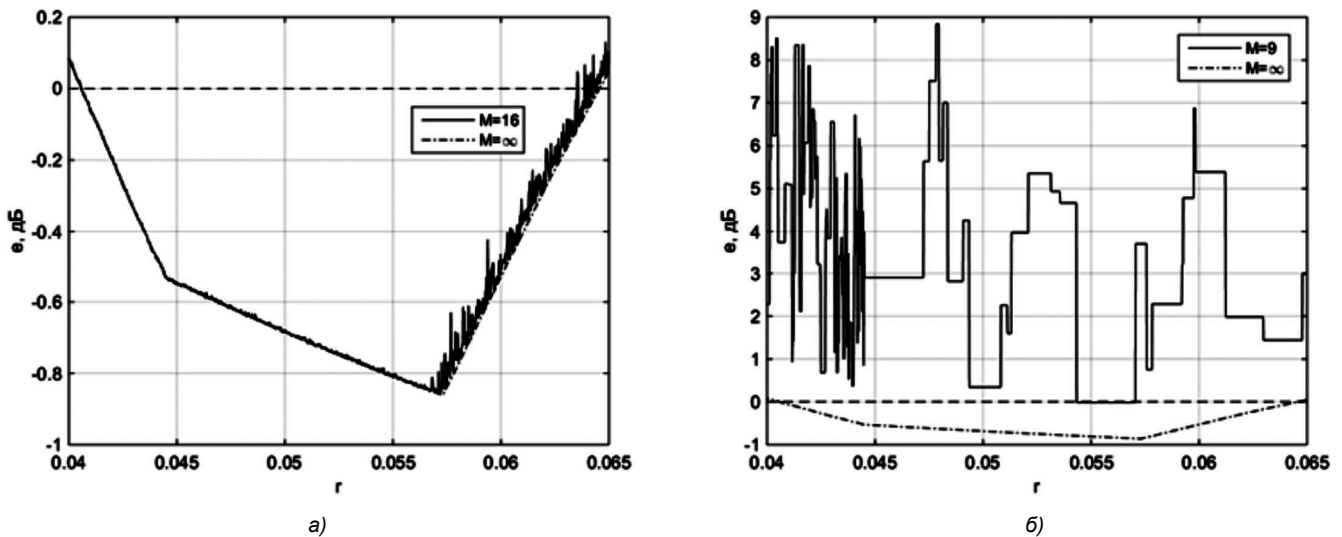


Рис. 8. Зависимости максимальной ошибки АЧХ от отношения пульсаций r для узкополосного фильтра с $N = 66$ при $M = 16$ (а) и $M = 9$ (б)

синтеза квантованных КИХ-фильтров. Так, например, при требованиях (4) такой поиск лучше проводить для окрестности $r = r_{max}$, а не $r = r_n$, как это обычно делается.

Хорошо известно, что, преднамеренно увеличивая порядок фильтра, можно уменьшить длину слова коэффициентов. Применение однопараметрического алгоритма ВИП для требований (4) и константы $A = 1$ при $N = 76$ и 77 приводит к $M = 14$, при $N = 78 - 88$ – к $M = 13$ и при $M = 89$ – к $M = 12$. Дальнейшее увеличение N сопровождается ростом M . На рис.7 представлены зависимости ошибки e от отношения r для $N = 89$. На рис. 7 а кривые соответствуют широкому диапазону анализа, а на рис. 7 б – его узкой части с наличием допустимого решения с $e < 0$ дБ.

Анализ фильтров для разных полос и отношений пульсаций

Выполним ВИП-анализ для узкополосных и широкополосных фильтров прямой структуры при больших и малых значениях отношения пульсаций r . Вначале приведем зависимости ошибки e от r для узкополосного

фильтра с номинальным $r_n \ll 1$ и сопоставим их с уже построенными зависимостями на рис. 4 для $r_n = 439,9 \gg 1$ при тех же самых частотах, что и в (4). Для этого зададим следующие требования к АЧХ фильтра:

$$f_{1n} = 0,04, f_{2n} = 0,08, \Delta a_{max} = 0,01 \text{ дБ}, a_{0min} = 40 \text{ дБ}.$$

В результате расчетов получим $r_n = 0,0575 \ll 1$ и минимальный порядок $N = 66$. На рис.8 показаны зависимости подобные представленным на рис. 4. Как видим, в случае малых r_n (рис. 8 а) в сравнении с большими (рис. 4 а) квантование коэффициентов сказывается более существенно в полосе пропускания, а не в полосе задерживания. Такой вывод по рис. 4 б сделать затруднительно, а по рис. 8 б – невозможно.

Теперь зададим требования к АЧХ двух широкополосных фильтров:

$$f_{1n} = 0,4, f_{2n} = 0,44,$$

$$\Delta a_{max} = 1 \text{ дБ}, a_{0min} = 50 \text{ дБ} (r_n = 17,19 \gg 1) \text{ и}$$

$$\Delta a_{max} = 0,01 \text{ дБ}, a_{0min} = 40 \text{ дБ} (r_n = 0,0575 \ll 1).$$

Для первого фильтра выберем $N = N_{min} = 43$, а для второго $N = 73 > N_{min} = 71$. Соответствующие зависимос-

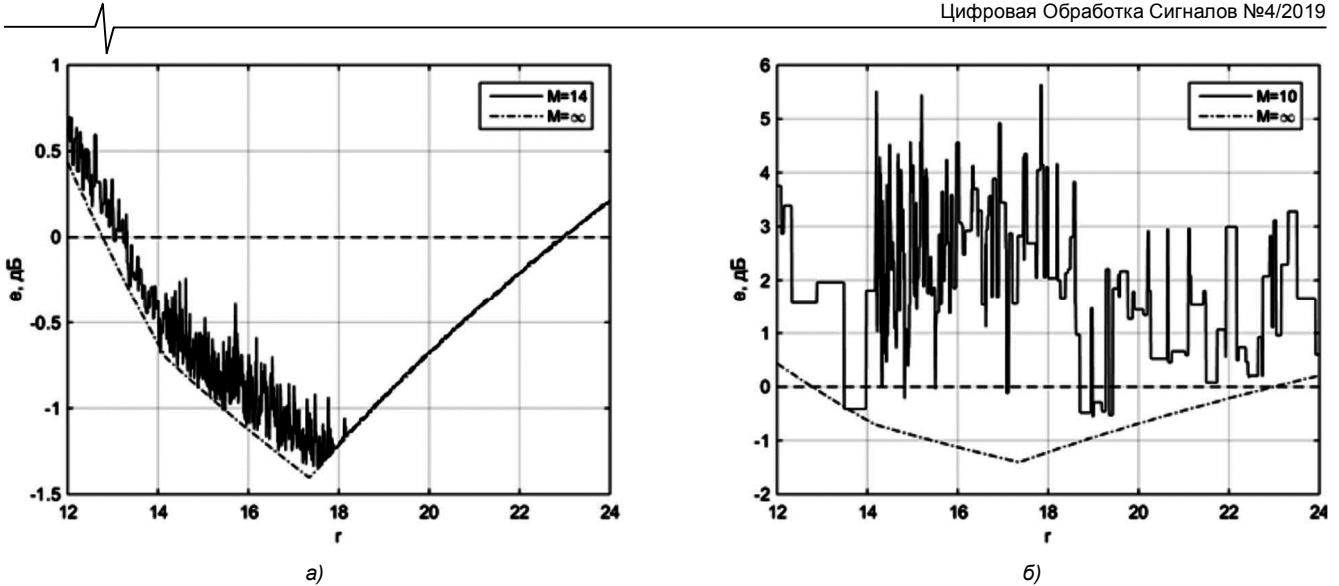


Рис. 9. Зависимости максимальной ошибки АЧХ от отношения пульсаций r для широкополосного фильтра с $N = 43$ при $M = 14$ (а) и $M = 10$ (б)

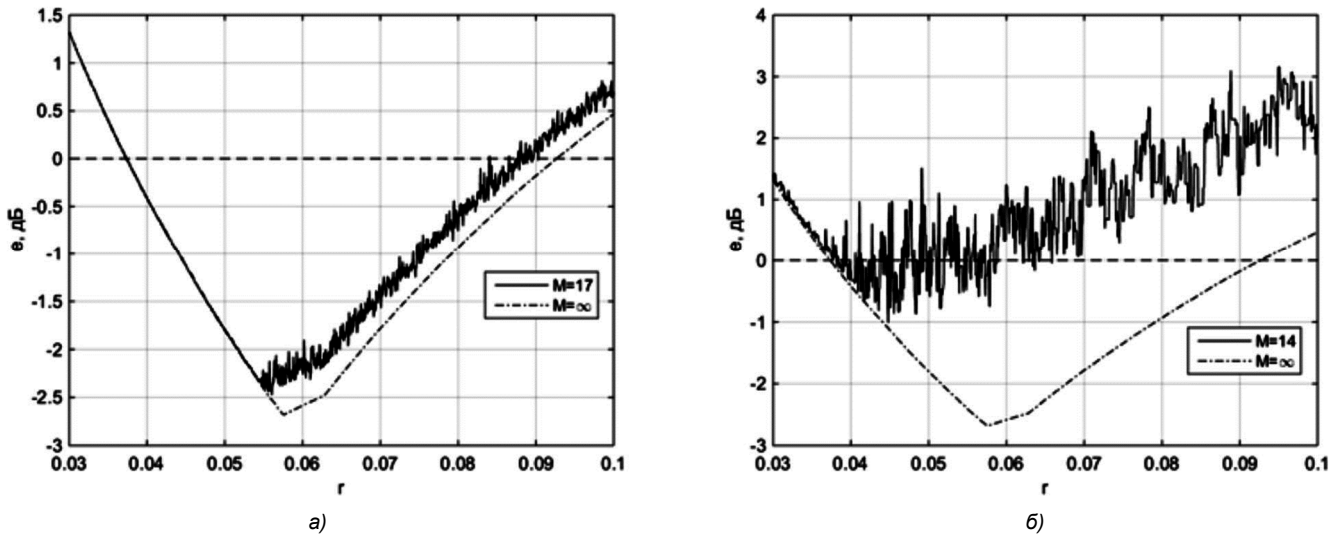


Рис. 10. Зависимости максимальной ошибки АЧХ от отношения пульсаций r для широкополосного фильтра с $N = 73$ при $M = 17$ (а) и $M = 14$ (б)

ти, подобные представленным на рис. 4 и рис. 8 для узкополосных фильтров, показаны на рис. 9 и рис. 10. Как видим из рис. 9 а и рис. 10 для широкополосных фильтров при малых r_n в сравнении с большими, квантование коэффициентов сказывается более существенно в полосе пропускания, чем в полосе задерживания. Вывод о степени влияния на полосы по кривой на рис. 9 б для минимального значения M сделать невозможно.

Таким образом, влияние квантования коэффициентов на изменение АЧХ в каждой из двух полос зависит от отношения пульсаций и не связаны с шириной полосы пропускания. Замечено, что для значений r_n в окрестности единицы степени влияния становятся близкими.

Сравнение прямой и каскадной структуры

До этого момента рассмотрена только прямая структура КИХ-фильтров. Другая структура – каскадная. Известно, что для того, чтобы квантование коэффициентов этой структуры не влияло на ФЧХ фильтров с симметричной импульсной характеристикой, отдельные

звенья должны быть линейно фазовыми или пары звеньев должны быть зеркально-симметричными.

В частных случаях, когда передаточная функция фильтра имеет в z -плоскости лишь нули на единичной окружности и на действительной оси, каскадный фильтр с линейной ФЧХ может быть построен на звеньях не выше второго порядка. Однако, даже в этих случаях возможна оптимальная факторизация передаточной функции в виде звеньев более высокого порядка, приводящая к упрощению реализации КИХ-фильтров [8-10].

Зададим требования к АЧХ фильтра с $N = 59$ [9]:

$$f_{1n} = 0,021, f_{2n} = 0,07, \Delta a_{max} = 0,20847 \text{ дБ}, a_{0min} = 60,1 \text{ дБ}.$$

Можно убедиться, что в данном случае $r_n = 12$. На рис. 11 показаны диаграммы нулей передаточной функции этого фильтра. Диаграмма на рис. 11а соответствует $r = 12$, а на рис. 11 б – $r = 9,5$. Начиная с $r \cong 9,45$ фильтр удовлетворяет заданным требованиям, причем, начиная с $r \cong 9,7$ и по крайней мере до $r = 16$, имеет диаграмму нулей подобную изображенной на рис. 11 а и может быть реализован на 5 звеньях первого и 27 звеньях второго порядка.

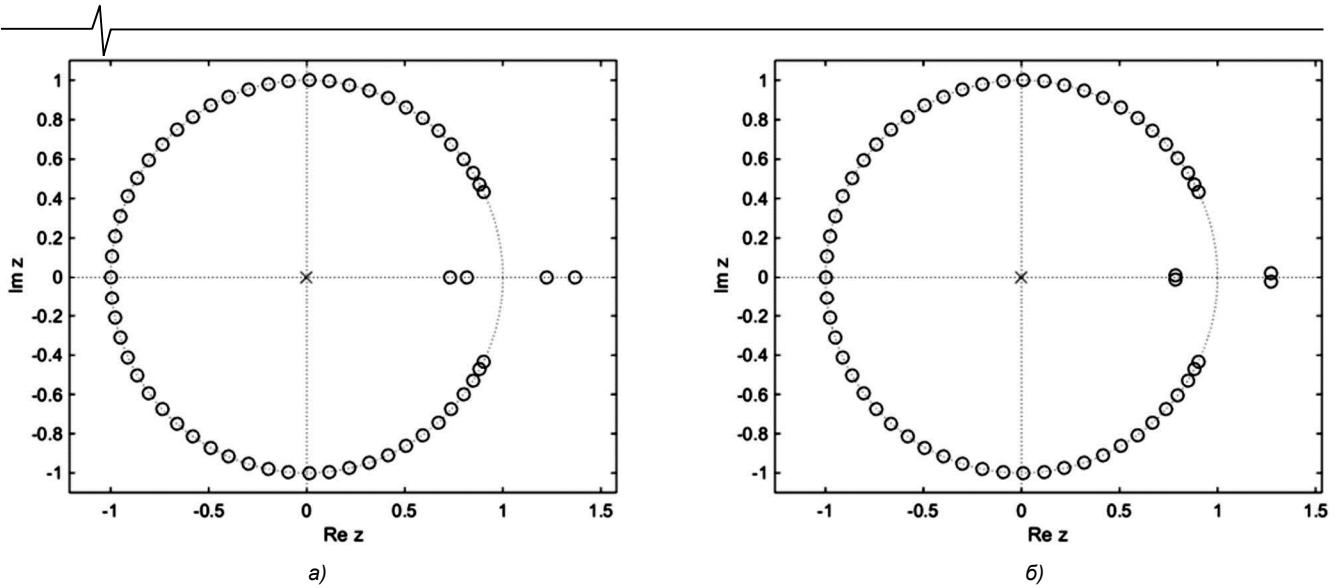


Рис. 11. Диаграммы нулей фильтра с $N = 59$ для $r = 12$ (а) и $r = 9,5$ (б)

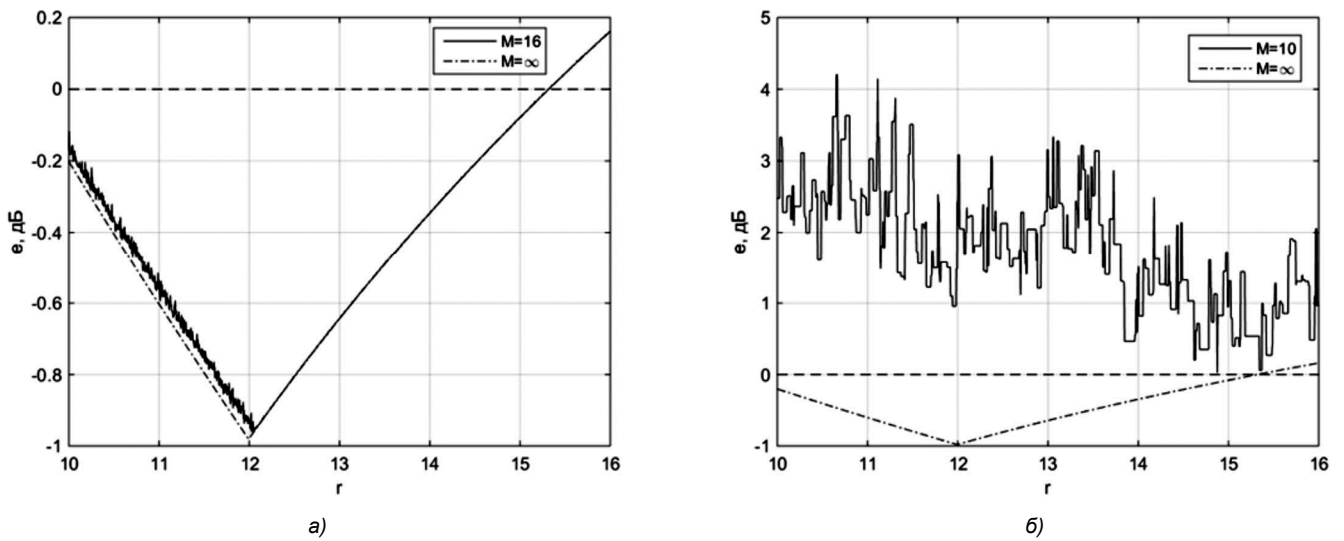


Рис. 12. Зависимости максимальной ошибки АЧХ от отношения пульсаций r для прямой структуры фильтра с $N = 59$ при $M = 16$ (а) и $M = 10$ (б)

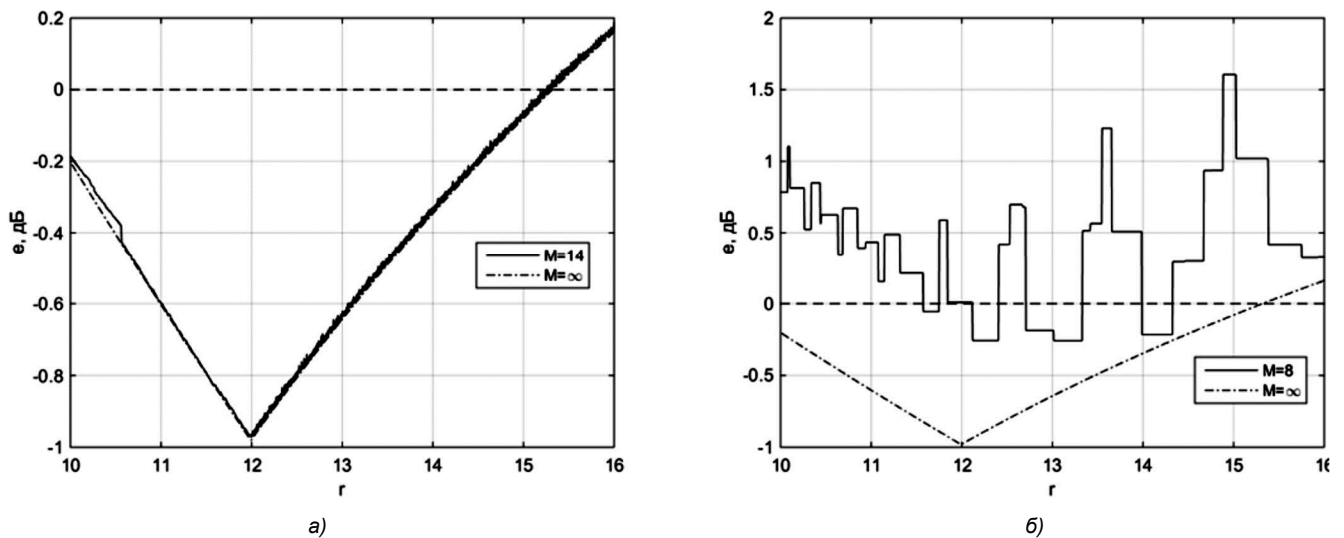
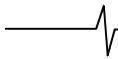


Рис. 13. Зависимости максимальной ошибки АЧХ от отношения пульсаций r для каскадной структуры фильтра с $N = 59$ при $M = 14$ (а) и $M = 8$ (б)

Проведем сравнительный ВИП-анализ прямой и каскадной структуры этого фильтра в диапазоне $10 \leq r \leq 16$. Перед квантованием все коэффициенты прямой струк-

туры фильтра нормируем относительно их максимального значения. Передаточную функцию каскадной структуры обсуждаемого фильтра представим в виде



$$H(z) = (1 + z^{-1}) \times \prod_{i=1}^2 (1 + b_i z^{-1})(b_i + z^{-1}) \prod_{i=3}^{29} (1 + b_i z^{-1} + z^{-2}),$$

где $b_i < 1, i = 1, 2$.

На рис. 12 для прямой и на рис. 13 для каскадной структуры показаны зависимости максимальной ошибки e от отношения пульсаций r подобные приведенным ранее. Как видим из рис. 12 а и рис. 13 а, прямой структуре, в отличие от каскадной, свойственно большее влияние квантование коэффициентов на АЧХ в полосе задерживания. Для прямой структуры (окрестность точки $r = 15$ на рис. 12 б) требования к АЧХ почти удовлетворяются при $M = 10$, а для каскадной (окрестности ряда точек на рис. 13 б) – требования удовлетворяются при $M = 8$. Однако, заметим, что абсолютные значения всех коэффициентов прямой структуры меньше 1, за исключением одного, равного 1, а каскадной – могут превышать 1.

Сравнение прямой и ограничивающей структуры

Выполним ВИП-анализ еще для одной структуры, а именно для ограничивающей КИХ-структуры (в оригинале [11]: FIRBR structure, FIR – KИX, BR – bounded real), предполагающей симметричную импульсную характеристику и четный порядок оптимальных КИХ-фильтров. Ограниченность АЧХ в полосе пропускания единицей для таких фильтров структурно обусловлена и позволяет получить низкую коэффициентную чувствительность в полосе пропускания. Детали и примеры для широкополосных фильтров нижних частот см. в [11, 12].

Для фильтра с $N = 34$ зададим следующие номинальные граничные частоты [11]: $f_{1n} = 0,4, f_{2n} = 0,45$.

Расчет оптимального фильтра прямой структуры с непрерывными коэффициентами приводит, судя по АЧХ в [11], к $\Delta a^{\#} \approx 0,06\text{дБ}$ и $a_0^{\#} \approx 19\text{дБ}$. Для фильтра с квантованными коэффициентами положим

$$\Delta a_{max} = 0,0785 \text{ дБ}, a_{0min} = 17 \text{ дБ}.$$

Согласно [11], исходную передаточную функцию фильтра нижних частот $H(z)$ прямой структуры можно представить в виде

$$H(z) = z^{-\frac{N}{2}} - G(z) = z^{-\frac{N}{2}} - G_1(z)G_2(z), \tag{6}$$

где для рассматриваемого фильтра

$$G_1(z) = (1 - 2z^{-1} + z^{-2}) \prod_{i=1}^7 (1 + b_i z^{-1} + z^{-2})^2$$

и

$$G_2(z) = \sum_{i=1}^5 h_i z^{-i+1}.$$

Правая часть в (6) определяет ограничивающую структуру. Передаточная функция $G(z)$, соответствует фильтру верхних частот и находится через исходную $H(z)$, причем $\max |H(z)|$ должен быть равен 1.

Переопределим передаточную функцию $G_1(z)$ как

$$G_1(z) = g_0(1 - 2z^{-1} + z^{-2}) \prod_{i=1}^{14} g_i(1 + b_i z^{-1} + z^{-2}),$$

где $g_i, i = 0, 1, \dots, 14$ – масштабные множители.

Для конфигурации $G(z) = G_2(z)G_1(z)$ применим L_{∞} – масштабирование, которое не должно влиять на $G(z)$ в (6). Масштабирование $G_2(z)$ выполним путем изменения ее коэффициентов. Перед введением множителей g_i в $G_1(z)$ звеня второго порядка расположим в порядке возрастания частот их нулей.

Для прямой структуры, используемой для сравнения, L_{∞} – масштабирование выполним путем изменения коэффициентов ее передаточной функции так, чтобы $\max |H(z)| = 1$.

На рис. 14 для прямой и на рис. 15 для ограничивающей структуры показаны зависимости максимальной ошибки e от отношения пульсаций r , подобные приведенным ранее. Как видим из рис. 14 а для прямой структуры свойственно большее влияние квантования коэффициентов на АЧХ в полосе пропускания, чем в полосе задерживания. Для ограничивающей структуры степень влияния квантования зависит от участков в полосах пропускания и задерживания. Так, например, вблизи точки минимума ошибки e большему влиянию подвержена АЧХ в полосе задерживания. Требования к АЧХ фильтра для прямой структуры, согласно рис. 14 б, удовлетворяются при $M = 10$, а для ограничивающей структуры, согласно рис. 15 б, – при $M = 5$. В том и другом случае имеется целый ряд допустимых решений.

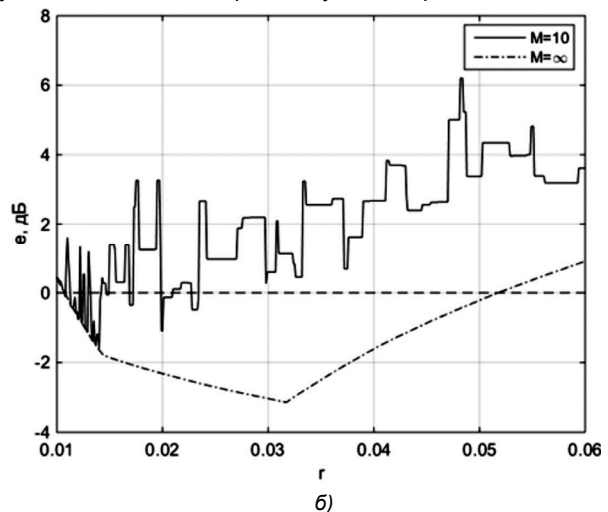
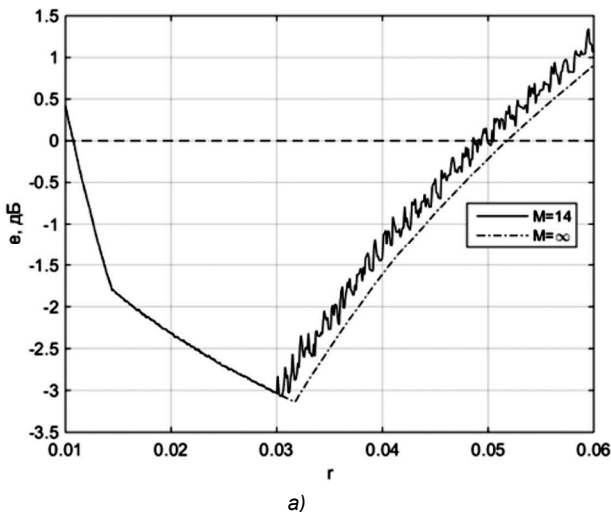


Рис. 14. Зависимости максимальной ошибки АЧХ от отношения пульсаций r для прямой структуры фильтра с $N = 34$ при $M = 14$, (а) и $M = 10$ (б)

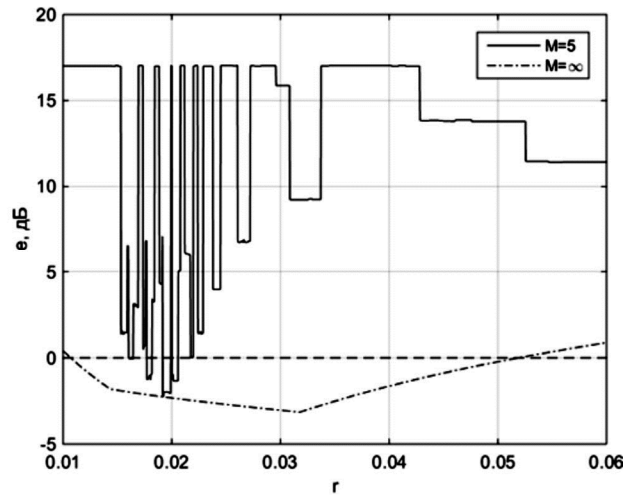
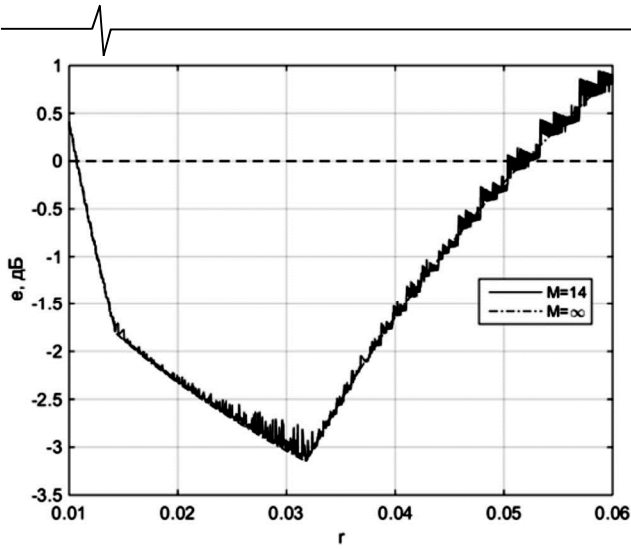


Рис. 15. Зависимости максимальной ошибки АЧХ от отношения пульсаций r для ограничивающей структуры фильтра с $N = 34$ при $M = 14$ (а) и $M = 5$ (б)

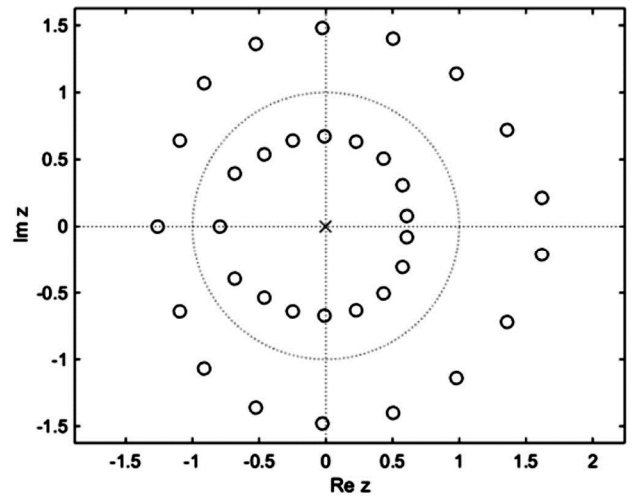
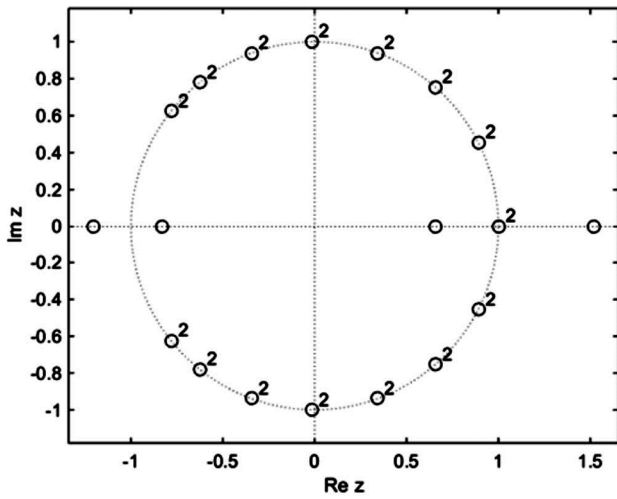


Рис. 16. Диаграммы нулей $G(z)$ (а) и $H(z)$ (б) для точки $r = 0,01603$ на рис. 15 б

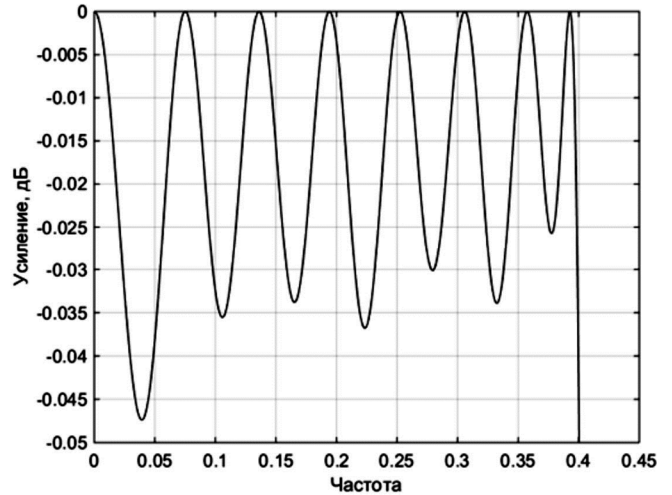
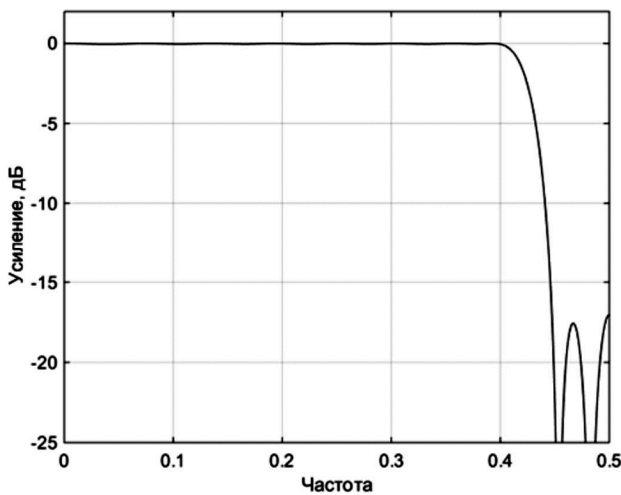


Рис. 17. АЧХ фильтра на базе ограничивающей структуры с $N = 34$ в основной полосе (а) и в полосе пропускания (б) для точки $r = 0,01603$ на рис. 15 б

Заметим, что для прямой структуры коэффициенты фильтров с допустимыми АЧХ на рис. 14 б по модулю меньше 0,9, а для ограничивающей структуры – могут

превышать 2. Во втором случае в этом можно убедиться по таблице, где представлены коэффициенты $G_1(z)$, рассчитанные для точки $r = 0,01603$ на рис. 15 б, соот-

ветствующей одному из допустимых решений. Коэффициенты $G_2(z)$ равны $h_1 = h_5 = 0,21875$, $h_2 = h_4 = -0,03125$, $h_3 = -0,53125$.

Для этого же решения на рис. 16 а, б представлены диаграммы нулей $G(z)$ и $H(z)$. На рис.16а цифрой 2 помечены кратные нули. АЧХ фильтра показана на рис. 17 а в основной полосе, а на рис. 17 б – в полосе пропускания. Из рис. 17 б видим, что для фильтра на базе ограничивающей структуры, как и следовало ожидать, все максимумы АЧХ равны 1.

Коэффициенты $G_1(z)$

i	g_i	b_i
0	0,4375	-2
1	0,375	-1,78125
2	0,34375	-1,78125
3	0,375	-1,3125
4	0,375	-1,3125
5	0,4375	-0,6875
6	0,4375	-0,6875
7	0,59375	0,03125
8	0,59375	0,03125
9	0,90625	0,6875
10	0,875	0,6875
11	1,59375	1,25
12	1,5625	1,25
13	2,71875	1,5625
14	2,9375	1,5625

Заключение

Метод ВИП применен к анализу оптимальных КИХ-фильтров нижних частот. Метод предполагает построение и анализ зависимости контролируемого параметра АЧХ от значений выбранного исходного параметра, используемого для расчета фильтров. На примере прямой структуры фильтров с непрерывными и квантованными коэффициентами представлены варианты построения этих зависимостей. В качестве исходного параметра использовано отношение уровней пульсаций в полосе пропускания и задерживания, а в качестве контролируемого - максимальная относительная ошибка АЧХ или неравномерность в полосе пропускания и минимальное ослабление в полосе задерживания. Пояснен кусочно-постоянный характер построенных кривых.

Анализ подобных кривых для узкополосных и широкополосных фильтров показывает, что степени влияния квантования коэффициентов на изменение АЧХ в полосе пропускания и задерживания зависят от отношения пульсаций и не связаны с шириной полосы пропускания. Для отношений в окрестности единицы степени влияния становится примерно идентичным.

Для прямой, каскадной и ограничивающей структуры фильтров проиллюстрированы зависимости максимальной относительной ошибки АЧХ от исходного от-

ношения уровней пульсаций. Для рассмотренных требований к фильтрам большему влиянию квантования коэффициентов подвержены зависимости, построенные для прямых структуры.

Применение ВИП-анализа дает возможность наглядно по графикам анализировать различные квантованные фильтры, причем при произвольном шаге квантования их коэффициентов, и может служить хорошим средством для выявления наилучшего сочетания исходных параметров, типа аппроксимации АЧХ и структуры.

Литература

1. Мингазин А.Т. Вариация исходных параметров в задачах синтеза цифровых КИХ-фильтров с конечной длиной слова коэффициентов // 3-я Международная конференция «Цифровая обработка сигналов и ее применение». DSPA-2000. Т.1. С. 162-166.
2. Мингазин А.Т. Вариация исходных параметров взвешенной чебышевской аппроксимации в задаче синтеза КИХ-фильтров без умножителей // 7-я Международная конференция. «Цифровая обработка сигналов и ее применение». DSPA-2005. Т. 1. С. 54-56.
3. Мингазин А. Синтез цифровых полуполосных КИХ-фильтров без умножителей // Современная электроника. 2006. № 3. С. 44-46.
4. Мингазин А.Т. Два примера синтеза совершенных банков решетчатых фильтров без умножителей // 11-я международная конференция. «Цифровая обработка сигналов и ее применение». DSPA-2009. Т. 1. С. 99-102.
5. Мингазин А. Синтез КИХ-фильтров с произвольной АЧХ при ограниченной длине слова коэффициентов // Компоненты и технологии. 2014. № 2. С. 98-100.
6. Мингазин А. Вариация исходных параметров в задаче анализа БИХ-фильтров // Компоненты и технологии. 2018. № 11. С. 95-102.
7. Dehner G. On the design Causer filters with coefficients of limited wordlength // AEU. 1975. Vol. 29. No 4. Pp. 165-168.
8. Mehrnia A., Willson A. N. FIR filter design via extended optimal factoring // IEEE Trans. 2016. SP-64. No. 4. Pp. 1061-1075.
9. Mehrnia A., Willson A.N. A lower bound for the hardware complexity of FIR filters // IEEE CAS Magazine. 2018. No. 1. Pp. 10-28.
10. Mehrnia A., Willson A.N. Optimally factored IFIR filters // Circuits, Systems and Signal Processing. 2019. Vol. 38. No. 1. Pp. 259-286.
11. Vaidyanathan P.P., Mitra S.K. Very low sensitivity FIR filter implementation using «structural passivity» concept // IEEE Trans. 1985. CAS-32. No. 4. Pp. 360-364.
12. Vaidyanathan P.P., Mitra S.K. Robust digital filter structures: a direct approach // IEEE CAS Magazine. 2019. No. 1. Pp. 14-32.

ДИСКРЕТНАЯ СТРУКТУРА РАСПОЛОЖЕНИЯ В Z-ПЛОСКОСТИ НУЛЕЙ И ПОЛЮСОВ РЕКУРСИВНЫХ ЦИФРОВЫХ ФИЛЬТРОВ С КОНЕЧНОЙ ДЛИНОЙ СЛОВА

Лесников В.А., к.т.н., доцент кафедры радиоэлектронных средств Вятского государственного университета, e-mail: vladislav.lesnikov.ru@jeee.org;

Наумович Т.В., ст. преподаватель кафедры радиоэлектронных средств Вятского государственного университета, e-mail: ntv_new@mail.ru;

Частиков А.В., д.т.н., профессор кафедры радиоэлектронных средств Вятского государственного университета, e-mail: alchast@mail.ru.

THE DISCRETE STRUCTURE OF THE ZEROS AND POLES LOCATION IN THE Z-PLANE OF THE RECURSIVE DIGITAL FILTERS WITH A FINITE WORD LENGTH

Lesnikov V.A., Naumovich T.V., Chastikov A.V.

It is known that the resolved positions of the zeros and poles of the second order IIR digital filters with finite wordlength form a discrete structure called in this paper the topography of a discretized z-plane. This article is devoted to the definition of equations describing plane algebraic curves on which the allowed positions for the zeros and poles of filters of arbitrary order are located.

Key words: IIR digital filters, resolved positions of the zeros and poles, finite wordlength, discretized z-plane, plane algebraic curves.

Ключевые слова: рекурсивные цифровые фильтры, возможные местоположения полюсов и нулей, сетка допустимых положений полюсов и нулей, квантование положений полюсов, плоские алгебраические кривые.

Введение

Несмотря на то, что теория проектирования рекурсивных цифровых фильтров разрабатывалась в течение длительного времени, трудности, сопровождающие процесс практической разработки в случае строгих требований к характеристикам, оказываются настолько сложными, что разработчикам приходится отказываться от рекурсивных фильтров в пользу нерекурсивных. Преодоление проблем, возникающих в этом случае, требует глубокого изучения природы рекурсивных фильтров с конечной длиной слова.

Традиционный подход к синтезу рекурсивных цифровых фильтров [1, 2] включает этапы функционального и структурного синтеза. Функциональный синтез включает вычисление нулей и полюсов передаточной функции без учета конечной длины разрядной сетки. Конечная разрядность коэффициентов фильтра учитывается только на этапе структурного синтеза. Поэтому результаты структурного синтеза искажают результаты функционального синтеза и, следовательно, ошибки вносятся в характеристики фильтра. Учет этих обстоятельств усложняет процедуры, необходимые для удовлетворения требований к характеристикам фильтра.

В наших публикациях [3, 4] мы разрабатываем новый подход к синтезу рекурсивных цифровых фильтров с конечной длиной слова. Этот подход включает требование учитывать длину разрядной сетки уже на этапе

Известно, что разрешенные положения нулей и полюсов цифровых фильтров IIR второго порядка с конечной длиной слова образуют дискретную структуру, называемую в этой статье топографией дискретизированной z-плоскости. Данная статья посвящена определению уравнений, описывающих плоские алгебраические кривые, на которых расположены разрешенные позиции для нулей и полюсов фильтров произвольного порядка. и полюсов фильтров произвольного порядка.

функционального синтеза. На этом этапе нули и полюса рассчитываются окончательно и не искажаются при структурном синтезе. На этапе структурного синтеза создается структура.

Теоретическая основа нашего подхода к функциональному синтезу основана на том факте, что корни многочленов числителя и знаменателя передаточной функции реализуемых на практике цифровых фильтров являются элементами множества алгебраических чисел [5, 6]. Это означает, что не каждая точка в z-плоскости может быть нулем или полюсом цифрового фильтра с конечной длиной слова. Разрешенные позиции нулей и полюсов образуют в z-плоскости дискретную структуру, которую мы называем топографией.

Для полюсов цифровых фильтров второго порядка это давно известно [7-9]. Эта топография детально изучена в [10, 11]. Долгое время не удавалось распространить эту теорию на рекурсивные фильтры более высоких порядков. Только недавно удалось получить результаты для фильтров третьего [12, 15] и четвертого [13] порядка.

В этой статье предлагается метод, который позволяет описать топографию дискретизированной z-плоскости для алгебраических чисел произвольной степени.

Сведения из теории алгебраических чисел

Известно [18, 19], что корни $z_{n,i}$ полинома

$$P_n(z) = \sum_{i=0}^n c_{n,i} z^{n-i} \quad (1)$$

с вещественными рациональными коэффициентами

$$c_{n,i} \in \mathbb{Q} \quad (2)$$

являются элементами множества комплексных алгебраических чисел

$$z_{n,i} \in \mathbb{A}_n \subset \mathbb{A}, \quad (3)$$

где n степень алгебраических чисел.

Очевидно, что коэффициенты практически реализованных цифровых фильтров имеют конечную разрядность и, следовательно, являются рациональными числами. Коэффициенты $b_{n,i}$ и $a_{n,i}$ передаточной функции

$$H(z) = \frac{\sum_{i=0}^n b_{n,i} z^{n-i}}{z^n + \sum_{i=1}^n a_{n,i} z^{n-i}}, \quad (4)$$

в общем случае представляют собой сумму произведений определенных коэффициентов цифровых фильтров [16, 17] и, следовательно, также являются рациональными числами. Отсюда следует, что как корни полинома числителя передаточной функции (нули), так и корни полинома знаменателя (полюсы) являются алгебраическими числами.

Разрешенные положения нулей и полюсов фильтров с конечной длиной слова формируют топографию z-плоскости, дискретизированную из-за квантования коэффициентов передаточной функции. Топография зависит от степени алгебраических чисел и разрядности дробной части коэффициентов передаточной функции [6, 11].

Топография алгебраических чисел второй степени

Определим геометрическое место комплексно сопряженных корней

$$z_{2,1} = z_{2,2}^* \quad (5)$$

полинома

$$P_2(z) = z^2 + c_{2,1}z + c_{2,2} = (z - z_{2,1})(z - z_{2,2}). \quad (6)$$

Очевидно, что

$$z_{2,1(2)} = \operatorname{Re} z_{2,1} \pm j \operatorname{Im} z_{2,1} = -0,5c_{2,1} \pm \sqrt{c_{2,2} - 0,25c_{2,1}^2}, \quad (7)$$

и

$$z_{2,1(2)} - x_c = \operatorname{Re} z_{2,1} - x_c \pm j \operatorname{Im} z_{2,1} = -0,5c_{2,1} - x_c \pm \sqrt{c_{2,2} - 0,25c_{2,1}^2}, \quad (8)$$

где $x_c \in \mathbb{R}$ любое вещественное число. Полагая, что

$$\begin{cases} x = \operatorname{Re} z_{2,1} = \operatorname{Re} z_{2,2}, \\ y = \operatorname{Im} z_{2,1} = -\operatorname{Im} z_{2,2}, \end{cases} \quad (9)$$

из (8) получим

$$(x - x_c)^2 + y^2 = c_{2,2} + x_c^2 + c_{2,1}x_c. \quad (10)$$

Это уравнения систем концентрических окружностей на которых располагаются комплексно сопряженные корни полинома $P_2(z)$ (На рис. 1 изображен только первый квадрант z-плоскости. Радиусы окружностей и позиции корней на них зависят от произвольных центров x_c и

разрядности дробной части коэффициентов $c_{2,i}$) Заметим, что кривые, на которых расположены все возможные корни полиномов второй степени, являются плоскими алгебраическими кривыми [20] второй степени – кониками. При этом корни уравнений находятся на пересечении концентрических окружностей с прямыми линиями, параллельными оси ординат – плоскими алгебраическими кривыми первой степени.

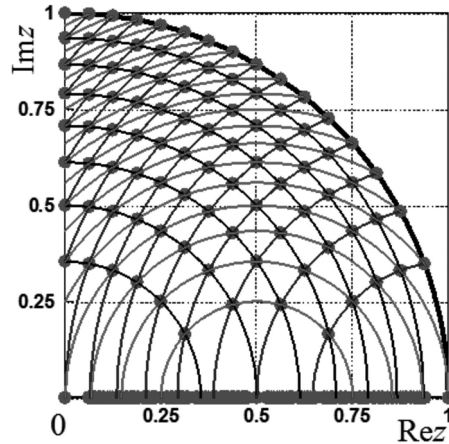


Рис. 1. Системы концентрических окружностей с различными центрами x_c для алгебраических чисел второй степени

Топография алгебраических чисел более высоких степеней

Предположим, что

$$z_{n,n} = z_{n,n-1}^* = \operatorname{Re} z_{n,n} + j \operatorname{Im} z_{n,n} = x + jy \quad (11)$$

– комплексно сопряженные корни полинома

$$P_n = \sum_{i=0}^n c_{n,i} z^{n-i}, \quad (12)$$

где $c_{n,0} = 1$.

Применяя формулы Виеты, получим выражения для коэффициентов в следующем виде

$$c_{n,1} = -((z_{n,n} + z_{n,n-1}) + (z_{n,n-2} + z_{n,n-3} + \dots + z_{n,1})) = -(2x + (z_{n,n-2} + z_{n,n-3} + \dots + z_{n,1})),$$

$$c_{n,2} = z_{n,n}z_{n,n-1} + (z_{n,n} + z_{n,n-1})(z_{n,n-2} + z_{n,n-3} + \dots + z_{n,1}) = (x^2 + y^2) - 2x(z_{n,n-2} + z_{n,n-3} + \dots + z_{n,1}),$$

$$c_{n,3} = - \left(\begin{aligned} & z_{n,n}z_{n,n-1}(z_{n,n-2} + z_{n,n-3} + \dots + z_{n,1}) + \\ & + (z_{n,n} + z_{n,n-1})(z_{n,n-2}z_{n,n-3} + \dots + z_{n,2}z_{n,1}) + \\ & + (z_{n,n-2}z_{n,n-3}z_{n,n-4} + \dots + z_{n,3}z_{n,2}z_{n,1}) \end{aligned} \right) =$$

$$= - \left(\begin{aligned} & (x^2 + y^2)(z_{n,n-2} + z_{n,n-3} + \dots + z_{n,1}) + \\ & + 2x(z_{n,n-2}z_{n,n-3} + \dots + z_{n,2}z_{n,1}) + \\ & + (z_{n,n-2}z_{n,n-3}z_{n,n-4} + \dots + z_{n,3}z_{n,2}z_{n,1}) \end{aligned} \right),$$

$$\dots \dots \dots c_{n,n} = (-1)^n (z_{n,n}z_{n,n-1})(z_{n,n-2}z_{n,n-3}z_{n,n-4} \dots z_{n,3}z_{n,2}z_{n,1}) = (-1)^n (x^2 + y^2)(z_{n,n-2}z_{n,n-3}z_{n,n-4} \dots z_{n,3}z_{n,2}z_{n,1}).$$

Полагаем, что $z_{n,1}, z_{n,2}, \dots, z_{n,n-2}$ – корни полинома

$$P_{n-2}(z) = \sum_{i=0}^{n-2} c_{n-2,i} z^{n-2-i}, \quad (14)$$

где $c_{n-2,0} = 1$.

Применяя формулы Виеты для коэффициентов $P_{n-2}(z)$, преобразуем (13) следующим образом [14]:

$$\begin{cases} c_{n,1} = & -2x & +c_{n-2,1}, \\ c_{n,2} = & (x^2 + y^2) & -2xc_{n-2,1} & +c_{n-2,2}, \\ c_{n,3} = & (x^2 + y^2)c_{n-2,1} & -2xc_{n-2,2} & +c_{n-2,3}, \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ c_{n,i} = & (x^2 + y^2)c_{n-2,i-2} & -2xc_{n-2,i-1} & +c_{n-2,i}, \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ c_{n,n-2} = & (x^2 + y^2)c_{n-2,n-4} & -2xc_{n-2,n-3} & +c_{n-2,n-2}, \\ c_{n,n-1} = & (x^2 + y^2)c_{n-2,n-3} & -2xc_{n-2,n-2}, \\ c_{n,n} = & (x^2 + y^2)c_{n-2,n-2}. \end{cases} \quad (15)$$

Мы будем рассматривать (15) как систему уравнений, из которой необходимо получить функцию $y^2(x)$. Параметры этой функции должны быть коэффициентами полинома $P_n(z)$, и коэффициенты полинома $P_{n-2}(z)$ должны быть исключены. Поэтому (15) должна быть решена относительно y и коэффициентов $c_{n-2,1}, c_{n-2,2}, \dots, c_{n-2,n-2}$. Чтобы число уравнений было равно числу неизвестных величин, будем считать, что один из коэффициентов $c_{n,i}$ неизвестен.

Таким образом, из (15) должны быть получены следующие функции

$$y^2 = y_{n,i}^2(x | c_{n,i}). \quad (16)$$

Множество c_i определено как множество коэффициентов полинома $P_n(z)$, из которого исключены коэффициенты $c_{n,i}$. Учитывая значения квантованных коэффициентов $c_{n,i}$, мы получаем семейство кривых, на которых расположены допустимые значения корней многочлена P . Любая кривая (16) является геометрическим местом всех разрешенных корней. Для решения уравнений использованы возможно-

сти системы компьютерной алгебры Maple компании MapleSoft для выполнения символьных вычислений.

Топография алгебраических чисел третьей степени

Для полиномов $P_3(z)$ (15) преобразуется в

$$\begin{cases} c_{3,1} = & -2x & +c_{1,1}, \\ c_{3,2} = & (x^2 + y^2) & -2xc_{1,1}, \\ c_{3,3} = & (x^2 + y^2)c_{1,1}. \end{cases} \quad (17)$$

Из (17) получаем решение

$$y_{3,1}^2(x | c_{3,1}) : \{y^2 = 0, 5c_{3,2} \pm 0,5\sqrt{c_{3,2}^2 + 8c_{3,3}x - x^2}\}, \quad (18)$$

$$y_{3,2}^2(x | c_{3,2}) : \left\{y^2 = -\frac{2x^3 + c_{3,1}x^2 - c_{3,3}}{c_{3,1} + 2x}\right\}, \quad (19)$$

$$y_{3,3}^2(x | c_{3,3}) : \{y^2 = 3x^2 + 2c_{3,1}x + c_{3,2}\}. \quad (20)$$

Простое преобразование (18)-(19) приводит к уравнениям:

$$Y_{3,1}(x | c_{3,1}) : \{(x^2 + y^2)^2 - c_{3,2}(x^2 + y^2) - 2c_{3,3}x = 0\}, \quad (21)$$

$$Y_{3,2}(x | c_{3,2}) : \{2x^3 + 2xy^2 + c_{3,1}(x^2 + y^2) - c_{3,3} = 0\}, \quad (22)$$

$$Y_{3,3}(x | c_{3,3}) : \{y^2 - 3x^2 - 2c_{3,1}x - c_{3,2} = 0\}. \quad (23)$$

Уравнения $Y_{3,i}(x | c_{3,i})$ ($i = 1, 2, 3$) описывают плоские алгебраические кривые четвертой (quartics, кватики), третьей (cubics, кубики) и второй (conics, коники) степени соответственно. Каждое из этих уравнений зависит от двух параметров. Для наглядности мы изобразим кривую $Y_i(x | c_{3,i})$ таким образом, чтобы каждое изображение соответствовало сечению пространства коэффициентов плоскостью, параллельной одной из координатных плоскостей. В этом случае мы получаем семейства кривых, определяемых одним параметром (рис. 2).

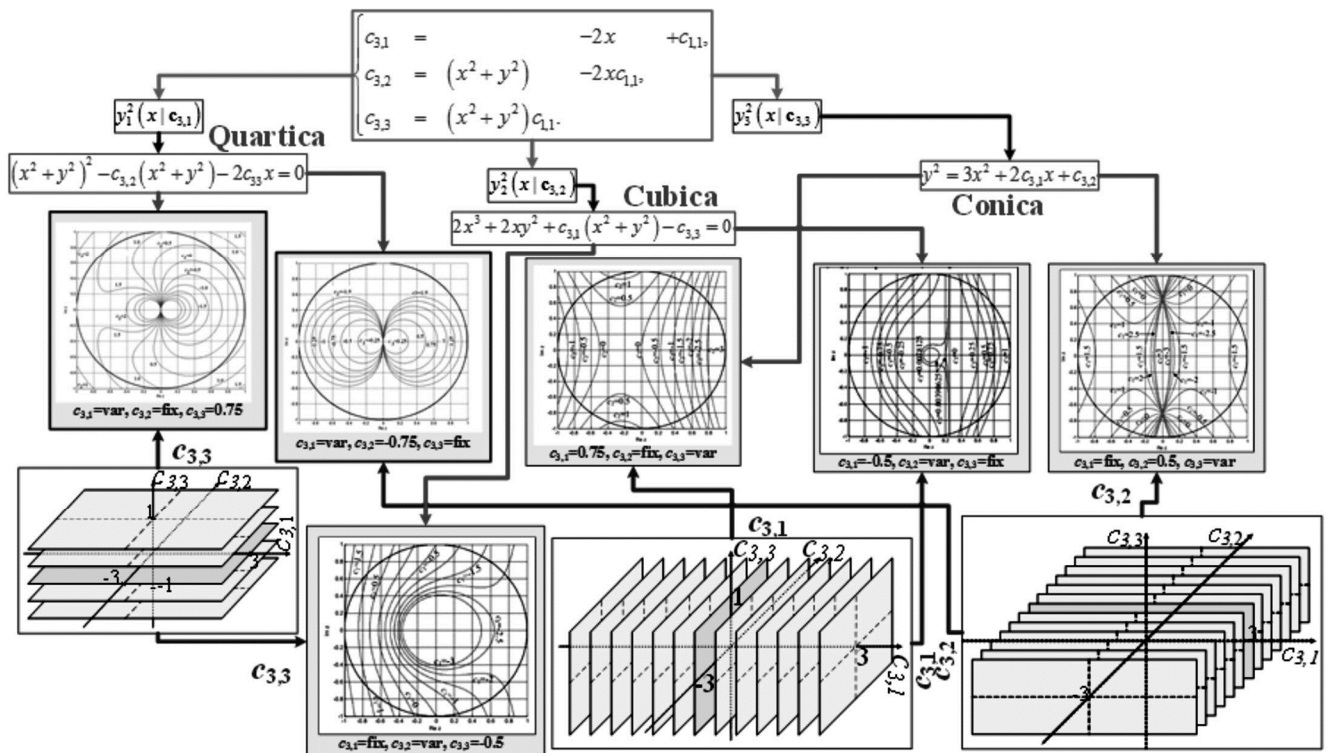


Рис. 2. Вычисление геометрического места алгебраических чисел третьей степени различными способами на разных сечениях пространства полиномиальных коэффициентов

Топография алгебраических чисел четвертой степени

Для полинома $P_4(z)$, получим систему уравнений:

$$\begin{cases} c_{4,1} = & -2x & +c_{2,1}, \\ c_{4,2} = & (x^2 + y^2) & -2xc_{2,1} & +c_{2,2}, \\ c_{4,3} = & (x^2 + y^2)c_{2,1} & -2xc_{2,2}, \\ c_{4,4} = & (x^2 + y^2)c_{2,2}. \end{cases} \quad (24)$$

Решение для $y_{4,1}^2(x | c_{1,1})$ получаем в виде:

$$\widehat{Y}_1(x | c_{4,1}) : \quad (25)$$

$$\left\{ Y = \frac{c_{4,4}}{\text{RootOf}(X^2Z^3 + (-Xc_{4,3} - c_{4,4})Z^2 + c_{4,2}c_{4,4}Z - c_{4,4}^2)} \right\},$$

где

$$\begin{cases} X = -2x, \\ Y = x^2 + y^2, \end{cases} \quad (26)$$

Функция Maple RootOf является плейсхолдером для представления всех корней уравнения. В этом случае RootOf(F(Z)) описывает корни уравнения $F(Z) = 0$.

Из уравнения (24) следует, что

$$Z = c_{4,4} / Y \quad (28)$$

является корнем уравнения, которое описывает желаемую кривую. После простых преобразований получаем

$$Y_{4,1}(x | c_{4,1}) : \{-(x^2 + y^2)^3 + (x^2 + y^2)^2 c_{4,2} + (x^2 + y^2)(2x - c_{4,4}) + 4x^2 c_{4,4} = 0\}. \quad (29)$$

Промежуточное представление остальных уравнений:

$$\widehat{Y}_{4,2}(x | c_{4,2}) : \{Y = \text{RootOf}((-c_{41} + X) \times \times Z^2 + c_{43}Z - c_{44}X)\}, \quad (30)$$

$$\widehat{Y}_{4,3}(x | c_{4,3}) : \{Y = X^2 - Xc_{41} - \text{RootOf}(Z^2 + (-X^2 + Xc_{41} - c_{42})Z + c_{44}) + c_{42}\}, \quad (31)$$

$$\widehat{Y}_{4,4}(x | c_{4,4}) : \left\{ Y = \frac{X^3 - X^2c_{41} + Xc_{42} - c_{43}}{2X - c_{41}} \right\}. \quad (32)$$

Окончательная форма уравнений имеет вид:

$$Y_{4,2}(x | c_{4,2}) : \{(-c_{4,1} - 2x)(x^2 + y^2)^2 + c_{4,3}(x^2 + y^2) + 2c_{4,4}x = 0\}, \quad (33)$$

$$Y_{4,3}(x | c_{4,3}) : \{(x^2 + y^2)^2 - (x^2 + y^2)(4x^2 + 2xc_{4,1} + c_{4,2}) + c_{4,4} = 0\}, \quad (34)$$

$$Y_{4,4}(x | c_{4,4}) : \{8x^3 + (x^2 + y^2) \times (-4x - c_{4,1}) + 4x^2c_{4,1} + 2xc_{4,2} + c_{4,3} = 0\}. \quad (35)$$

Полученные уравнения описывают плоские алгебраические кривые шестой (sextics, секстики), пятой (quintics, квинтики) степеней, а также кваттики и кубики.

Топография алгебраических чисел пятой, шестой и седьмой степеней

Данный раздел носит справочный характер. Здесь представлены выражения (16) для уравнений пятой, шестой и седьмой степеней. Для их вывода использована

на та же методика, что и для уравнений четвертой степени.

А. Алгебраические числа пятой степени

Геометрическим местом нулей и полюсов в этом случае являются плоские алгебраические кривые восьмой степени (octics, октики), седьмой степени (septics, септики), а также секстики, квинтики и кваттики:

$$Y_{5,1}(x | c_{5,1}) : \{(x^2 + y^2)^4 - c_{5,2}(x^2 + y^2)^3 + (-2c_{5,3}x + c_{5,4})(x^2 + y^2)^2 + (-4c_{5,4}x^2 + 4c_{5,5}x)(x^2 + y^2) - 8x^3c_{5,5} = 0\}, \quad (36)$$

$$Y_{5,2}(x | c_{5,2}) : \{(-2x - c_{5,1})(x^2 + y^2)^3 + c_{5,3}(x^2 + y^2)^2 + (2c_{5,4}x - c_{5,5})(x^2 + y^2) + 4x^2c_{5,5} = 0\}, \quad (37)$$

$$Y_{5,3}(x | c_{5,3}) : \{(x^2 + y^2)^3 + (-2c_{5,1}x - 4x^2 - c_{5,2}) \times (x^2 + y^2)^2 + c_{5,4}(x^2 + y^2) + 2xc_{5,5} = 0\}, \quad (38)$$

$$Y_{5,4}(x | c_{5,4}) : \{(-4x - c_{5,1})(x^2 + y^2)^2 + (4c_{5,1}x^2 + 8x^3 + 2c_{5,2}x + c_{5,3})(x^2 + y^2) - c_{5,5} = 0\}, \quad (39)$$

$$Y_{5,5}(x | c_{5,5}) : \{(x^2 + y^2)^2 + (-4c_{5,1}x - 12x^2 - c_{5,2}) \times (x^2 + y^2) + 16x^4 + 8x^3c_{5,1} + 4x^2c_{5,2} + 2xc_{5,3} + c_{5,4} = 0\}. \quad (40)$$

В. Алгебраические числа шестой степени

Ниже приведены уравнения плоских алгебраических кривых десятой степени (decisics, десицики), девятой степени (nonics, ноники), а также уравнения октик, септик, секстик и квинтик.

$$Y_{6,1}(x | c_{6,1}) : \left\{ \begin{aligned} &(x^2 + y^2)^5 - c_{6,2}(x^2 + y^2)^4 + \\ &+ (-2c_{6,3}x + c_{6,4})(x^2 + y^2)^3 + \\ &+ (-4c_{6,4}x^2 + 4c_{6,5}x - c_{6,6})(x^2 + y^2)^2 + \\ &+ (-8c_{6,5}x^3 + 12c_{6,6}x^2) \times \\ &\times (x^2 + y^2) - 16x^4c_{6,6} = 0 \end{aligned} \right\}, \quad (41)$$

$$Y_{6,2}(x | c_{6,2}) : \{(-c_{6,1} - 2x)(x^2 + y^2)^4 + c_{6,3}(x^2 + y^2)^3 + (2c_{6,4}x - c_{6,5})(x^2 + y^2)^2 + (4c_{6,5}x^2 - 4c_{6,6}x)(x^2 + y^2) + 8x^3c_{6,6} = 0\}, \quad (42)$$

$$Y_{6,3}(x | c_{6,3}) : \{(x^2 + y^2)^4 + (-2c_{6,1}x - 4x^2 - c_{6,2}) \times (x^2 + y^2)^3 + c_{6,4}(x^2 + y^2)^2 + (2c_{6,5}x - c_{6,6})(x^2 + y^2) + 4x^2c_{6,6} = 0\}, \quad (43)$$

$$Y_{6,4}(x | c_{6,4}) : \{(-4x - c_{6,1})(x^2 + y^2)^3 + (4c_{6,1}x^2 + 8x^3 + 2c_{6,2}x + c_{6,3})(x^2 + y^2)^2 - c_{6,5}(x^2 + y^2) - 2xc_{6,6} = 0\}, \quad (44)$$

$$Y_{6,5}(x | c_{6,5}) : \{(x^2 + y^2)^3 + (-4c_{6,1}x - 12x^2 - c_{6,2})(x^2 + y^2)^2 + (8c_{6,1}x^3 + 16x^4 + 4c_{6,2}x^2 + 2c_{6,3}x + c_{6,4})(x^2 + y^2) - c_{6,6} = 0\}, \quad (45)$$

$$Y_{6,6}(x | c_{6,6}) : \left\{ \begin{aligned} &(-6x - c_{6,1})(x^2 + y^2)^2 + (12c_{6,1}x^2 + \\ &+ 32x^3 + 4c_{6,2}x + c_{6,3})(x^2 + y^2) - \\ &- 32x^5 - 16x^4c_{6,1} - 8x^3c_{6,2} - \\ &- 4x^2c_{6,3} - 2xc_{6,4} - c_{6,5} = 0 \end{aligned} \right\}. \quad (46)$$

С. Алгебраические числа седьмой степени

Степени плоских алгебраических кривых при этом от двенадцатой до шестой:

$$Y_{7,1}(x | c_{7,1}) : \left\{ \begin{array}{l} (x^2 + y^2)^6 - c_{7,2}(x^2 + y^2)^5 + \\ + (-2c_{7,3}x + c_{7,4})(x^2 + y^2)^4 + \\ + (-4c_{7,4}x^2 + 4c_{7,5}x - c_{7,6})(x^2 + y^2)^3 + \\ + (-8c_{7,5}x^3 + 12c_{7,6}x^2 - 6c_{7,7}x) \times \\ \times (x^2 + y^2)^2 + (-16c_{7,6}x^4 + 32c_{7,7}x^3) \times \\ \times (x^2 + y^2) - 32x^5c_{7,7} = 0 \end{array} \right\} \times, \quad (47)$$

$$Y_{7,2}(x | c_{7,2}) : \left\{ \begin{array}{l} (-c_{7,1} - 2x)(x^2 + y^2)^5 + \\ + c_{7,3}(x^2 + y^2)^4 + (2c_{7,4}x - c_{7,5}) \times \\ \times (x^2 + y^2)^3 + (4c_{7,5}x^2 - 4c_{7,6}x + c_{7,7}) \times \\ \times (x^2 + y^2)^2 + (8c_{7,6}x^3 - 12c_{7,7}x^2) \times \\ \times (x^2 + y^2) + 16x^4c_{7,7} = 0 \end{array} \right\} \times, \quad (48)$$

$$Y_{7,3}(x | c_{7,3}) : \left\{ \begin{array}{l} (x^2 + y^2)^5 + (-2c_{7,1}x - 4x^2 - c_{7,2}) \times \\ \times (x^2 + y^2)^4 + c_{7,4}(x^2 + y^2)^3 + \\ + (2c_{7,5}x - c_{7,6})(x^2 + y^2)^2 + \\ + (4c_{7,6}x^2 - 4c_{7,7}x)(x^2 + y^2) + \\ + 8x^3c_{7,7} = 0 \end{array} \right\}, \quad (49)$$

$$Y_{7,4}(x | c_{7,4}) : \left\{ \begin{array}{l} (-4x - c_{7,1})(x^2 + y^2)^4 + \\ + (4c_{7,1}x^2 + 8x^3 + 2c_{7,2}x + c_{7,3}) \times \\ \times (x^2 + y^2)^3 - c_{7,5}(x^2 + y^2)^2 + \\ + (-2c_{7,6}x + c_{7,7})(x^2 + y^2) - 4x^2c_{7,7} = 0 \end{array} \right\}, \quad (50)$$

$$Y_{7,5}(x | c_{7,5}) : \left\{ \begin{array}{l} (x^2 + y^2)^4 + (-4c_{7,1}x - 12x^2 - c_{7,2}) \times \\ \times (x^2 + y^2)^3 + (8c_{7,1}x^3 + 16x^4 + \\ + 4c_{7,2}x^2 + 2c_{7,3}x + c_{7,4})(x^2 + y^2)^2 - \\ - c_{7,6}(x^2 + y^2) - 2xc_{7,7} = 0 \end{array} \right\}, \quad (51)$$

$$Y_{7,6}(x | c_{7,6}) : \left\{ \begin{array}{l} (-6x - c_{7,1})(x^2 + y^2)^3 + (12c_{7,1}x^2 + \\ + 32x^3 + 4c_{7,2}x + c_{7,3})(x^2 + y^2)^2 + \\ - (16c_{7,1}x^4 + 32x^5 + 8c_{7,2}x^3 + 4c_{7,3}x^2 + \\ + 2c_{7,4}x + c_{7,5})(x^2 + y^2) + c_{7,7} = 0 \end{array} \right\}, \quad (52)$$

$$Y_{7,7}(x | c_{7,7}) : \left\{ \begin{array}{l} (x^2 + y^2)^3 + (-6c_{7,1}x - 24x^2 - c_{7,2}) \times \\ \times (x^2 + y^2)^2 + (32c_{7,1}x^3 + 80x^4 + \\ + 12c_{7,2}x^2 + 4c_{7,3}x + c_{7,4})(x^2 + y^2) - \\ - 64x^6 - 32x^5c_{7,1} - 16x^4c_{7,2} - \\ - 8x^3c_{7,3} - 4x^2c_{7,4} - 2xc_{7,5} - c_{7,6} = 0 \end{array} \right\}. \quad (53)$$

Таким образом, уравнения $Y_{n,i}(x | c_{n,i})$, где $i = 1, 2, \dots, n$, описывают плоские алгебраические кривые, степень которых равна $2n-1-i$.

Заключение

В данной работе получена система уравнений, решение которой позволяет получить уравнения плоских

алгебраических кривых, на которых расположены все возможные нули и полюсы цифровых рекурсивных фильтров произвольного порядка с конечной длиной слова. Решение полученной системы уравнений может осуществляться методами символьной математики. Эта статья использует возможности системы компьютерной алгебры Maple. Представлены уравнения плоских алгебраических кривых, полученные для фильтров до седьмого порядка. Результаты работы будут использованы при реализации разработанного авторами подхода к синтезу БИХ-фильтров с конечной длиной слова, в котором конечная длина слова учитывается при расчете нулей и полюсов еще до стадии структурного синтеза. В этом случае структурный синтез не искажает расчетные значения нулей и полюсов.

Исследование выполнено при финансовой поддержке РФФИ в рамках научного проекта № 18-07-00986.

Литература

1. DSP system toolbox™: Getting started guide. The MathWorks, Inc. – 2017.
2. Signal processing toolbox™: User's guide. The MathWorks, Inc. – 2017.
3. Lesnikov V., Chastikov A., Naumovich T., Armishev S. A new paradigm in design of IIR digital filters // 8th IEEE East-West Design and Test Symposium (EWDTS 2010). St. Petersburg, Russia. 17-20 Sept. 2010. – Pp. 282-285.
4. Lesnikov V., Chastikov A., Naumovich T., Armishev S. Implementation of a new paradigm in design of IIR digital filters // 8th IEEE East-West Design and Test Symposium (EWDTS 2010). St. Petersburg, Russia. 17-20 Sept. 2010. – Pp. 156-159.
5. Lesnikov V., Naumovich T. Number-theoretic and algebraic aspects of structural synthesis of digital filters // Global Signal Processing (GSP 2004). The International Embedded Solutions Event (The Embedded Signal Processing Conference). Santa Clara, USA 2004. – Pp. 27-30.
6. Lesnikov V., Naumovich T., Chastikov A. Number-theoretical analysis of the structures of classical IIR digital filters // 7th Mediterranean Conference on Embedded Computing (MECO 2018). Budva, Montenegro. 10-14 June 2018. – 4 p.
7. Weinstein C.J. Quantization effects in digital filters // Technical Report 468. Lincoln Laboratory, Massachusetts Institute of Technology, Lexington, Massachusetts. 21 November 1969. URL: <https://www.semanticscholar.org/paper/Quantization-Effects-in-Digital-Filters-Weinstein/0e52d6dbb14fb6c137527f7919e0bc380bd276f8>.
8. Hess W. Digitale filter: eine einführung. Springer Fachmedien Wiesbaden GmbH. 1993. – 433 p.
9. Bomar B.W. Finite wordlength effects // Digital Signal Processing Handbook / Ed. V.K. Madisetti, D.B. Williams. Boca Raton: CRC Press LLC. 1999. – Chapter 3.
10. Lesnikov V., Naumovich T., Chastikov A. Topography of z-plane which is discretized due to quantization of coefficients of digital biquad filters // 12th International Siberian Conference on Control and Communications (SIBCON 2016). Moscow, Russia. 12-14 May 2016. – 4 p.
11. Lesnikov V., Naumovich T., Chastikov A. The sampling of the z-plane due to the quantization of the digital filter

coefficients // 7th Mediterranean Conference on Embedded Computing (MECO 2018), Budva, Montenegro. 10-14 June 2018. – 4 p.

12. Lesnikov V., Naumovich T., Chastikov A. The topography of a third order IIR digital filter zeros and poles in the z-plane discretized due to the quantization of the direct form coefficients // 7th Mediterranean Conference on Embedded Computing (MECO 2019). Budva, Montenegro. 10-14 June 2019. – Pp. 374-377.

13. Lesnikov V., Naumovich T., Chastikov A., Metelyov A. Topography of the z-plane discretized by quantizing the coefficients of the canonical form of recursive digital filter // Computer Vision in Advanced Control Systems – 6 / M. Favorskaya, L.C. Jain, Eds. В печати (будет опубликовано Springer в 2020 г.).

14. Lesnikov V., Naumovich T., Chastikov A., Metelyov A. The discrete structure of the zeros and poles location in the z-plane of the arbitrary order IIR digital filters with a finite word length // IEEE East-West Design and Test Symposium (EWDTS 2019). Batumi, Georgia. 13-16 Sept. 2019.

15. Лесников В.А., Наумович Т.В., Частиков А.В., Лекмцев К.В. Топография z-плоскости, дискретизирован-

ной вследствие квантования коэффициентов канонической формы рекурсивного цифрового фильтра // Цифровая обработка сигналов и её применение – DSPA-2019. 2019. – С. 142-145.

16. Лесников В.А., Наумович Т.В., Частиков А.В. Синтез рекурсивных цифровых фильтров с конечной длиной слова: проблемы и их решения // Проблемы разработки перспективных микро- и наноэлектронных систем. М: ИППМ РАН. 2018. Выпуск 4. С. 89-97.

17. Lesnikov V., Naumovich T., Chastikov A. Synthesis of recursive digital filters with finite word length: problems and their solutions // Problems of Advanced Micro- and Nanoelectronic Systems Development, 2019, Issue III, Moscow, IPPM RAS. С. 46-53.

18. Hilbert D. The theory of algebraic number fields. Berlin-Heidelberg-New York: Springer Verlag, 1998. 360 p.

19. Ireland K., Rosen M. A classical introduction to modern number theory, 2nd ed. New York: Springer-Verlag, 1990. – 406 p.

20. Rovenski V. Modeling of curves and surfaces with MATLAB. New York-Dordrecht-Heidelberg-London: Springer Science+Business Media, LLC, 2010. – 452 p.

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 1986VE9x компании Миландр – М.: Изд-во «Горячая линия-Телеком», 2016 г. – 232 с.: ил.

Рассмотрены основы программирования на языке Си отечественных 32-разрядных микроконтроллеров семейства 1986VE9x 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 для самостоятельного изучения.



АДАПТИВНАЯ АНТЕННАЯ РЕШЕТКА ДЛЯ ПРИЕМА СИГНАЛОВ В УСЛОВИЯХ ПОМЕХ И МНОГОЛУЧЕВОСТИ

Джиган В.И., д.т.н., главный научный сотрудник Института проблем проектирования в микроэлектронике Российской академии наук и профессор Национального исследовательского университета «Московский институт электронной техники», e-mail: djigan@yandex.ru.

ADAPTIVE ANTENNA ARRAY FOR OPERATION IN INTERFERENCE AND MULTIPATH CONDITIONS

Djigan V.I.

The paper considers a simultaneous using of an adaptive antenna array and a feedback equalizer for signal receiving in the presence of the sources of the interference and the desired signal multipath. The architecture of such array and equalizer, two adaptive algorithms (RLS and NLMS) description and simulation results, confirming the efficiency of the solution in a circular array, are presented.

Key words: adaptive array, RLS algorithm, NLMS-algorithm, pilot signal, circular array.

Ключевые слова: адаптивная антенная решетка, RLS-алгоритм, NLMS-алгоритм, пилот-сигнал, кольцевая решетка.

Введение

Сегодня адаптивная обработка сигналов [1-3] широко используется в оборудовании систем радиосвязи в части антенных решеток [4-9] и эквалайзеров характеристик каналов связи [10, 11]. Технология адаптивных антенных решеток (ААР) состоялась во многом, благодаря технологии цифровых антенных решеток (ЦАР) [12, 13], которая обеспечивает возможность доступа к сигналам каналов решетки, как это требуется в адаптивных фильтрах. В основе работы ААР могут находиться различные критерии [4-9], среди которых в системах связи широкое распространение получил критерий минимума среднеквадратичного отклонения между тренировочным (пилот) и выходным сигналами решетки.

Пилот-сигнал является частью передаваемой последовательности данных. При его использовании адаптация (подавление помех) приемной антенной решеткой обычно осуществляется на участках периодически повторяемых пилот-сигналов при использовании в качестве требуемого сигнала таких же пилот-сигналов, генерируемых на приемной стороне. Адаптация также может продолжаться и на участках приема собственно данных при использовании в качестве требуемого сигнала декодированных символов на выходе антенной решетки в предположении что на длительности участков пилот-сигналов антенная решетка полностью подавляет сигналы источников внешних помех.

Такое решение хорошо подавляет помехи в выходном сигнале решетки, а также позволяет одновременно настроиться на источник полезного сигнала (сформировать основной луч диаграммы направленности (ДН) в направлении на этот источник) при условии отсутствия многолучевого распространения полезного сигнала.

Рассматривается совместное использование адаптивной антенной решетки и эквалайзера с обратной связью для приема сигналов в условиях наличия источников направленных помех и многолучевости. Приводятся архитектура такой антенной решетки и эквалайзера, математические процедуры двух алгоритмов адаптации (RLS и NLMS) а также результаты моделирования, подтверждающие работоспособность и эффективность предлагаемого решения на примере кольцевой антенной решетки.

Однако это решение работает плохо при многолучевом распространении полезного сигнала. В этом случае ААР не может полностью минимизировать ошибку между ее требуемым и выходным сигналами. В результате этого в выходном сигнале ААР присутствуют и сигналы отраженных лучей, т.е. межсимвольная интерференция, и не полностью подавленные сигналы источников помех.

Эквалайзер, который должен обеспечивать подавление межсимвольной интерференции, будучи подключенным к выходу такой решетки, также работает плохо, т.к. на его входе присутствуют не полностью подавленные сигналы от источников помех, уровень которых может существенно превышать уровень шума канала связи, на работу в условиях которого обычно рассчитывается эквалайзер.

В связи с вышесказанным, решению данной проблемы, а именно совместной работы антенной решетки и эквалайзера в условиях помех и многолучевости, посвящено ряд работ [14-21]. Основным недостатком этих работ является то, что антенная решетка, содержащая по одному весовому коэффициенту в каждом канале, и эквалайзер работают как независимые адаптивные устройства. Поэтому, работают ли решетка и эквалайзер последовательно во времени или одновременно по одному и тому же пилот-сигналу, такая комбинация независимых адаптивных устройств хоть и улучшает функционирование системы связи, но не достигает тех показателей, которые можно получить, включив прямую ветвь адаптивного эквалайзера (Feed-Forward, FF) распределено в каж-

дый канал ААР, т.е. используя его весовые коэффициенты в качестве весовых коэффициентов ААР.

В настоящей работе приводится архитектура и алгоритмы функционирования ААР, представляющей собой распределённый по каналам решетки ветвь FF эквалайзера, к выходу которой подсоединена обратная ветвь эквалайзера (Feed-Backward, FB). В работе представлены примеры адаптивного рекурсивного алгоритма по критерию наименьших квадратов (Recursive Least Squares, RLS) и алгоритма по критерию наименьшего квадрата (Normalized Least Mean Square, NLMS), реализующих распределённый по антенной решетке FF эквалайзер и FB эквалайзер, которые работают на символической скорости (Symbol-Spaced, SS) как единое адаптивное устройство. Данное решение может быть легко модифицировано на случай т.н. дробной задержки (Fractionally-Spaced, FS), в котором FF-часть эквалайзера работает на скорости, кратной символической скорости, а FB-часть – на символической скорости. В работе также приводятся результаты моделирования (с использованием RLS-алгоритма), которые подтверждают работоспособность и демонстрируют эффективность предложенного решения.

Архитектура адаптивной решетки и эквалайзера как единого адаптивного устройства

Архитектура предлагаемого устройства представлена на рис. 1. Антенная решетка может содержать произвольное число антенн M , иметь произвольную геометрическую конфигурацию, от которой зависит амплитудно-фазовые соотношения в принимаемых решёткой сигналах $x_m(t)$ [22]. Эти сигналы образуют вектор непрерывных по времени t сигналов

$$\mathbf{x}_M(t) = [x_1(t), x_2(t), \dots, x_m(t), \dots, x_M(t)]^T, \quad (1)$$

которые преобразуются на нулевую промежуточную частоту с помощью стандартного цифрового приемника в каждом канале решетки, содержащего радиоприемник (на рис. 1 обозначен как «Приемник»); преобразователь частоты (ПЧ) на нулевую промежуточную частоту; фильтр с амплитудно-частотной характеристикой «корень квадратный с приподнятого косинуса» (Root-Raised-Cosine, RRC) и дециматор принятых отсчетов сигналов в L раз. Здесь и далее верхний индекс T будет использоваться для обозначения операции транспонирования вектора или матрицы, а верхний индекс H – для обозначения операции эрмитова сопряжения, т.е. транспонирования и комплексного сопряжения, обозначаемого символом $*$, элементов вектора или матрицы. Нижний индекс N в обозначениях векторов и матриц будет указывать на число элементов в векторе или число элементов в квадратной матрице, определяемое как $N \times N$.

Сигналы на выходе дециматоров образуют вектор отсчетов цифровых сигналов

$$\mathbf{x}_M(k) = [x_1(k), x_2(k), \dots, x_m(k), \dots, x_M(k)]^T, \quad (2)$$

которые используются в качестве входных сигналов распределённых по каналам ААР FF эквалайзеров.

В данной работе рассматривается функционирование адаптивного устройства на символической скорости,

поэтому k – это номер отсчета сигналов на символической скорости, и номер принимаемого символа данных.

Векторы весовых коэффициентов антенной решетки и FF части эквалайзера

$$\mathbf{h}_{N_F}^{(m)}(k) = [h_{1,F}^{(m)}(k), h_{2,F}^{(m)}(k), \dots, h_{m,F}^{(m)}(k), \dots, h_{M,F}^{(m)}(k)]^T \quad (3)$$

и векторы сигналов в каналах антенной решетки

$$\mathbf{x}_{N_F}^{(m)}(k) = [x_m(k), x_m(k-1), \dots, x_m(k-n), \dots, x_m(k-N_F+1)]^T, \quad (4)$$

будучи перемноженными и сложеными, образуют выходной сигнал антенной решетки

$$y_F(k) = \sum_{m=1}^M \mathbf{h}_{N_F}^{(m)H}(k-1) \mathbf{x}_{N_F}^{(m)}(k), \quad (5)$$

где N_F – число весовых коэффициентов FF части эквалайзера/антенной решетки.

Сигнал FB части эквалайзера образуется как

$$y_B(k) = \mathbf{h}_{N_B}^H(k-1) \mathbf{x}_{N_B}(k), \quad (6)$$

где N_B – число весовых коэффициентов FB части эквалайзера,

$$\mathbf{x}_{N_B}(k) = [d(k-1), d(k-2), \dots, d(k-n), \dots, d(k-N_B)]^T - \quad (7)$$

вектор сигналов в FB части эквалайзера, а $d(k)$ – требуемый сигнал адаптивной системы, в качестве которой выступает известный пилот-сигнал, вырабатываемый на приемной стороне, или сигнал $\tilde{y}(k)$ с выхода решающего устройства (см. блок «Решение» на рис. 1) в режиме приема данных.

Сумма сигналов

$$y(k) = y_F(k) + y_B(k), \quad (8)$$

образует выходной сигнал единого адаптивного устройства: антенная решетка и FF/FB эквалайзер. Этот сигнал можно представить как выходной сигнал $(M+1)$ -канального адаптивного фильтра

$$y(k) = \mathbf{h}_N^H(k-1) \mathbf{x}_N(k), \quad (9)$$

где

$$\mathbf{h}_N(k) = [\mathbf{h}_{N_F}^{(1)T}(k), \mathbf{h}_{N_F}^{(2)T}(k), \dots, \mathbf{h}_{N_F}^{(m)T}(k), \dots, \mathbf{h}_{N_F}^{(M)T}(k), \mathbf{h}_{N_B}^T(k)]^T, \quad (10)$$

$$\mathbf{x}_N(k) = [\mathbf{x}_{N_F}^{(1)T}(k), \mathbf{x}_{N_F}^{(2)T}(k), \dots, \mathbf{x}_{N_F}^{(m)T}(k), \dots, \mathbf{x}_{N_F}^{(M)T}(k), \mathbf{x}_{N_B}^T(k)]^T, \quad (11)$$

а $N = MN_F + N_B$.

С учетом приведенных обозначений, RLS-алгоритм на основе леммы об обращении матрицы [2] для адаптивного устройства (рис. 1) можно представить как это показано в табл. 1, а NLMS-алгоритм – как это показано в табл. 2. В табл. 1 и табл. 2, λ – это параметр экспоненциального взвешивания обрабатываемых сигналов, δ^{-2} – параметр начальной регуляризации корреляционной матрицы $\mathbf{R}_N(k)$, $\mathbf{0}_N$ – нуль-вектор и \mathbf{I}_N – единичная диагональная матрица, μ – шаг сходимости [2].

Табл. 1 может быть модифицирована на случай дру-

Таблица 1. Адаптивный RLS-алгоритм для архитектуры (рис. 1)

Вычисления	Ссылки
Initialization : $\mathbf{x}_N(0) = \mathbf{0}_N, \mathbf{R}_N^{-1}(0) = \delta^{-2}\mathbf{I}_N, \mathbf{h}_N(0) = \mathbf{0}_N$	(1.0)
For $k = 1, 2, \dots, K$	
For $m = 1, 2, \dots, M$	
$\mathbf{x}_{N_F}^{(m)}(k) \Big _{2:N_F} = \mathbf{x}_{N_F}^{(m)}(k) \Big _{1:N_F-1}$	(1.1)
$\mathbf{x}_{N_F}^{(m)}(k) \Big _1 = x_m(k)$	(1.2)
End for m	
$\mathbf{x}_{N_B}(k) \Big _{2:N_B} = \mathbf{x}_{N_B}(k) \Big _{1:N_B-1}$	(1.3)
$\mathbf{x}_{N_B}(k) \Big _1 = d(k-1)$	(1.4)
$\mathbf{x}_N(k) = \left[\mathbf{x}_{N_F}^{(1)T}(k), \mathbf{x}_{N_F}^{(2)T}(k), \dots, \mathbf{x}_{N_F}^{(m)T}(k), \dots, \mathbf{x}_{N_F}^{(M)T}(k), \mathbf{x}_{N_B}^T(k) \right]^T$	(1.5)
$\mathbf{g}_N(k) = \frac{\mathbf{R}_N^{-1}(k-1)\mathbf{x}_N(k)}{\lambda + \mathbf{x}_N^H(k)\mathbf{R}_N^{-1}(k-1)\mathbf{x}_N(k)}$	(1.6)
$\mathbf{R}_N^{-1}(k) = \lambda^{-1} \left[\mathbf{R}_N^{-1}(k-1) - \mathbf{g}_N(k)\mathbf{x}_N^H(k)\mathbf{R}_N^{-1}(k-1) \right]$	(1.7)
$y(k) = \mathbf{h}_N^H(k-1)\mathbf{x}_N(k)$	(1.8)
$\alpha(k) = d(k) - y(k)$	(1.9)
$\mathbf{h}_N(k) = \mathbf{h}_N(k-1) + \mathbf{g}_N(k)\alpha^*(k) =$	(1.10)
$= \left[\mathbf{h}_{N_F}^{(1)T}(k), \mathbf{h}_{N_F}^{(2)T}(k), \dots, \mathbf{h}_{N_F}^{(m)T}(k), \dots, \mathbf{h}_{N_F}^{(M)T}(k), \mathbf{h}_{N_B}^T(k) \right]^T$	
End for k	

Таблица 2. Адаптивный NLMS-алгоритм для архитектуры (рис. 1)

Вычисления	Ссылки
Initialization : $\mathbf{x}_N(0) = \mathbf{0}_N, \mathbf{h}_N(0) = \mathbf{0}_N$	(2.0)
For $k = 1, 2, \dots, K$	
For $m = 1, 2, \dots, M$	
$\mathbf{x}_{N_F}^{(m)}(k) \Big _{2:N_F} = \mathbf{x}_{N_F}^{(m)}(k) \Big _{1:N_F-1}$	(2.1)
$\mathbf{x}_{N_F}^{(m)}(k) \Big _1 = x_m(k)$	(2.2)
End for m	
$\mathbf{x}_{N_B}(k) \Big _{2:N_B} = \mathbf{x}_{N_B}(k) \Big _{1:N_B-1}$	(2.3)
$\mathbf{x}_{N_B}(k) \Big _1 = d(k-1)$	(2.4)
$\mathbf{x}_N(k) = \left[\mathbf{x}_{N_F}^{(1)T}(k), \mathbf{x}_{N_F}^{(2)T}(k), \dots, \mathbf{x}_{N_F}^{(m)T}(k), \dots, \mathbf{x}_{N_F}^{(M)T}(k), \mathbf{x}_{N_B}^T(k) \right]^T$	(2.5)
$y(k) = \mathbf{h}_N^H(k-1)\mathbf{x}_N(k)$	(2.6)
$\alpha(k) = d(k) - y(k)$	(2.7)
$\mathbf{h}_N(k) = \mathbf{h}_N(k-1) + \frac{\mu}{\mathbf{x}_N^H(k)\mathbf{x}_N(k) + \delta^2} \alpha^*(k) =$	(2.8)
$= \left[\mathbf{h}_{N_F}^{(1)T}(k), \mathbf{h}_{N_F}^{(2)T}(k), \dots, \mathbf{h}_{N_F}^{(m)T}(k), \dots, \mathbf{h}_{N_F}^{(M)T}(k), \mathbf{h}_{N_B}^T(k) \right]^T$	
End for k	

гих многоканальных RLS-алгоритмов адаптивной фильтрации [2], включая их быстрые версии, а табл. 2 – на случай других алгоритмов на основе градиентного

спуска. Обе таблицы также легко модифицируются на случай использования дробной задержки в части FF эквалайзеров.

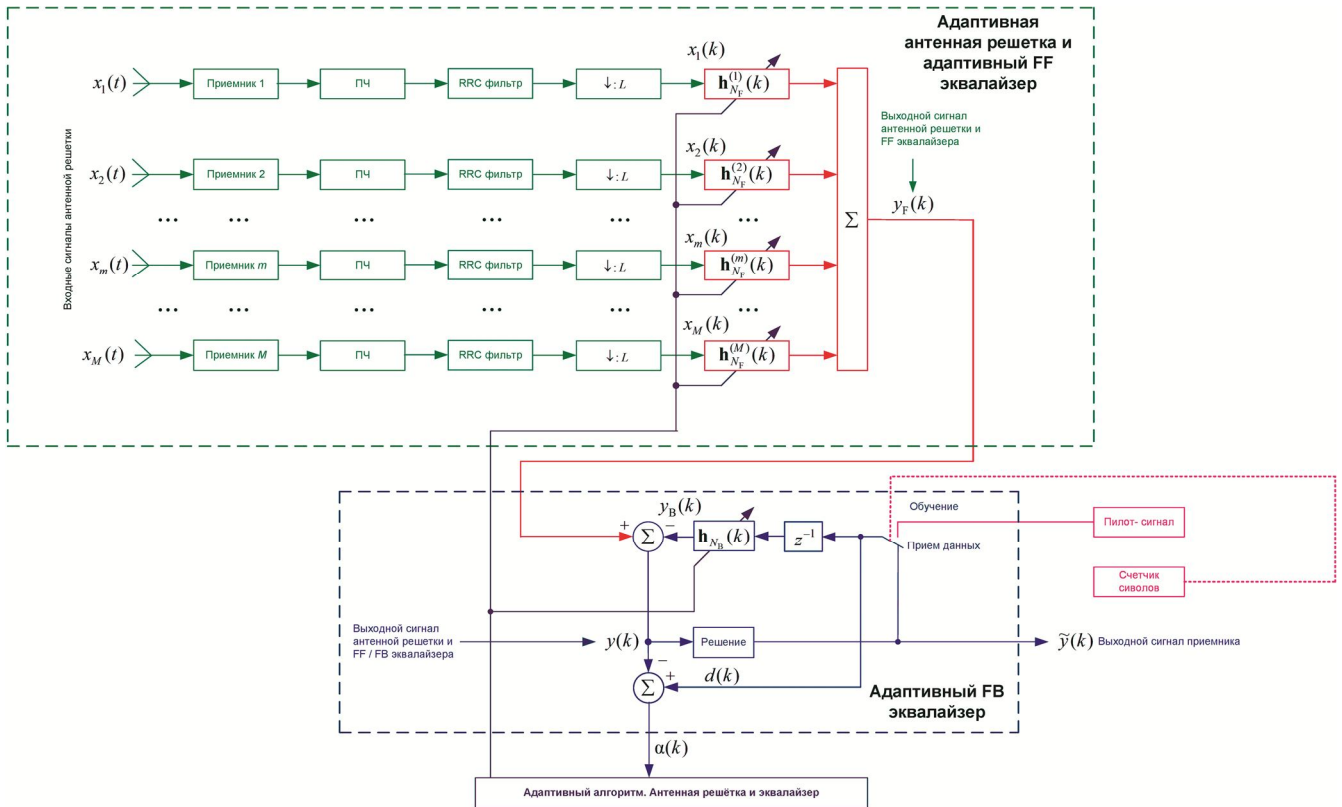


Рис. 1. Архитектура ЦАП и FF/FB эквалайзера как единого адаптивного устройства

Результаты моделирования

Ниже приводятся результаты моделирования, подтверждающие работоспособность и эффективность решения (рис. 1 и табл. 1) на примере 3-х элементной ($M = 3$) кольцевой антенной решетки (рис. 2).

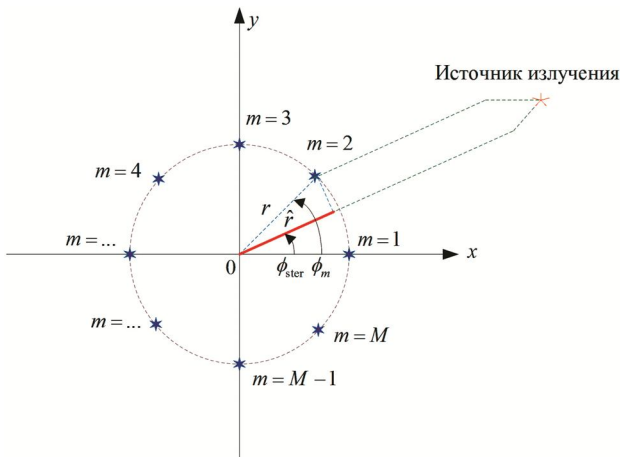


Рис. 2. Геометрия кольцевой решетки

Кольцевые антенные решетки [23] обычно используются для приема сигналов в азимутальной плоскости в пределах $0 \dots 360^{\circ}$, характеризуются постоянной шириной диаграммы направленности (ДН), а потому находят широкое применение в системах современной связи. Из рис. 2 следует, что пространственный набег фаз в m -й антенне (на рисунке показан пример для 2-й антенны) относительно геометрического центра решетки определяется как

$$\psi_m = \frac{2\pi}{\lambda} \hat{r} = \frac{2\pi}{\lambda} r \cdot \cos(\phi_m - \phi_{ster}) \quad (12)$$

где λ – длина волны несущего колебания; r – радиус

решетки; ϕ_m – полярный угол (азимут), определяющий положение m -й антенны; а ϕ_{ster} – полярный угол, определяющий направление на источник сигнала.

Формула (12) используются при расчете значений фаз, устанавливаемых с помощью фазовращателей в каналах антенной решетки, которые компенсируют фазовые набег (12) как

$$\varphi_m = -\psi_m, \quad (13)$$

обеспечивая тем самым когерентное (синфазное) сложение волн, принимаемых всеми антеннами с направления ϕ_{ster} .

Ненормированная ДН плоской антенной решетки определяется как

$$F(\phi) = \sum_{m=1}^M e^{j(\psi_m + \varphi_m)}. \quad (14)$$

Работоспособность и эффективность предложенного в статье решения демонстрируется для случая приема сигнала 8-PSK (Phase Shift Keying) в условиях многолучевости (2 провала а амплитудно-частотной характеристике (АЧХ) канала связи), при отношении сигнал-шум (ОСШ) на входах приемников антенной решетки, равном 30 дБ, и наличии двух источников помех с отношением сигнал-помеха, равным 30 дБ по каждой помехе, ориентированных под углами $\theta_{\Pi}^{(1)} = 120^{\circ}$ и $\theta_{\Pi}^{(2)} = -120^{\circ}$ в системе координат, рис. 2. Причем источник первой помехи изначально ориентирован в направлении максимума исходной ДН, а источник полезного сигнала – в направлении $\theta_c = 0^{\circ}$. Канал связи моделируется фильтром с конечной импульсной характеристикой с пятью весовыми коэффициентами. Число весовых коэффициентов $N_F = 6$ и $N_B = 5$. Число символов в пилот-сигнале – 500, чис-

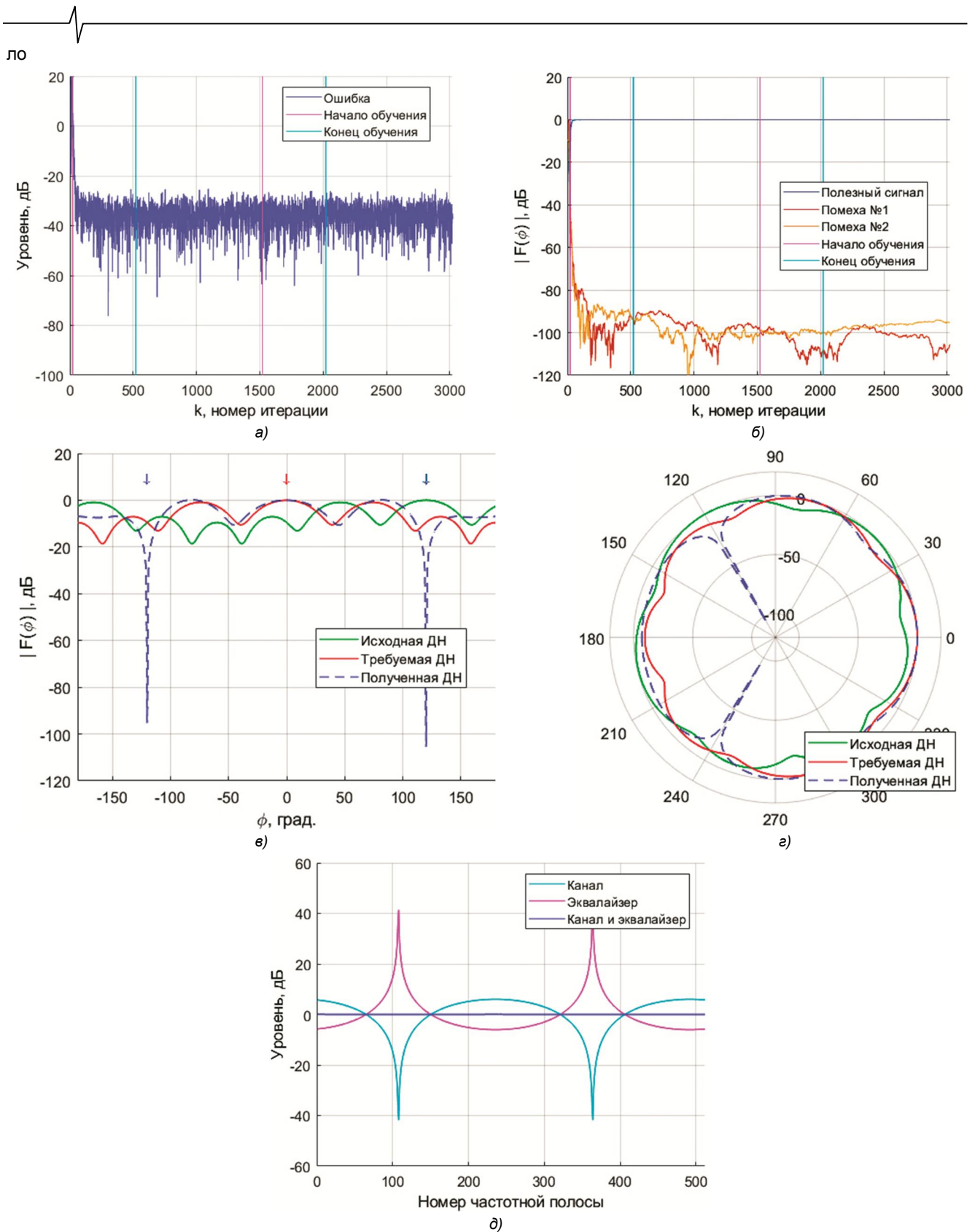


Рис. 3. Результаты моделирования:

- а) – переходный процесс в терминах нормированной ошибки на выходе антенной решетка/эквалайзера;
- б) – переходный процесс в терминах нормированной ДН в направлении источников сигналов;
- в) – ДР антенной решетки в декартовой системе координат; г) – ДР антенной решетки в полярной системе координат;
- д) – АЧХ канала связи, эквалайзера и совместная

символов данных – 1000. Адаптация осуществляется и на участках пилот-сигналов, и в режиме приема данных. Результаты моделирования показаны на рис. 3 для чис-

ла блоков: пилот-данные, равно 2. Результаты моделирования NLMS-алгоритма на представлены, они примерно такие же при условии десятикратного увеличения

длительности пилот-сигнала и соответствующем выборе шага сходимости μ .

Рис. 3 а) показывает, что уровень ошибки на выходе системы антенная решетка и эквалайзер в установившемся состоянии составляет примерно -30 дБ, что, разумеется, ограничивается входным ОСШ = 30 дБ приемника.

Рис. 3 б) показывает, что в установившемся режиме уровень ДН в направлении на источник полезного сигнала равен 0 дБ, а в направлении источников помех – около -100 дБ, что свидетельствует об ориентации в процессе адаптации основного луча ДН на источник полезного сигнала, т.е. перемещении исходного с направления $\theta_{\Pi}^{(1)} = 120^\circ$ в требуемое направление $\theta_c = 0^\circ$, и подавлении сигналов от источников помех в выходном сигнале решетки.

Рис. 3 в) и рис. 3 г) также демонстрируют, что в процессе адаптации максимум ДН решетки с направления

$\theta_{\Pi}^{(1)} = 120^\circ$ (см. зеленую ДН) перемещается в направлении $\theta_c = 0^\circ$ (см. синюю ДН), что свидетельствует об одновременном поиске источника полезного сигнала и подавлении сигналов источников помех (см. провалы в синей ДН). Требуемая ДН без подавления помех, т.е. ориентированная в направлении $\theta_c = 0^\circ$, на рис. 3 в) и рис. 3 г) обозначена красной кривой.

Рис. 3 д) показывает, что решение (рис. 1) выравнивает АЧХ канала связи (см. синюю линию). Качество этого выравнивания в терминах неравномерности совместной АЧХ канала связи и эквалайзера показано на рис. 4, а терминах информационных созвездий – на рис. 5. Очевидно, что с уменьшением ОСШ на входе эквалайзера, качество его работы уменьшается, т.к. наличие шума на входе смещает оптимальное решение адаптивной системы [1-3].

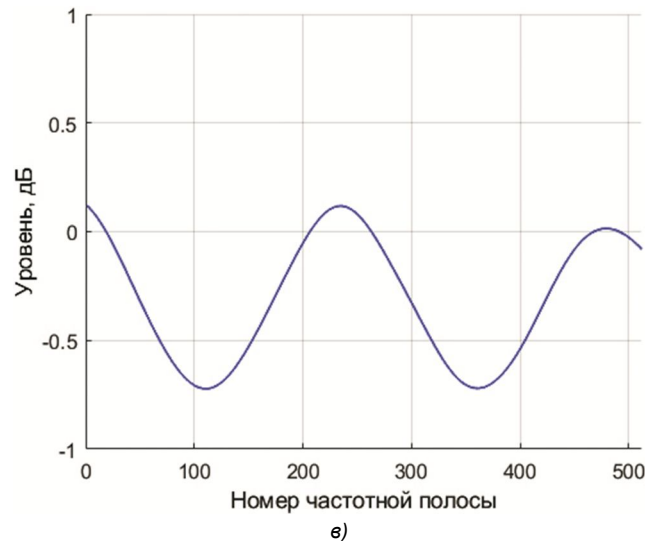
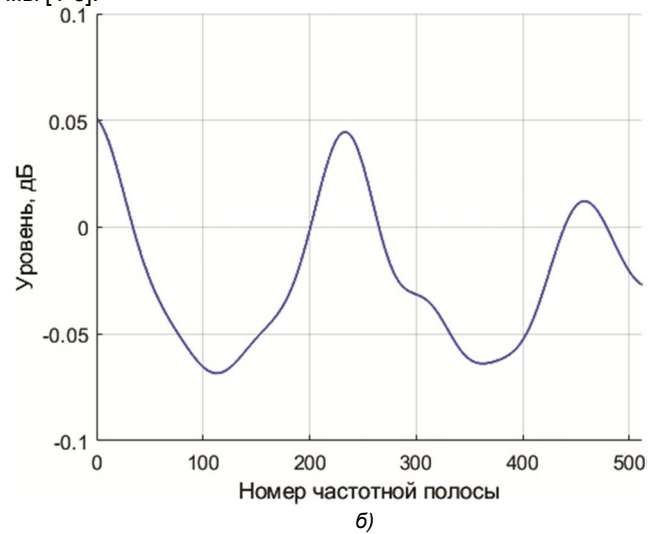
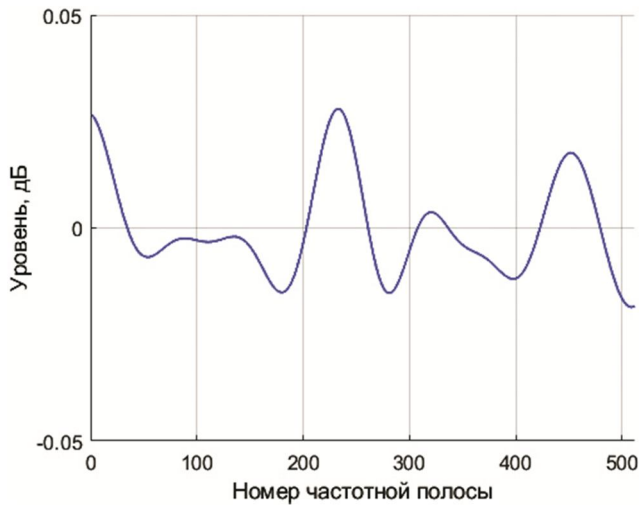


Рис. 4. Результаты моделирования: а) – выровненная АЧХ, ОСШ = 30 дБ; б) – выровненная АЧХ, ОСШ = 20 дБ; в) – выровненная АЧХ, ОСШ = 10 дБ

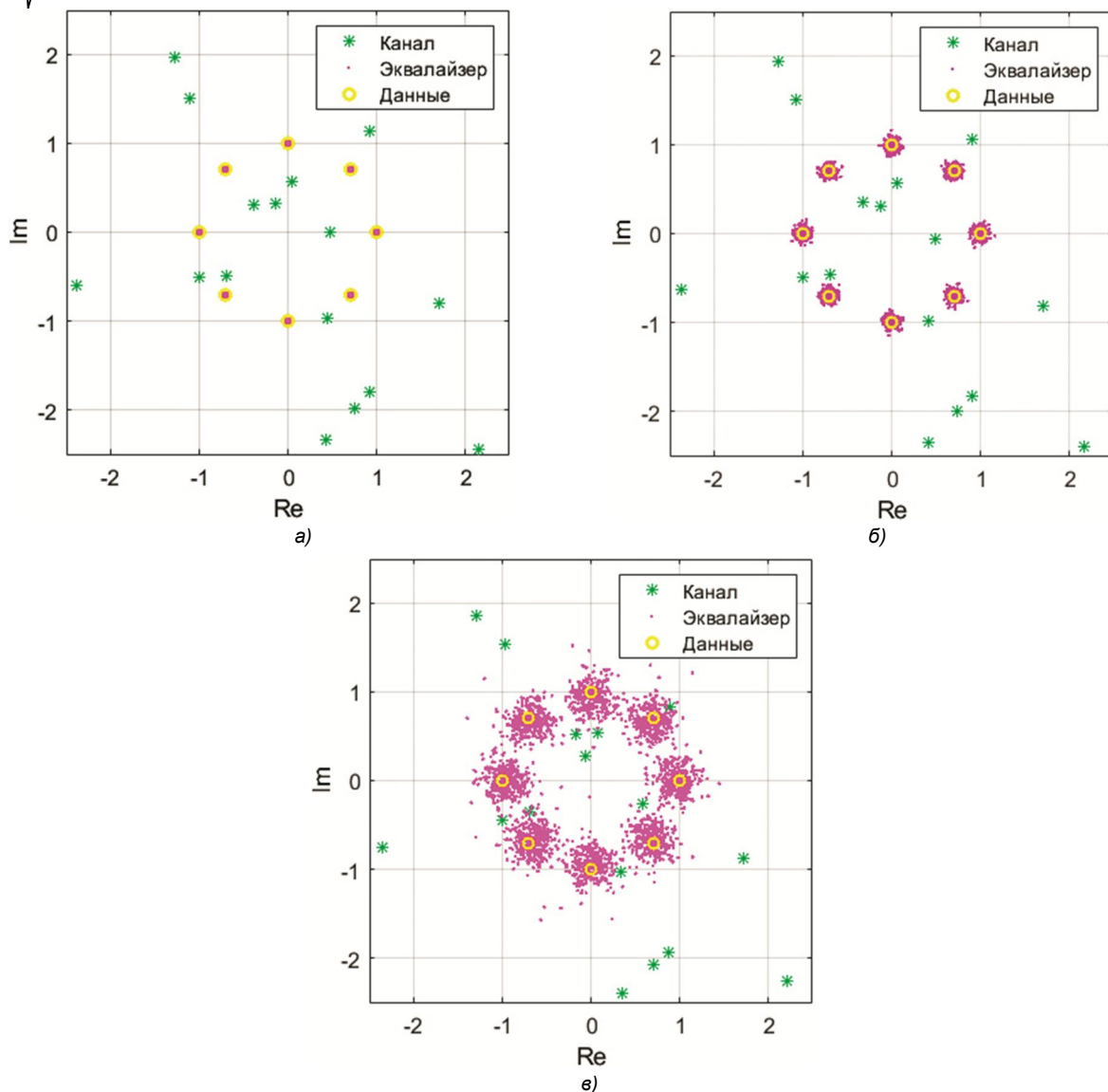


Рис. 5. Результаты моделирования: а) – созвездия при ОСШ = 30 дБ; б) – созвездия при ОСШ = 20 дБ; в) – созвездия при ОСШ = 10 дБ

Заключение

Таким образом, в работе представлено решение на базе адаптивной антенной решетки и распределенного адаптивного эквалайзера, обеспечивающее работоспособность системы связи в условиях внешних помех и многолучевости принимаемого полезного сигнала, а также обеспечивающее поиск источника полезного сигнала без предварительного сканирования по пространству, что уменьшает время вхождения в связь. Эффективность этого решения продемонстрирован путем математического моделирования.

Литература

1. Diniz P.S.R. Adaptive filtering algorithms and practical implementation (4-rd edition). Springer Science + Business Media, 2013. – 652 p.
2. Джиган В.И. Адаптивная фильтрация сигналов. Теория и алгоритмы. М.: Техносфера, 2013. – 528 с.
3. Haykin S. Adaptive filter theory. Fifth edition. Pearson Education Inc., 2014. – 889 p.
4. Hudson J.E. Adaptive array principles. Peregrinus on

behalf of the Institution of Electrical Engineers, 1981. – 253 p.

5. Журавлев А.К., Лукошкин А.П., Поддубный С.С. Обработка сигналов в адаптивных антенных решетках. – Л.: Издательство Ленинградского университета, 1983. – 240 с.
6. Compton R.T. Adaptive antennas. Concepts and performance. Prentice Hall, 1988. – 448 p.
7. Пистолькорс А.А., Литвинов О.С. Введение в теорию адаптивных антенн. М.: Наука, 1991. – 200 с.
8. Allen B., Ghavami M. Adaptive array systems. Fundamentals and applications. John Wiley & Sons Ltd., 2005. 250 p.
9. Monzingo R.A., Haupt R.L. Miller T.W. Introduction to adaptive arrays. (2nd edition). SciTech Publishing, 2011. 510 p.
10. Qureshi S. Adaptive equalization // IEEE Communications Magazine. 1982. Vol. 20. № 2. – P. 9-16.
11. Qureshi S. Adaptive equalization // Proceedings of the IEEE. 1985. Vol. 73. № 9. – P. 1349-1387.
12. Litva J., Lo T.K.-Y. Digital beamforming in wireless communications. Artech House., 1996. – 301 p.
13. Григорьев Л.Н. Цифровое формирование диаграммы направленности в фазированных антенных решетках. – М: Радиотехника. – 144 с.

14. Lindskog E., Ahlen A., Sternad M. Combined spatial and temporal equalization using an adaptive antenna array and a decision feedback equalization scheme // Proceedings of the IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing. Dertoit, USA, 2. 12 May, 1995. Vol. 2. Pp. 1189-1192.

15. Perahia E., Pottie G.J. Adaptive antenna arrays and equalization for indoor digital radio // Proceedings of the International Conference on Communications. Dallas, USA, 23-27 June 1996. Pp. 592-597.

16. Vaidyanathan C., Buckley K.M. An adaptive decision feedback equalizer antenna array for multiuser CDMA wireless communications // Conference Record of The Thirtieth Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers. Pacific Grove, USA 3-6 November, 1996. Vol. 1. Pp. 340-344.

17. Choy F. Cherniakov M. Combinations of adaptive antennas and adaptive equalizers for mobile communications // IEEE Region 10 Annual Conference. Speech and Image Technologies for Computing and Telecommunications. Brisbane, Australia, 4 December 1997. Pp. 497-500.

18. Lee J.-Y., Samueli H. Adaptive antenna arrays and techniques for high bit-rate QAM receivers // IEEE Journal

on Selected Areas in Communication. 1999. Vol. 17. № 4. Pp. 677-688.

19. Maw-Lin Leou M.-L., Yeh C.-C., Li H.-J. A novel hybrid of adaptive array and equalizer for mobile communications // IEEE Trans. on Vehicular Technolog. 2000. Vol. 49. № 1. Pp. 1-10.

20. Ichikawa Y, Tomitsuka K., Obote S., Kagoshima K. Computational complexity reduced MMSE adaptive array antenna with space-temporal joint equalization // Proceedings of the IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium. 2001 Digest. Held in conjunction with: USNC/URSI National Radio Science Meeting. Boston, USA, 8-13 July 2001. Vol. 4. Pp. 30-33.

21. Preisig J. Challenges and analysis of adaptive multi-channel equalization for large-N arrays // Proceedings of the 49th Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers. 2015. Pacific Grove, USA, 8-11 Nov. 2015. Pp. 239-243.

22. Плетнева И.Д., Джиган В.И. Моделирование обработки сигналов в цифровых антенных решетках // Исследования в области цифровых систем связи (Межвузовский сборник). М.: Изд. МИЭТ, 2007. – С. 36-43.

23. Бененсон Л.С., Журавлев В.А., Попов С.В., Постнов Г.А. Антенные решетки: обзор зарубежных работ. М.: Радио и связь, 1966. – 367 с.

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.

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.



ОЦЕНКА ДОПЛЕРОВСКОГО СМЕЩЕНИЯ ЧАСТОТЫ ОДНОЧАСТОТНОГО ФАЗОМАНИПУЛИРОВАННОГО СИГНАЛА

Егоров В.В., д.т.н., с.н.с., ведущий научный сотрудник, АО «Российский институт мощного радиостроения», заведующий кафедрой ФГАОУ ВО ГУАП;

Лобов С.А., д.т.н., доцент, первый заместитель генерального директора – технический директор, АО «Российский институт мощного радиостроения», профессор кафедры ФГАОУ ВО ГУАП;

Маслаков М.Л., научный сотрудник, АО «Российский институт мощного радиостроения», e-mail: maslakovml@gmail.com;

Мингалев А.Н., к.т.н., начальник лаборатории, АО «Российский институт мощного радиостроения», доцент кафедры ФГАОУ ВО ГУАП, e-mail: ming@list.ru.

DOPPLER FREQUENCY SHIFT ESTIMATION OF SINGLE-TONE PHASE-SHIFT-KEYING SIGNAL

Egorov V.V., Lobov S.A., Maslakov M.L., Mingalev A.N.

The problem of Doppler signal carrier frequency shift estimation is considered in this article. The estimation is based on the phase difference of the information single-tone signal with phase-shift-keying modulation. Herewith, the information sequence is unknown. The description of the method and its modification are given. The results of numerical simulation are presented.

Key words: Doppler shift, estimation, phase, phase-shift-keying.

Ключевые слова: доплеровское смещение, оценка, фаза, фазовая манипуляция.

Введение

При функционировании подвижных систем радиосвязи, в случаях, когда один или оба абонента находятся в движении, происходит доплеровское смещение частоты [1]. Кроме того, доплеровское смещение частоты может быть вызвано движением отражающей радиосигнал поверхности (например, для коротковолновой радиосвязи характерно изменение высоты слоя ионосферы [2]), а также возможным расхождением частот опорных генераторов в передающем и/или приемном устройствах. Наличие доплеровского смещения частоты приводит к значительному снижению помехоустойчивости систем передачи данных.

Для повышения эффективности современных систем радиосвязи, необходимо постоянно знать условия распространения между передающей и приемной сторонами на заданной частоте в конкретный момент времени. Для этого осуществляют тестирование (зондирование) канала, с целью получения оценок параметров канала, таких как отношение сигнал/шум (ОСШ), наличие многолучевости, доплеровское смещение частоты и другие. Для такого тестирования в подавляющем большинстве систем используют различные тестовые сигналы.

Задача оценки доплеровского смещения частоты имеет место практически во всех системах радиосвязи и радиолокации, и особенно актуальна в авиационных и спутниковых системах связи [3, 4], а также в системах позиционирования [5].

Для оценки несущей частоты, а также значения доплеровского смещения частоты принимаемого сигнала часто используют гармонический синусоидальный сигнал. В этом случае для оценки частоты применяют раз-

Рассмотрена задача оценки доплеровского смещения несущей частоты сигнала. Оценка осуществляется на основе разности фаз информационного одночастотного сигнала с фазовой манипуляцией. При этом информационная последовательность неизвестна. Приведены описание метода и его модификация. Представлены результаты численного моделирования.

личные методы, в частности: метод наименьших квадратов [6], линейного предсказания [6], максимального правдоподобия [6, 7], сравнения [8] и другие.

Однако частая передача синусоидального сигнала приводит к снижению информационной скорости передачи данных. Поэтому в современных системах связи часто осуществляют оценку доплеровского смещения частоты как по модулированным тестовым сигналам [9-12], используемых для оценки импульсной характеристики канала и ОСШ, так и по информационным модулированным сигналам [13, 14]. Большинство этих способов основано на сдвиге опорного генератора, корреляционной обработке или обработке спектра.

В данной работе авторами предложен метод оценки доплеровского смещения частоты по информационным одночастотным фазоманипулированным сигналам на основе значений фаз символов.

Метод оценки доплеровского смещения на основе разности фаз

Передаваемый информационный одночастотный фазоманипулированный сигнал представляет собой

$$s(t, f_0) = s(t) = \sum_{n=0}^{N-1} A \cos(2\pi f_0 t + \phi_n) p(t - nT_{sym}), t \in [0; NT_{sym}], \quad (1)$$

где N – количество передаваемых символов, A – амплитуда передаваемого сигнала, f_0 – несущая частота пе-

редаваемого сигнала, $\varphi_n, n = 0 \dots N-1$ – фазы передаваемых символов, T_{sym} – длительность символа, $p(t)$ – импульсная функция

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

В данной работе рассмотрим случай двухпозиционной фазовой манипуляции (ФМ-2, или BPSK – Binary Phase-Shift-Keying). Значения фаз символов $\varphi_n = 0; \pi$, $n = 0 \dots N-1$ и соответствуют значениям бит $\{0; 1\}$.

При приеме сигнала (1) имеем

$$\hat{s}(t) = s(t, f) + \zeta(t), \quad (3)$$

где f – несущая частота принятого сигнала, $\zeta(t)$ – аддитивный белый гауссовский шум.

При этом

$$f = f_0 + f_d, \quad (4)$$

где f_d – значение доплеровского сдвига частоты.

Рассмотрим подробно значения фаз принимаемого информационного сигнала. Фазу каждого принятого символа можно представить в форме:

$$\Phi_n = \varphi_n + \psi + n2\pi f_d T_{sym} + \xi_n, \quad (5)$$

где ψ – постоянное смещение фазы, ξ_n – ошибка вычисления фазы, связанная с аддитивным шумом.

Отметим, что выражение (5) имеет место как в случае абсолютной (когерентной) ФМ, так и для относительной (дифференциальной) ФМ, а также фазоразностной ФМ любого порядка [15].

Рассмотрим разность фаз двух первых символов:

$$\begin{aligned} \Delta\Phi_{1,0} &= \Phi_1 - \Phi_0 = (\varphi_1 + \psi + 2\pi f_d T_{sym} + \\ &+ \xi_1) - (\varphi_0 + \psi + \xi_0) = \\ &= (\varphi_1 - \varphi_0) + 2\pi f_d T_{sym} + (\xi_1 - \xi_0) = \\ &= \Delta\varphi_{1,0} + 2\pi f_d T_{sym} + (\xi_1 - \xi_0), \end{aligned} \quad (6)$$

аналогично, разность фаз 2-го и 0-го символа

$$\begin{aligned} \Delta\Phi_{2,0} &= \Phi_2 - \Phi_0 = (\varphi_2 + \psi + 2 \times \\ &\times 2\pi f_d T_{sym} + \xi_2) - (\varphi_0 + \psi + \xi_0) = \\ &= (\varphi_2 - \varphi_0) + 4\pi f_d T_{sym} + (\xi_2 - \xi_0) = \\ &= \Delta\varphi_{2,0} + 4\pi f_d T_{sym} + (\xi_2 - \xi_0). \end{aligned} \quad (7)$$

и т.д.

В общем случае имеем выборку

$$\Delta\Phi_{n,0} = \Delta\varphi_{n,0} + n2\pi f_d T_{sym} + (\xi_n - \xi_0), n = 1 \dots N-1. \quad (8)$$

При этом значения $\Delta\varphi_{n,0}$ могут принимать значения $\{0; \pm\pi; 2\pi \equiv 0\}$. Однако, эти значения неизвестны, т.к. передаваемая информация и, соответственно, значения φ_n неизвестны.

Осуществим следующее преобразование:

$$\Delta\Phi'_{n,0} = \frac{\text{atan2}(\sin(2\Delta\Phi_{n,0}), \cos(2\Delta\Phi_{n,0}))}{2}, \quad (9)$$

где $\text{atan2}(y, x)$ – функция вычисления арктангенса от значения y/x на интервале $[-\pi; \pi]$ (см. [16]).

Тогда получим выборку

$$\Delta\Phi'_{n,0} = n2\pi f_d T_{sym} + (\xi_n - \xi_0), n = 1 \dots N-1. \quad (10)$$

В соответствии с методом наименьших квадратов (МНК) задача сводится к минимизации

$$\sum_{n=1}^{N-1} (\Delta\Phi'_{n,0} - n2\pi T_{sym} X)^2 \rightarrow \min, \quad (11)$$

где X – доплеровское смещение частоты.

В результате минимизации функционала (11) получим значение оценки величины доплеровского смещения частоты в форме

$$\hat{f}_d = \frac{\sum_{n=1}^{N-1} n\Delta\Phi'_{n,0}}{2\pi T_{sym} \sum_{n=1}^{N-1} n^2}. \quad (12)$$

Модификация метода

Рассмотрим разность фаз между $n+1$ и n символами ($n+1 \leq N$):

$$\begin{aligned} \Delta\Phi_{n+1,n} &= \Phi_{n+1} - \Phi_n = \\ &= (\varphi_{n+1} + \psi + (n+1) \cdot 2\pi f_d T_{sym} + \xi_{n+1}) - \\ &- (\varphi_n + \psi + n \cdot 2\pi f_d T_{sym} + \xi_n) = \\ &= \Delta\varphi_{n+1,n} + 2\pi f_d T_{sym} + (\xi_{n+1} - \xi_n). \end{aligned} \quad (13)$$

Тогда, осуществив преобразование (9), а также отбросив слагаемые $(\xi_{n+1} - \xi_n)$ в (13) и $(\xi_1 - \xi_0)$ в (6), можно полагать, что

$$\Delta\Phi'_{n+1,n} \equiv \Delta\Phi'_{1,0}. \quad (14)$$

Аналогично, при $k > 1, n+k \leq N-1$, можно полагать

$$\Delta\Phi'_{n+k,n} \equiv \Delta\Phi'_{k,0}. \quad (15)$$

В результате выборка разностей фаз (10) увеличивается в объеме, благодаря чему можно получить средние арифметические значения разностей фаз. Выражение для усредненных значений разностей фаз есть

$$\Delta\Phi''_{n,0} = \frac{1}{K} \sum_{k=0}^{K-1} \Delta\Phi'_{n+k,k}, n = 1 \dots N-1. \quad (16)$$

При этом

$$n + K \leq N-1. \quad (17)$$

Слагаемые вида $(\xi_{n+1} - \xi_n)$ представляют собой разность ошибок вычисления фазы. Очевидно, что дисперсия ошибки вычисления разности фаз для $\Delta\Phi''_{n,0}$ меньше, чем для $\Delta\Phi'_{n,0}$.

В результате функционал (11) преобразуется к виду

$$\sum_{n=1}^{N-1} (\Delta\Phi''_{n,0} - n2\pi T_{sym} X)^2 \rightarrow \min. \quad (18)$$

При этом полагаем, что дисперсии $\xi_n, n = 0 \dots N-1$ одинаковы. Следовательно, дисперсии разности фаз $\Delta\Phi'_{n,0}, n = 0 \dots N-1$ также равны. Однако дисперсии разности фаз $\Delta\Phi''_{n,0}$ отличаются, т.к. максимальные значения K для различных n отличны, что следует из условия (17). Это демонстрируется на рис. 1 при значениях $f_d = 5$ Гц, $T_{sym} = 0,625$ мс и отношении сигнал/шум (ОСШ) 20 дБ.

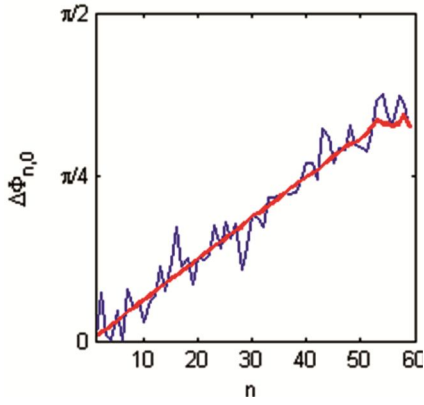


Рис. 1. Зависимости разности фаз от n : $\Delta\Phi''_{n,0}$ (синяя) и $\Delta\Phi''_{n+1,0}$ (красная)

При этом отметим, что для максимально возможного значения K с учетом (17), при вычислении разности фаз (16), следует

$$\sigma_{n,0}^2 \leq \sigma_{n+1,0}^2. \quad (19)$$

Здесь $\sigma_{n,0}^2$ и $\sigma_{n+1,0}^2$ – соответствующие дисперсии для разности фаз $\Delta\Phi''_{n,0}$ и $\Delta\Phi''_{n+1,0}$.

Таким образом, для минимизации ошибки вычисления \hat{f}_d введем $N' < N - 1$ и от (18) перейдем к

$$\sum_{n=1}^{N'} (\Delta\Phi''_{n,0} - n2\pi T_{sym} X)^2 \rightarrow \min. \quad (20)$$

При этом существует оптимальное значение N'_{opt} обеспечивающее минимальную дисперсию ошибки \hat{f}_d . Оценка N'_{opt} может быть основана на получении оценок ОСШ (например, методом из [17]), а также оценок дисперсии фазы [18, 19].

В результате оценку величины доплеровского смещения частоты можно получить из выражения

$$\hat{f}_d = \frac{\sum_{n=1}^{N'} n \Delta\Phi''_{n,0}}{2\pi T_{sym} \sum_{n=1}^{N'} n^2}. \quad (21)$$

Некоторые замечания при реализации метода

Рассмотренные методы при реализации в форме (11) или (20) обладают существенным ограничением, связанным с цикличностью фазы. Данный эффект продемонстрирован на рис. 2 при значениях $f_d = 10$ Гц и $T_{sym} = 0,625$ мс.

В результате линейная модель вида $n2\pi T_{sym} X$ оказывается непригодной в рассматриваемом случае при анализе разности фаз более чем 40 информационных символов.

Несмотря на указанное ограничение, реализация в форме (11) или (20) также допустима для оценки доплеровского смещения частоты при осуществлении подстройки по небольшим последовательностям информационных символов. Это имеет место в случаях, когда доплеровское смещение частоты изменяется с течением времени [2], и оценка должна осуществляться на относительно небольшом интервале.

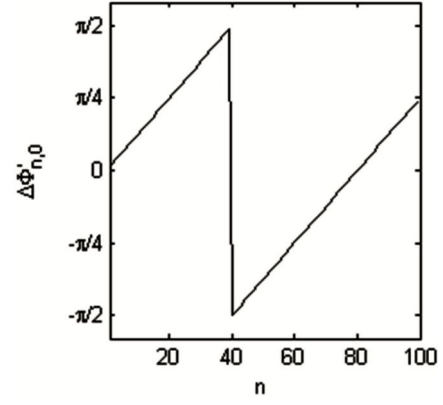


Рис. 2. Зависимость разности фаз $\Delta\Phi'_{n,0}$ от объема анализируемой выборки фаз символов

Рассмотрим варианты реализации предлагаемого метода для оценки доплеровского смещения, в которых снимается указанное ограничение.

Способ 1

Представим разность фаз (8) в виде
$$\Delta\Phi_{n,0} = \bar{\Phi}_n - \bar{\Phi}_0 = \bar{\Phi}_n - \bar{\Phi}_{n-1} + \bar{\Phi}_{n-1} - \bar{\Phi}_{n-2} + \bar{\Phi}_{n-2} - \dots - \bar{\Phi}_1 + \bar{\Phi}_1 - \bar{\Phi}_0, \quad (22)$$
 где $\bar{\Phi}_n, n = 0 \dots N$ – значения фаз при отсутствии модуляции, т.е. при $\varphi_n = 0$.

Сгруппируем разности фаз соседних символов
$$\Delta\bar{\Phi}_{n,0} = \Delta\bar{\Phi}_{n,n-1} + \Delta\bar{\Phi}_{n-1,n-2} + \dots + \Delta\bar{\Phi}_{1,0}, \quad (23)$$
 где $\Delta\bar{\Phi}_{n,n-1} = \bar{\Phi}_n - \bar{\Phi}_{n-1}, n = 1 \dots N - 1$.

Снимем допущение, что $\varphi_n = 0$. При этом с учетом преобразования (9) по аналогии с выражением (23) можно записать

$$\Delta\Phi'_{n,0} = \Delta\Phi'_{n,n-1} + \Delta\Phi'_{n-1,n-2} + \dots + \Delta\Phi'_{1,0}. \quad (24)$$

Распишем (24) подробнее
$$\Delta\Phi'_{n,0} = 2\pi f_d T_{sym} + (\xi_n - \xi_{n-1}) + 2\pi f_d T_{sym} + (\xi_{n-1} - \xi_{n-2}) + \dots + 2\pi f_d T_{sym} + (\xi_1 - \xi_0) = n \cdot 2\pi f_d T_{sym} + (\xi_n - \xi_0). \quad (25)$$

В результате от (24) пришли к выражению (10), с тем отличием, что $|n \cdot 2\pi f_d T_{sym}|$ может принимать значения больше $\pi/2$.

Аналогично можно поступить и для модификации данного метода, после чего воспользоваться выражением (12) или (21) для получения оценки доплеровского смещения частоты \hat{f}_d .

Способ 2

Перейдем от (20) к функционалу следующего вида
$$\sum_{n=1}^{N'} (\sin(\Delta\Phi''_{n,0}) - \sin(n2\pi T_{sym} X))^2 \rightarrow \min. \quad (26)$$

Для удобства сделаем замену $Y = 2\pi T_{sym} X$. Найдем производную (26) и приравняем ее нулю

$$2 \cdot \sum_{n=1}^{N'} (-n \sin(\Delta\Phi''_{n,0}) \cos(nY) + n \sin(nY) \cos(nY)) = 0. \quad (27)$$

В результате получим уравнение вида

$$\sum_{n=1}^{N'} n \sin(\Delta\Phi_{n,0}'') \cos(nY) = \sum_{n=1}^{N'} n \sin(nY) \cos(nY) = \frac{1}{2} \sum_{n=1}^{N'} n \sin(2nY). \quad (28)$$

Аналитическое выражение для нахождения оценки \hat{Y} получить не удастся, однако решение уравнения (28) достаточно легко может быть получено численно [20].

Окончательно получим оценку доплеровского смещения частоты

$$\hat{f}_d = \frac{\hat{Y}}{2\pi T_{sym}}. \quad (29)$$

Численный эксперимент

Численный эксперимент проводился для BPSK сигналов с параметрами: $f_0 = 1800$ Гц; $T_{sym} = 0,625$ мс. Число экспериментов 100000.

На рис. 3 приведены экспериментально полученные распределения оценок \hat{f}_d для предложенного метода оценки доплеровского смещения частоты и для модификации данного метода при заданном значении $f_d = 5$ Гц. Число символов $N = 50$ и 30 , значение ОСШ составляло 20 и 10 дБ. Там же приведены соответствующие зависимости для модифицированного метода оценки доплеровского смещения частоты при выборе оптимального значения $N'_{opt} \leq N$.

плеровского смещения частоты при выборе оптимального значения $N'_{opt} \leq N$.

На рис. 4 представлены зависимости дисперсии оценки доплеровского смещения частоты $\sigma_{f_d}^2$ от ОСШ. Дисперсия вычислялась из выражения

$$\sigma_{f_d}^2 = \frac{1}{L} \sum_{l=1}^L (\hat{f}_d(l) - f_d)^2, \quad (30)$$

где L – количество экспериментов, $\hat{f}_d(l)$ – полученная в l -ом эксперименте оценка значения доплеровского смещения частоты.

Таким образом, точность модифицированного метода при использовании выражения (18) оказывается значительно выше, чем для случая (12).

Наименьшая дисперсия ошибки оценки доплеровского смещения частоты достигается в случае применения модифицированного метода с выбором оптимального значения объема выборки N'_{opt} при применении выражения (21). Однако выбор этого значения является достаточно сложной задачей. Отметим, что оценки \hat{f}_d , близкие к оптимальным, можно получить путем ограничения максимального объема выборки порядка

$$N' \approx \left(\frac{2}{3} \div \frac{3}{4}\right) \cdot N. \quad (31)$$

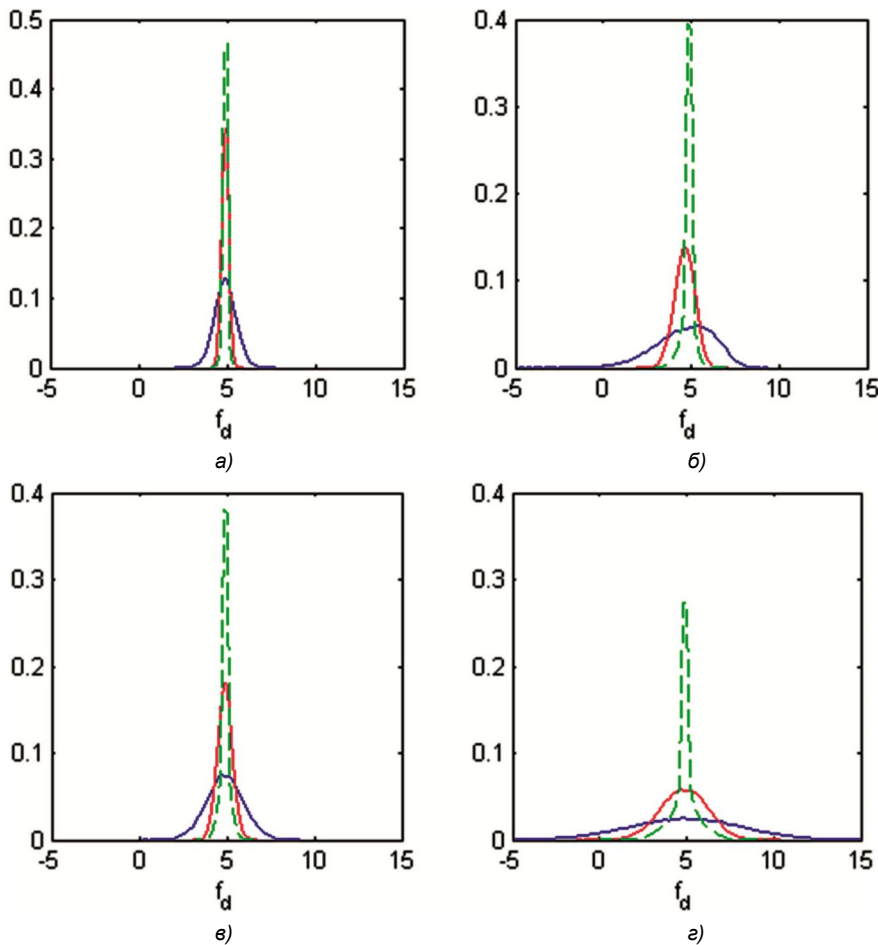


Рис. 3. Распределения оценок \hat{f}_d для предложенного метода (синяя) для модификации данного метода (красная) и для модификации данного метода с выбором N'_{opt} (зеленая) при заданном значении $f_d = 5$ Гц: а – $N = 50$, ОСШ 20 дБ; б – $N = 50$, ОСШ 10 дБ; в – $N = 30$, ОСШ 20 дБ; г – $N = 30$, ОСШ 10 дБ

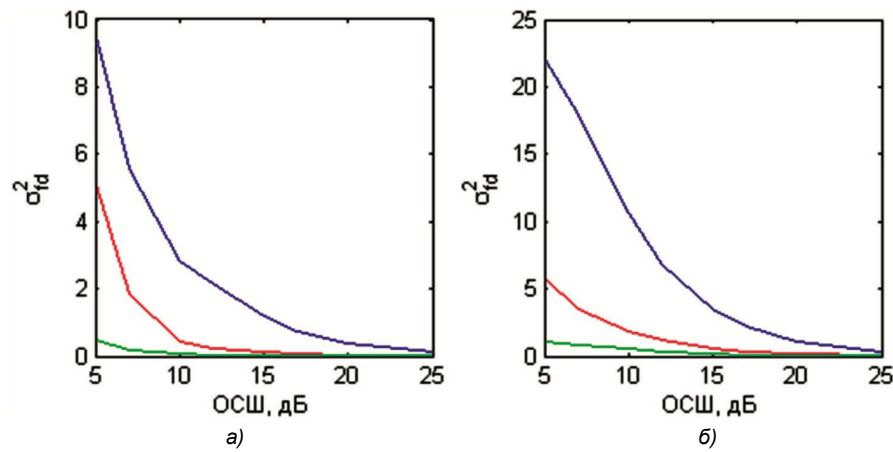


Рис. 4. Зависимости $\sigma_{f_d}^2$ от ОСШ для предложенного метода (синяя), для модификации данного метода (красная) и для модификации данного метода с выбором N'_{opt} (зеленая) при $N = 50$ (а) и $N = 30$ (б)

Для наглядности на рис. 5 приведена зависимость $\sigma_{f_d}^2$ от ОСШ для модифицированного метода оценки доплеровского смещения частоты с выбором N'_{opt} .

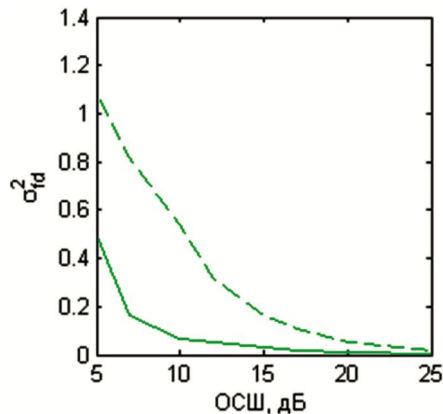


Рис. 5. Зависимости $\sigma_{f_d}^2$ от ОСШ для модифицированного метода оценки доплеровского смещения частоты с выбором N'_{opt} при $N = 50$ (сплошная) и $N = 30$ (штриховая)

Заключение

Предложенный в работе метод позволяет в режиме реального времени производить оценку доплеровского смещения частоты принимаемого сигнала и осуществлять ее подстроку. Особенностью данного метода является отсутствие необходимости посылки специального тестового сигнала. Оценка осуществляется непосредственно по информационному сигналу путем анализа фаз отдельных символов. При этом информационная последовательность бит неизвестна. Также отметим, что для получения оценки требуются относительно небольшие последовательности информационных BPSK символов. Кроме того, в работе предложены способы корректной обработки на фазовой окружности.

Литература

- Zhuang Y., Hua J., Wen H., Meng Y., Meng L. An iterative Doppler shift estimation in vehicular communication systems. 2012 International Workshop on Information and Electronics Engineering (IWIEE). Pp. 4129-4134.
- Johnson E.E., Koski E., Furman W.N., Jorgenson M., Nieto J. Third-Generation and Wideband HF Radio Communications.

Artech House, Inc, Boston, 2013.

- Карпунин Е.О., Мазепа Р.Б., Михайлов В.Ю. Исследование перспективных сигнально-кодовых конструкций на основе FH-OFDM при воздействии Доплеровского сдвига частоты. Научные технологии в космических исследованиях Земли. 2016. Т. 8. № 1. – С. 12-16.
- Liu Q. Doppler measurement and compensation in mobile satellite communications systems. MILCOM 1999. IEEE Military Communications. 31 Oct. 3 Nov., 1999. Pp. 316-320.
- Tirer T., Weiss A.J. High Resolution Localization of Narrowband Radio Emitters Based on Doppler Frequency Shifts. Signal Processing. Vol. 141. 2017.
- Kundu D., Nandi S. Statistical Signal Processing. Frequency Estimation. Springer, 2012. – 132 p.
- Rife D., Boorstyn R. Single tone parameter estimation from discrete-time observations. IEEE Transactions on Information Theory. Vol.20. I. 5. Sep. 1974. Pp. 591-598.
- Белецкая С.Ю., Гнездилов Д.С., Крыжко И.Б., Токарев А.Б. Измерение частоты гармонического сигнала методом сравнения с эталонами. Вестник Воронежского государственного технического университета. Т. 10. № 1. 2014. С. 85-87.
- Hua J., Meng L., Zhao X., Li G., Wang D., You X. A Doppler shift estimator in radio propagations. Radio Science. Vol. 44, no. 4. 2009.
- Chen G., Zhao Z., Nie X., Shi S., Yang G., Su F. Doppler estimating and compensating method based on phase. Journal of Systems Engineering and Electronics V. 20(4). № 8, 2009. – Pp. 681-686.
- Johnson M., Freitag L., Stojanovic M. Improved Doppler tracking and correction for underwater acoustic communications // in Proc. ICASSP '97, Munich, Germany, Apr. 1997, Pp. 575-578.
- Гришин Ю.П., Ипатов В.П., Казаринов Ю.М., Коломенский Ю.А., Ульяничский Ю.Д. Радиотехнические системы: Учеб. Пособие для вузов по спец. «Радиотехника». М.: Радио и связь, 1990.
- Боташев Б.М., Скрипкин А.А. Пат. РФ № 2233452. Способ извлечения информации о доплеровском сдвиге частоты несущей сигнала и устройство для его осуществления. Опубл. 27.07.2004.
- Буренин А.В. Пат. РФ № 2565237. Способ оценки доплеровского смещения несущей частоты сложного сигнала. Опубл. 20.10.2015.
- Окунев Ю.Б. Цифровая передача информации фазоманипулированными сигналами. М.: Радио и связь, 1991.
- Nelson H.F. Beebe. The Mathematical-Function Computation Handbook. – Springer, 2017.
- Егоров В.В., Смаль М.С. Оценка отношения сигнал/шум при использовании сигналов с фазовой модуляцией // Телекоммуникации, № 5, 2013. С. 29-34.
- Мардиа К. Статистический анализ угловых наблюдений. М. Наука, 1978.
- Jammalamadaka S.R., SenGupta A. Topics in Circular Statistics, World Scientific Publishing Co., Singapore, 2001.
- Калиткин Н.Н. Численные методы. М.: Наука, 1978.

УДК 004.934.2+534.784

ДЕТЕКТИРОВАНИЕ РЕЧЕВЫХ НАРУШЕНИЙ У ПАЦИЕНТОВ С БАС НА ОСНОВЕ АНАЛИЗА ГОЛОСОВОГО СИГНАЛА

Вашкевич М.И., к.т.н., доцент кафедры электронных вычислительных средств Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники, e-mail: vashkevich@bsuir.by;

Рушкевич Ю.Н., к.м.н., доцент, ведущий научный сотрудник неврологического отдела РНПЦ Неврологии и нейрохирургии e-mail: rushkevich@tut.by.

DETECTION OF IMPAIRMENT OF SPEECH FUNCTION IN PATIENTS WITH ALS BASED ON ANALYSIS OF VOICE SIGNAL

Vashkevich M.I., Rushkevich Yu.N.

The paper presents an approach to the detection impairment of speech function in patients with amyotrophic lateral sclerosis (ALS) based on acoustic analysis of a voice signal. The aim of the work was to check the suitability of the sustain vowel /a/ phonation test for the automatic detection of patients with ALS. Four groups of acoustic features of a voice signal are considered that are obtained as a result of the analysis of the fundamental frequency (pitch): jitter, shimmer, statistical parameters of pitch and time-frequency parameters of the pitch contour. The experiments showed that the use of the proposed methods of acoustic voice analysis and classification according to the method of k nearest neighbors made it possible to obtain the detection system with accuracy of 95, 7% (sensitivity 91,5 % and specificity of 97,4 %).

Key words: amyotrophic lateral sclerosis, acoustic analysis, jitter, shimmer, classification.

Ключевые слова: боковой амиотрофический склероз, акустический анализ голоса, классификация.

Введение

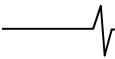
Боковой амиотрофический склероз (БАС) является нейродегенеративным неизлечимым заболеванием, приблизительно 50 % пациентов с БАС умирают в течение 30 месяцев с момента появления симптомов [1]. В настоящий момент не выявлено биомаркеров БАС и диагноз ставится на основании большого числа клинических наблюдений. В среднем на постановку диагноза уходит более года [2]. Использование акустического анализа голоса и речи является перспективным способом совершенствования процесса выявления БАС и мониторинга прогрессирования данного заболевания [3]. Это становится возможным, так как бульбарные моторные изменения (т.е., трудности с речью или глотанием) являются первыми симптомами примерно у 30% лиц с БАС [4], а на более поздних стадиях бульбарные симптомы появляются почти у всех пациентов с БАС. Важно, что атипичные значения акустических параметров голоса были выявлены у больных БАС при помощи теста на протяжное произнесение гласного звука, в то время, как в их разговорной речи не чувствовалось ощутимых изменений [5].

Необходимость разработки средств диагностики голоса и речи пробудила интерес к разработке специальных методов акустического анализа. Одним из важных аспектов современных исследований, связанных с выявлением неврологических заболеваний (таких как болезнь Паркинсона и БАС), является то, что они нацелены на использование смартфонов и планшетов для записи голоса с помощью стандартного микрофона в раз-

Рассмотрен подход к выявлению речевых нарушений у пациентов с боковым амиотрофическим склерозом (БАС) на основе акустического анализа голосового сигнала. Целью работы являлась проверка пригодности речевого задания на протяжное произнесение гласного звука /а/ для автоматического выявления пациентов с БАС. Рассмотрены четыре группы информационных признаков голосового сигнала, получающиеся в результате анализа контура частоты основного тона (ЧОТ): джиттер, шиммер, статистические параметры ЧОТ и частотно-временные параметры ЧОТ. Проведенные эксперименты показали, что использование предложенных методов акустического анализа голоса и классификации по методу k ближайших соседей позволило получить систему детектирования речевых нарушений у пациентов с БАС, обладающую точностью на уровне 95,7 % (при чувствительности 91,5 % и специфичности 97,4 %).

личных домашних условиях [6, 7]. Продвижение в этом направлении может привести к созданию простых в использовании средств для детектирования, отслеживания и телемониторинга заболеваний.

В предыдущих исследованиях для детектирования БАС использовались различные подходы и речевые задания. Одним из общих подходов, стремящихся к решению проблемы дифференциальной диагностики, является классификация типа дизартрии по речевому/голосовому сигналу [8, 9]. Основная трудность этого подход заключается в том, что он требует сбора репрезентативной выборки аннотированных данных для всех типов дизартрии. Более простой подход к обнаружению БАС основан на использовании речевой базы, содержащей патологические и нормальные образцы голоса/речи [4, 7, 10-12]. В ряде исследований обнаружение БАС осуществляется с использованием кинематических датчиков, размещаемых на артикуляционных органах для последующего моделирования артикуляции и изме-



рения просодических элементов, таких как длительность гласных или скорость речи [2, 4, 13-15].

В работе [10] для обнаружения БАС был применен репрезентативный подход машинного обучения с использованием сверточных нейронных сетей. В качестве низкоуровневых признаков использовались энергии субполосных сигналов, полученных в банке фильтров, а также их первые и вторые производные. Наилучшая точность была получена с помощью сверточной нейронной сети, работающей во временной области (чувствительность 71,6 % и специфичность 80,9 %). В работе [7] был проанализирован огромный набор речевых признаков, полученных с помощью программного пакета OpenSmile, наиболее информативными были признаны мелчастотные кепстральные коэффициенты (МЧКК) и признаки, основанные на фильтрации речевого сигнала в модуляционной области (англ. RASTA – RelAtive SpecTral Analysis). Однако классификатор на основе метода опорных векторов с линейным ядром, представленный в [7], имел невысокую точность (79 % для мужчин и 83 % для женщин). В работе [11] для выявления БАС использовался совместный анализ гласных звуков /a/ и /и/, извлеченных из тестового сигнала беглой речи. Классификатор, основанный на линейном дискриминантном анализе, представленный в [11] имел точность 88% (чувствительность 90,5 % и специфичность 84,6 %). Диадохокинетический тест (быстрое повторение слогов) использовался для автоматического обнаружения БАС в работе [4]. Использование параметра фрактального джиттера, предложенного в [4], наряду с МЧКК и артикуляционными признаками позволило получить классификатор на основе экстремального градиентного бустинга (XGBoost) с точностью 90,2 % (чувствительность 94,5 % и специфичность 85,1 %).

Цели исследования:

- 1) проверка пригодности простого теста на протяжное произнесение гласного звука /a/ для обнаружения в голосе признаков БАС;
- 2) проверка различных подходов к решению задачи детектирования речевых нарушений при БАС – метода линейного дискриминантного анализа и метода k ближайших соседей;
- 3) выявления набора наиболее информативных акустических признаков для решения задачи детектирования речевых нарушений при БАС.

Методы детектирования речевых нарушений Амплитудные и частотные пертурбационные параметры голоса

Джиттер – это мера вариативности периода основного тона. Поскольку джиттер оценивает краткосрочную вариацию, она не может быть отнесена к контролируемым (произвольным) изменениям частоты основного тона (ЧОТ). Таким образом, джиттер является показателем стабильности работы фонаторной подсистемы речеобразования. Высокий уровень джиттера возникает в результате нарушения нейромоторной функции [16]. В простейшем случае, джиттер определяется как средняя разница между длительностями последовательных пе-

риодов, деленная на среднее значение периода основного тона.

$$J_{loc} = \frac{\frac{1}{N-1} \sum_{i=2}^N |T_i - T_{i-1}|}{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N |T_i|}, \quad (1)$$

где T_i – длительность i -го периода основного тона, а N – количество периодов основного тона в сигнале.

В более общем случае, для оценки джиттера используют среднюю разницу между текущим значением периода и усредненным значением периода на нескольких смежных циклах. Такая мера называется коэффициентом возмущений периодов (англ. PPQ – period perturbation quotient):

$$J_L = \frac{\frac{1}{N-L+1} \sum_{i=1+(L-1)/2}^{N-(L-1)} \left| T_i - \frac{1}{N} \sum_{n=i-(L-1)/2}^{i+(L-1)/2} T_n \right|}{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N |T_i|}, \quad (2)$$

где L – параметр, определяющий, сколько периодов используется для вычисления «скользящего» среднего. Чаще всего используют значения $L = 3, 5$ и 55 [16, 17].

Шиммер – это мера, характеризующая степень вариативности амплитуды акустической волны во время фонации. В простейшем случае шиммер (S_{loc}) определяется как средняя абсолютная разница между амплитудами последовательных периодов основного тона, деленная на среднюю амплитуду, по аналогии с выражением (1) [16]. Однако, на S_{loc} влияет постепенный равномерный (естественный) спад интенсивности голоса (см. рис. 1).

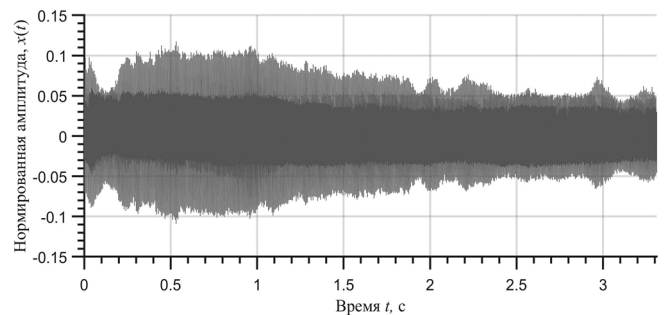


Рис. 1. Пример записи здорового человека с естественным спадом интенсивности голоса. Значение $S_{loc} = 3,3\%$, а коэффициент амплитудных возмущений $S_3 = 1,8\%$

Для устранения эффекта «дрейфа» амплитуды сигнала и с целью получения более точной оценки шиммера обычно измеряют коэффициент амплитудных возмущений (англ. APQ – amplitude perturbation quotient) [16]:

$$S_L = \frac{\frac{1}{N-L+1} \sum_{i=1+\frac{L-1}{2}}^{N-\frac{L-1}{2}} \left| A_i - \frac{1}{L} \sum_{n=i-\frac{L-1}{2}}^{i+\frac{L-1}{2}} A_n \right|}{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N |A_i|}, \quad (3)$$

где A_i – амплитуда i -го периода основного тона, L – параметр, определяющий, сколько периодов используется для вычисления «скользящего» среднего. Чаще всего используют значения $L = 3, 5$ и 55 [16, 17].

Как правило пертурбационные параметры (1)-(3) измеряются в процентах, поскольку абсолютные их значения невелики.

Энтропия периодов основного тона

В работе [18] предложен информационный признак – энтропия периодов основного тона (англ. pitch period entropy), который применялся в задаче классификации голосов пациентов с болезнью Паркинсона. В работе указывалось, что здоровые голоса обладают естественным плавным вибрато или микротремором, которые детектируются при помощи параметра джиттера. Однако, общим симптомом дисфонии при болезни Паркинсона является нарушение способности контролировать стабильность частоты основного тона при протяжной фонации. Поэтому, используя традиционные параметры джиттера, трудно отличить естественные, здоровые вариации периода основного тона от дисфонических вариаций, появляющихся в следствии болезни Паркинсона. Поскольку при БАС также нарушается способность контролировать стабильность частоты основного тона при про-

тяжном произнесении звуков, то в данной работе предлагается также использовать энтропию периодов основного тона в качестве информационного признака.

Вычисление энтропии периодов основного тона (ЭПОТ) основано на следующих наблюдениях. Величина естественной вариации связана со средним значением частоты основного тона: человек, имеющий высокий голос обладает более выраженным вибрато, чем человек с низким голосом (в том случае, если вибрато оценивать по абсолютной частоте в Герцах). Поэтому более подходящим масштабом для оценивания отклонений вариаций в вибрато является перцептуальная логарифмическая (тональная) шкала. Также важно перед тем как оценивать отклонения в вариации вибрато удалить естественные (здоровые) вариации. В работе [18] описаны только общие шаги получения ЭПОТ. Ниже приводится алгоритм, применявшийся в данной работе для вычисления данного параметра.

Шаг 1. Расчет контура частоты основного тона $f_0(m)$ для голосового сигнала $s(n)$ выполняется при помощи алгоритма [19] с шагом по времени в 5 мс.

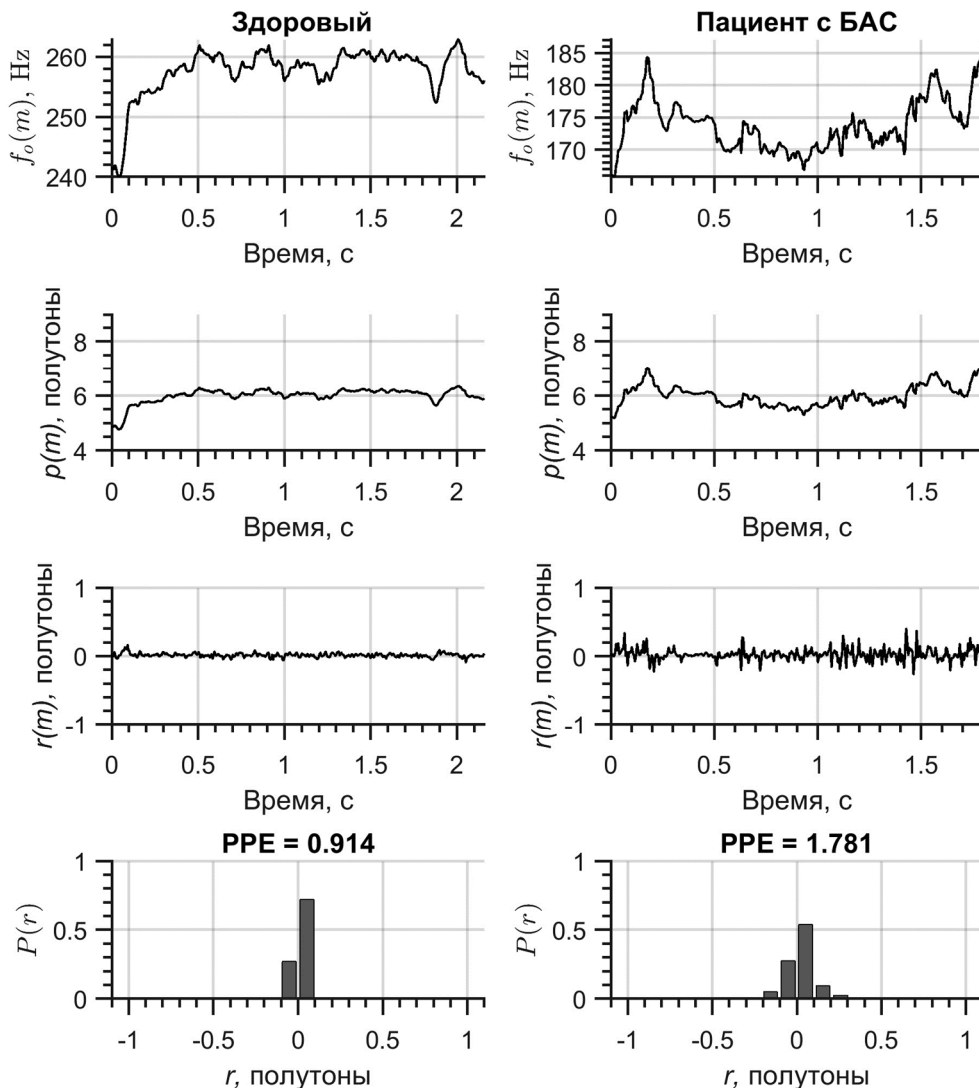
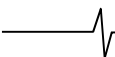


Рис. 2. Процесс вычисления ЭПОТ. Левая панель – здоровый человек; правая панель – пациент с БАС. Обозначения: $f_0(m)$ – контур частоты основного тона в Гц, $p(m)$ – частота основного тона в логарифмической шкале полутонов, $r(m)$ – результат спектрального «отбеливания» $p(m)$, $P(r)$ – дискретная плотность распределения вероятности остаточных периодов основного тона r , PPE – значение параметра ЭПОТ



Шаг 2. Преобразование $f_0(m)$ в логарифмическую шкалу полутонов:

$$p(m) = \ln \frac{f_0(m)}{f_{low}} / \ln \sqrt[12]{2},$$

где f_{low} – нижняя граница октавы, рассчитанной исходя из того, что среднее значение частоты основного тона (μ_{f_0}) находится в середине октавы:

$$f_{low} = \frac{\mu_{f_0}}{\sqrt{2}}.$$

Шаг 3. Применение «отбеливающего» фильтра к сигналу $p(m)$ для удаления естественных вариаций:

$$r(m) = \sum_{i=0}^M a_i p(m-i), \quad a_0 = 1,$$

где a_i – коэффициенты фильтра линейного предсказания [20].

Шаг 4. Расчёт дискретного распределение вероятности появления относительных тоновых (англ. semitone) вариаций $P(r)$, путем расчета нормализованной гистограммы на интервале от -1,5 до 1,5, который разбит на $N = 30$ равных интервалов.

Шаг 5. Расчёт энтропии для дискретного распре-

ления вероятности $P(r)$:

$$PPE = -\sum_{i=1}^N P(r_i) \log P(r_i).$$

Чем больше мера энтропии, тем больше наблюдаемые вариации превышают естественный уровень вариации основного тона в здоровом голосе.

На рис. 2 приведен пример, иллюстрирующий процесс вычисления энтропии периодов основного тона для голоса здорового человека и пациента с БАС.

Анализ вибрато

Вибрато – это быстрое и регулярное колебание ЧОТ, возникающее во время продолжительной стабильной фонации. Непосредственный анализ спектрограмм голосов здоровых людей и больных БАС показал, что существует значительная разница в частоте у данных групп. Оценка степени патологических изменений вибрато основана на наблюдении, что для здоровых голосов вибрато лежит в диапазоне 5-8 Гц [21], в то время как для больных БАС характерно наличие высокочастотных составляющих в диапазоне 9-14 Гц [22]. В данном исследовании мы используем следующий метод оценки индекса патологичности вибрато (англ. PVI – pathology vibrato index) [23]:

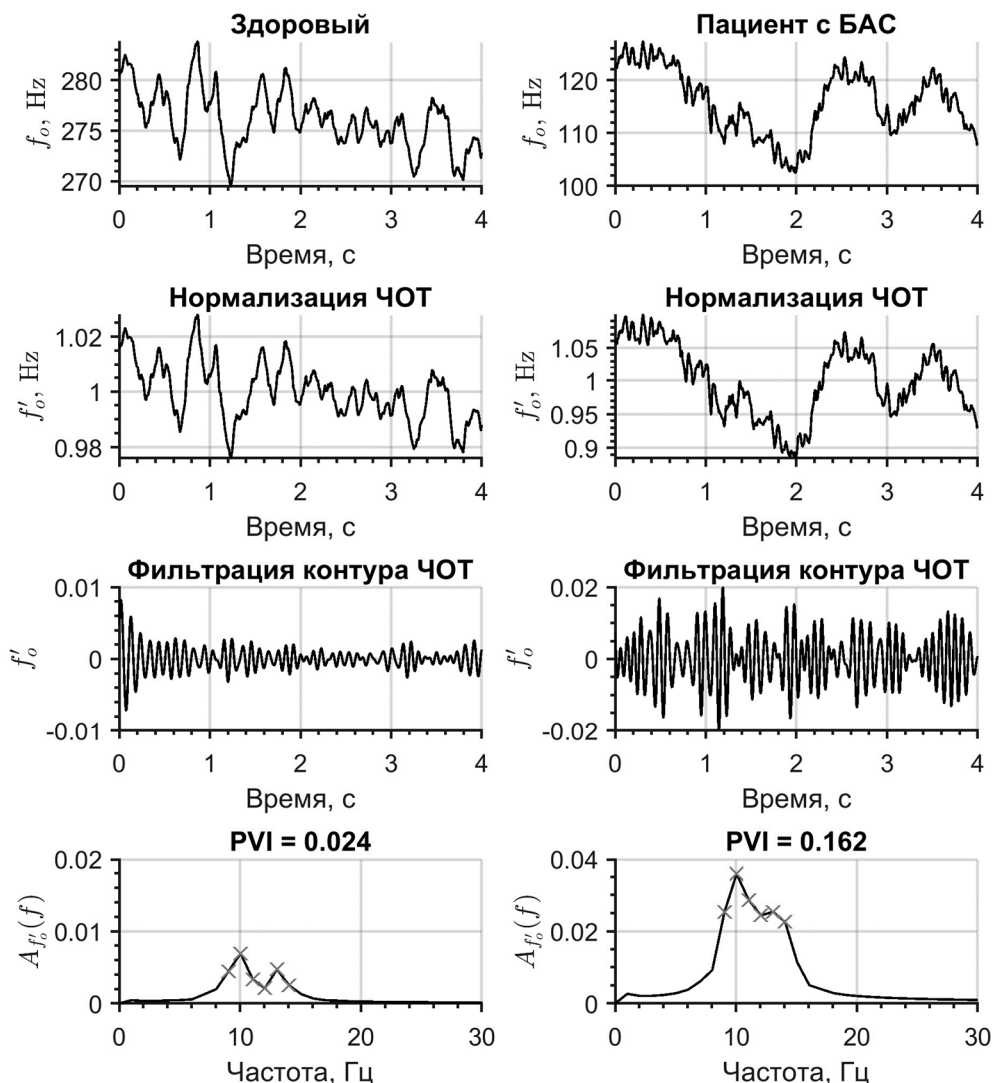


Рис. 3. Процесс вычисления индекса патологичности вибрато. Левая панель – здоровый человек; правая панель – пациент с БАС

Шаг 1. Расчет контура частоты основного тона $f_0(m)$ для голосового сигнала $s(n)$ выполняется при помощи алгоритма [19] с шагом по времени в 5 мс.

Шаг 2. Нормализация контура частоты основного тона:

$$f_0'(m) = \frac{f_0(m)}{\mu_{f_0}},$$

где μ_{f_0} – среднее значение частоты основного тона.

Шаг 3. Фильтрация $f_0'(m)$ с помощью полосового фильтра Баттерворта с полой пропускания [9, 14] Гц для сохранения частот в интересующем диапазоне.

Шаг 4. Оценка амплитудного спектра $A_{f_0}(f)$ методом Уэлча с временным окном в 1 секунду и перекрытием 95 %.

Шаг 5. Вычисление индекса патологичности вибрато:

$$PVI = \sum_{f \in [9,14] \text{ Гц}} A_{f_0}(f).$$

На рис. 3 приведен пример, иллюстрирующий процесс вычисления индекса патологичности вибрато для голоса здорового человека и пациента с БАС.

Дополнительные признаки, получаемые путем анализа ЧОТ

В качестве информационного признака может использоваться параметр среднеквадратичного отклонения частоты основного тона – SD_{f_0} [16].

Также использовался частотный диапазон фонации (англ. PFR – phonatory frequency range), определяемый как

$$PFR = \frac{\log_{10} \frac{\max f_0}{\min f_0}}{\log_{10} 2},$$

который характеризует отношение максимального значения ЧОТ к минимальному во время фонации.

В работе анализировался направленный коэффициент возмущений (англ. DPF – directional perturbation factor) [17]:

$$PDF = \frac{N_{\Delta\pm}}{N} \times 100,$$

где $N_{\Delta\pm}$ – число периодов на которых разница между последовательными циклами основного тона изменяла свой знак.

Классификация голосов

Для различения двух классов нормальных и патологических голосов использовались два распространенных подхода машинного обучения: метод линейного дискриминантного анализа (ЛДА) и метод k -ближайшие соседи (англ. k -NN – k nearest neighbors).

Линейный дискриминантный анализ

Классификационная функция в методе ЛДА имеет следующий вид:

$$f(\mathbf{x}) = \text{sign}(\mathbf{w}^T \cdot \mathbf{x} + b),$$

где \mathbf{w} – вектор, определяющий нормаль к разделяющей гиперплоскости, \mathbf{x} – вектор информационных признаков (вычисленный для аудио-файла с записью голо-

са), b – смещение, $\text{sign}(a)$ – функция возвращающая знак числа a . Если $f(\mathbf{x}) = 1$, то вектор \mathbf{x} относят к классу больных БАС, а при $f(\mathbf{x}) = -1$ к классу здоровых.

Параметр \mathbf{w} ищется путем максимизации критерия Фишера:

$$J(\mathbf{x}) = \frac{(\mu_{\mathbf{w}}^+ - \mu_{\mathbf{w}}^-)^2}{(\sigma_{\mathbf{w}}^+)^2 + (\sigma_{\mathbf{w}}^-)^2},$$

где $\mu_{\mathbf{w}}^+$ и $\mu_{\mathbf{w}}^-$ – средние значения проекций положительных и отрицательных обучающих векторов на вектор \mathbf{w} , а $\sigma_{\mathbf{w}}^+$ и $\sigma_{\mathbf{w}}^-$ – соответствующие среднеквадратичные отклонения. Таким образом, критерий Фишера минимизирует внутриклассовую вариативность и максимизирует межклассовую вариативность. Практическое руководство по вычислению \mathbf{w} и b можно найти в [24].

Классификация методов k ближайших соседей

Идея метода k -NN состоит в назначении вектору \mathbf{x} метки, учитывая k ближайших к нему векторов из обучающей базы. В данной работе использовался следующий подход: для классификации нового вектора находилось K ближайших векторов из положительного класса $\mathbf{x}_{1...K}^+$ и K ближайших векторов из отрицательного класса $\mathbf{x}_{1...K}^-$. Затем использовалась процедура голосового анализа на основе взвешивания расстояний, т.е. чем ближе эталон (т.е. вектор из обучающей базы) к классифицируемому вектору, тем весомее его голос. В данной работе использовалась следующая функция:

$$f(\mathbf{x}) = \text{sign} \left(\sum_{k=1}^K \frac{1}{d(\mathbf{x}, \mathbf{x}_k^+)} + \frac{1}{d(\mathbf{x}, \mathbf{x}_k^-)} \right),$$

где $d(\mathbf{x}, \mathbf{y})$ – представляет собой расстояние Махаланобиса:

$$d(\mathbf{x}, \mathbf{y}) = \sqrt{(\mathbf{x} - \mathbf{y})^T \Sigma^{-1} (\mathbf{x} - \mathbf{y})},$$

где Σ – ковариационная матрица, рассчитанная на обучающем наборе. Необходимость применения расстояния Махаланобиса объясняется тем, что используемые информационные признаки имеют ненулевую корреляцию.

Кросс-проверка

Для оценки качества классификаторов использовался метод перекрестной проверки по K -блокам (англ. K -fold cross-validation), которая заключается в следующем. Исходный набор данных перемешивается случайным образом и разбивается на K блоков. Далее выполняется обучение классификатора, причем один из блоков выступает, как тестовый набор, а оставшиеся $K - 1$ в совокупности составляют обучающий набор. Эта процедура повторяется K раз, так, чтобы каждый блок один раз выступил в роли тестового набора. Метки, присвоенные классификаторами, для тестовых наборов сохраняются и по ним выполняется оценка производительности классификатора [24]. В качестве основных характеристик классификатора вычислялись точность (Acc), чувствительность (Sens), специфичность (Spec) и средняя полнота (R_{ave}). Ниже приводятся выражения для их вычисления:

$$\text{Acc} = \frac{TP + TN}{TP + FP + TN + FN}, \quad \text{Sens} = \frac{TP}{TP + FN},$$

$$\text{Spec} = \frac{TN}{TN + FP}, \quad R_{\text{ave}} = \frac{1}{2}(\text{Sens} + \text{Spec}),$$

где TP, FP, TN, FN – истинно положительные, истинно отрицательные, ложно положительные, ложно отрицательные результаты классификации (под положительным результатом понимают верную постановку диагноза БАС). Точность характеризует частоту правильных решений, выносимых классификатором. Однако данный параметр не дает полного представления о качестве работы классификатора, особенно если в исходном наборе данных классы здоровых голосов и голосов с патологией не сбалансированы. Параметр чувствительности показывает способность классификатора детектировать патологию, если она есть. Специфичность характеризует способность классификатора определять отсутствие патологии, когда она действительно отсутствует. Средняя полнота – показывает общую способность классификатора относить голос к правильному классу.

Результаты исследований

Записи голосов, использованные в данном исследовании, были собраны в Республиканском научно-клиническом центре неврологии и нейрохирургии (Минск, Беларусь). Всего было записано 54 человека, из них 39 здоровых (23 мужчины, 16 женщин) и 15 больных БАС с признаками бульбарных нарушений (6 мужчин, 9 женщин). Средний возраст в здоровой группе составил 41,9 лет (СКО 16,3), а средний возраст в группе БАС – 57,7 лет (СКО 9,0). Всем участникам было предложено произносить протяжный гласный звук /а/ как можно дольше с комфортной высотой и громкостью. Фонация производилась на одном дыхании. Голосовые сигналы записывались с помощью смартфона с гарнитурой (частота дискретизации 44,1 кГц) и сохранялись в виде несжатых 16-битных wav-файлов. Средняя продолжительность записей составила 4,1 с. База голосов и Matlab-функции, используемые для анализа голоса, размещены в общедоступном репозитории¹.

Статистический анализ акустических признаков

Для визуализации параметров голоса в контрольной группе и группе пациентов с БАС были рассчитаны статистические графики нескольких признаков. Для описания распределения применялись диаграммы размаха, которые позволяют увидеть медиану распределения и интервал, в который попадает 25 % и 75 % всех данных, а также максимальное и минимальное значение в выборке; также строился график плотности вероятности, получаемый путем сглаживания с ядром (англ. kernel smoothing).

На рис. 4 представлены статистические графики коэффициента возмущений периодов J_3 и коэффициента амплитудных возмущений S_3 . Хотя по-видимому значения данных параметров в группах здоровых и пациентов с БАС сильно перекрываются, тем не менее данные параметры часто отбирались при автоматическом поиске наилучшего вектора информационных признаков. Это может говорить о том, что, хотя сами по себе эти параметры не позволяют выполнить разделение на больных и здоровых, они могут содержать дополнительную информацию, способную улучшить качество классификации.

На рис. 5 приведены статистические графики направленного коэффициента возмущений и частотного диапазона фокации. В группе больных БАС медианное значение частотного диапазона фокации значительно выше, чем в группе здоровых. Это может объясняться тем, что пациенту с БАС сложнее сохранять стабильность ЧОТ во время фокации, что приводит к кратковременным отклонениям в меньшую или большую сторону от среднего значения ЧОТ.

На рис. 6 приведены статистические графики энтропии периодов основного тона и индекса патологичности вибрато. В группе больных БАС медианное значение энтропии периодов основного тона значительно выше, чем в группе здоровых. Индекс патологичности вибрато показал наилучшую способность к разделению исходной выборки на здоровых и больных.

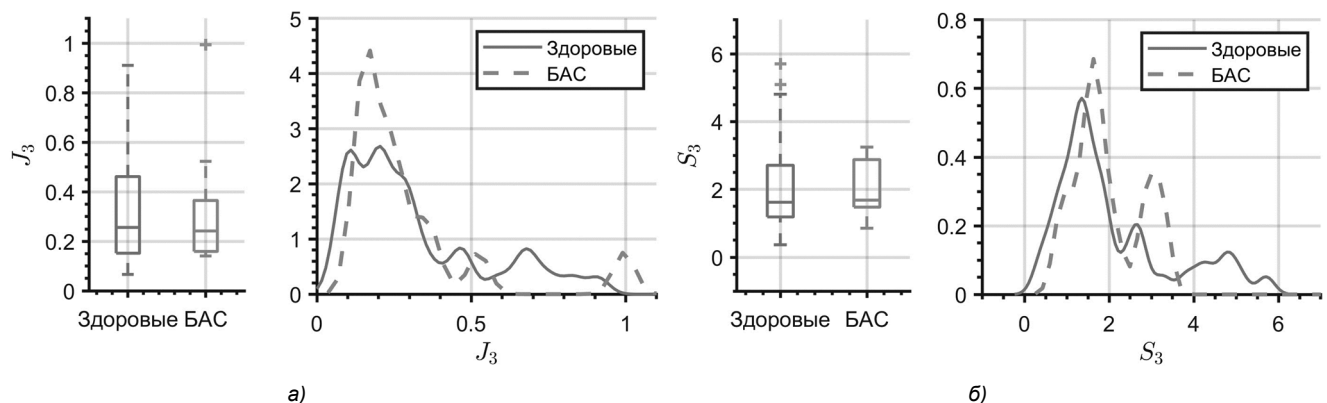


Рис. 4. Диаграмма размаха и плотность вероятности: а) коэффициент возмущения периодов ЧОТ J_3 ;

б) коэффициент амплитудных возмущений S_3

¹ <https://github.com/Mak-Sim/Troparion>

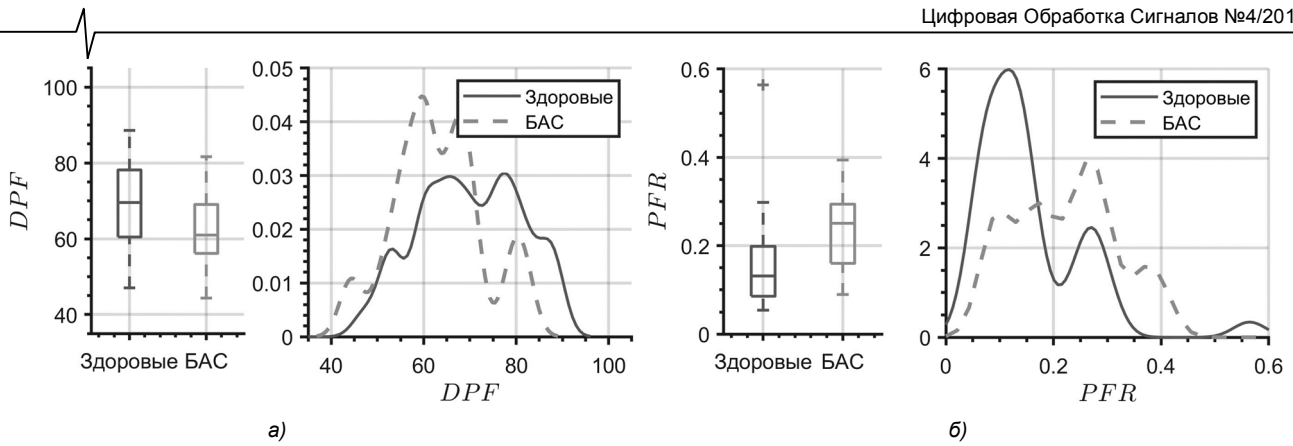


Рис. 5. Диаграмма размаха и плотность вероятности: а) направленный коэффициент возмущений DPF ; б) частотный диапазон фонации PFR

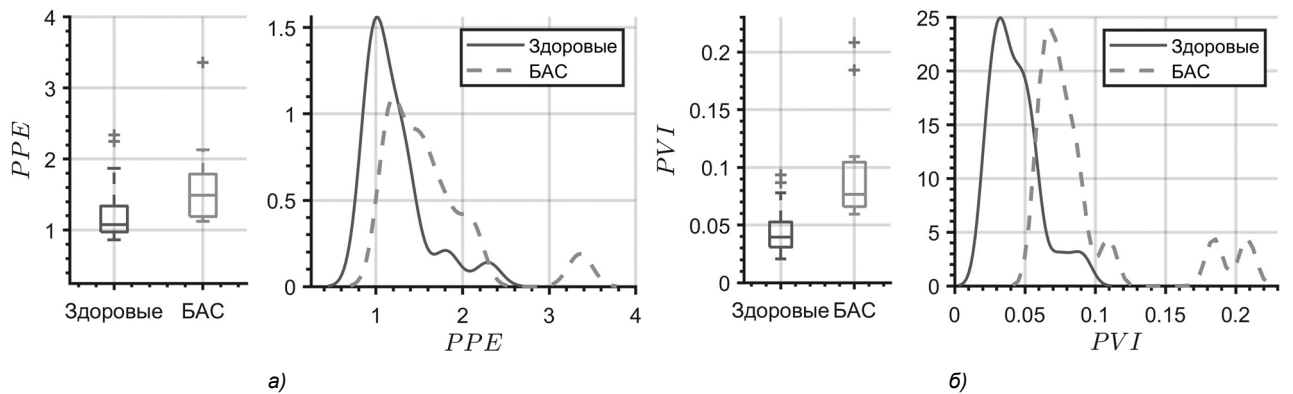


Рис. 6. Диаграмма размаха и плотность вероятности: а) энтропии периодов основного тона PPE ; б) индекса патологичности вибрато PVI

Результаты классификации

Были проведены эксперименты по классификации собранной базы голосов по методу кросс-проверки по K блокам ($K = 6$) с использованием классификатора на основе линейного дискриминантного анализа и метода k ближайших соседей. Вектор информационных признаков состоял из следующих четырнадцати параметров, которые можно разбить на четыре категории:

- джиттеры ($J_{loc}, J_3, J_5, J_{55}$);
- шиммеры ($S_{loc}, S_3, S_5, S_{11}, S_{55}$);
- статистические параметры ЧОТ (SD_{f_0}, PFR);
- параметры, полученные путем анализа контура ЧОТ, т.е. частотно-временные параметры (DPF, PPE, PVI).

Размерность вектора информационных признаков $D = 14$ в решаемой задаче является относительно низкой, что позволило провести полный перебор всех возможных вариантов подмножеств признаков ($2^D - 1$ вариантов), чтобы найти лучший из них.

В табл. 1 приведены результаты классификации с использованием метода ЛДА. Результаты отсортированы по убыванию средней полноты, потому что наша цель получить классификатор, обладающий одновременно высокой специфичностью и чувствительностью. Первые три строчки в таблице соответствуют трем лучшим найденным комбинациям признаков, четвертая строка – лучшая комбинация, состоящая из трех признаков, а пятая строка – лучшая комбинация из двух признаков. Нужно отметить тот факт, что все наборы

признаков, представленные в табл. 1 включают параметр шиммера S_3 и индекс патологичности вибрато (PVI).

В табл. 2 приведены результаты классификации с использованием метода k ближайших соседей, результаты также отсортированы по убыванию средней полноты. Первые три строчки в таблице соответствуют трем лучшим найденным комбинациям признаков, четвертая строка – лучшая комбинация, состоящая из двух признаков. Следует заметить, что, как и в случае с классификатором на основе ЛДА, во всех приведенных комбинациях признаков присутствует параметр PVI , что говорит о его ключевом значении для правильной классификации.

Общей особенностью классификаторов с использованием метода k ближайших соседей является то, что их специфичность значительно превышает чувствительность. В целом, если судить по значению средней полноты, то классификация методом k ближайших соседей более предпочтительна, так как позволяет достигнуть значения $R_{ave} = 94,4\%$ по сравнению с $89,9\%$ в методе ЛДА.

Чтобы объяснить разницу между рассмотренными подходами обратимся к графической интерпретации процесса классификации. На рис. 7 приведены примеры классификации по методу k ближайших соседей и методу ЛДА для случая, когда характеристический вектор признаков состоит из двух компонент. Из рис. 7,б видно, что в методе ЛДА все векторное пространство разбивается на две части, после чего решение о том какому

Таблица 1 – Результаты классификации методом ЛДА

Вектор информационных признаков	Средняя полнота, %	Точность, %	Чувствительность, %	Специфичность, %
$S_{loc} S_3 S_{11} S_{55} PVI$	89,9	91,3±1,9	86,7±1,5	93,1±2,4
$S_{loc} S_3 S_{11} PVI$	89,8	91,0±2,5	87,0±1,4	92,6±3,6
$S_3 S_5 PVI DFP$	89,6	89,7±2,6	89,7±5,0	89,7±2,9
$S_3 S_5 PVI$	89,3	90,2±2,9	87,1±4,8	91,5±3,6
$S_3 PVI$	87,9	86,9±2,4	90,0±4,5	85,8±2,6

Таблица 2 – Результаты классификации методом k ближайших соседей

Вектор информационных признаков	Средняя полнота, %	Точность, %	Чувствительность, %	Специфичность, %
$J_3 PVI PPE$	94,4	95,7±2,5	91,5±3,0	97,4±2,6
$J_5 PFR PVI$	92,1	94,8±1,2	86,0±2,9	98,2±1,2
$J_3 PFR PVI$	91,9	94,5±0,8	86,0±2,0	97,7±0,9
$J_3 PVI$	88,4	91,9±2,1	80,5±5,3	96,2±2,3

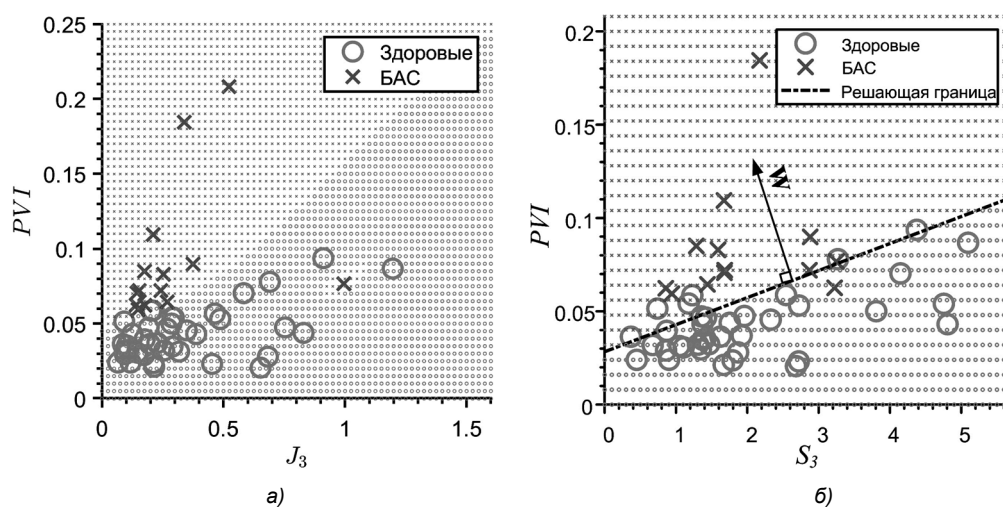


Рис. 7. Пример классификации: а) методом k ближайших соседей; б) методом ЛДА

классу принадлежит вектор новых данных принимается в зависимости от того в какую область он попадает. В случае метода k ближайших соседей решающая граница имеет нелинейный вид, кроме того, количество областей на которые разбивается все векторное пространство может быть больше двух (см. рис. 7,а). Именно данной особенностью (т.е. большей гибкостью) объясняется преимущество метода k ближайших соседей над ЛДА.

Заключение

В исследовании представлен подход к анализу голосового сигнала для обнаружения речевых нарушений при БАС. Рассмотрены два подхода к классификации голосовых сигналов – метод линейного дискриминантного анализа и метод k ближайших соседей. Наилучший достигнутый результат – точность 95,7 % (чувствительность 91,5 % и специфичность 97,4 %) получен с применением метода k ближайших соседей. Наиболее релевантным признаком для построения классификаторов явился индекс патологичности вибрато (PVI). Представленные методы анализа голоса также могут быть полезны при распознавании различных степеней тяжести БАС. В будущем планируется изучить и другие дизарт-

рические заболевания, чтобы определить насколько показатель PVI специфичен именно для БАС.

Литература

1. Amyotrophic lateral sclerosis / M.C. Kiernan [et al.] // Lancet. 2011, vol.377 (no. 9769), pp. 942-955.
2. Detection of bulbar ALS using a comprehensive speech assessment battery/ Y. Yunusova [et al.] // Proceedings of the International Workshop on Models and Analysis of Vocal Emissions for Biomedical Applications. 2013, pp. 217-220.
3. Relation of automatically extracted formant trajectories with intelligibility loss and speaking rate decline in amyotrophic lateral sclerosis / R.L. Horwitz-Martin [et al.] // Proceedings of Interspeech. 2016, pp. 1215-1219.
4. Fractal features for automatic detection of dysarthria / T. Spangler [et al.] // IEEE EMBS International Conference on Biomedical Health Informatics. 2017, pp. 437-440.
5. Tomik, B. Dysarthria in amyotrophic lateral sclerosis: A review / B. Tomik, R.J. Guiloff // Amyotrophic Lateral Sclerosis. 2010, vol. 11, no. 1-2, pp. 4-15.
6. Benba A. Discriminating between patients with Parkinsons and neurological diseases using cepstral analysis / A. Benba, A. Jilbab, A. Hammouch // IEEE Transactions on Neural Systems and Rehabilitation Engineering. 2016, vol. 24,

no. 10, pp. 1100-1108.

7. Detection of amyotrophic lateral sclerosis (ALS) via acoustic analysis / R. Norel [et al.] // Proceedings of Interspeech. 2018, pp. 377-381.

8. Guerra C. A modern approach to dysarthria classification / C. Guerra, D. Lovey. Proceedings of the 25th Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society (IEMBS). 2003, vol. 3, pp. 2257-2260.

9. Liss J.M. Discriminating dysarthria type from envelope modulation spectra / J.M. Liss, S. LeGendre, A.J. Lotto // Journal of Speech, Language, and Hearing Research. 2011, no. 5 (53), pp. 1246-1255.

10. Automatic early detection of amyotrophic lateral sclerosis from intelligible speech using convolutional neural networks/ K. An [et al.] // Proceedings of Interspeech. 2018, pp. 1913-1917.

11. Features extraction for the automatic detection of ALS disease from acoustic speech signals/ M. Vashkevich [et al.] // Proceedings of inter. conf. Signal Processing: Algorithms, Architectures, Arrangements, and Applications (SPA). 2018, pp. 321-326.

12. Детектирование бульбарных нарушений при боковом амиотрофическом склерозе на основе анализа речевого сигнала / Гвоздович А.Д. [и др.] // Доклады БГУИР.– 2018, № 6 (116). – С. 52-58.

13. Comparison of speech tasks for automatic classification of patients with amyotrophic lateral sclerosis and healthy subjects / Illa, A. [et al.]// Proceedings of IEEE Inter. Conf. on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP). 2018, pp. 6014-6018.

14. Towards Automatic Detection of Amyotrophic Lateral Sclerosis from Speech Acoustic and Articulatory Samples / J. Wang, [et al.] // Proceedings of Interspeech. 2016, pp. 1195-1199.

15. Classification of bulbar ALS from kinematic features of

the jaw and lips: Towards computer-mediated assessment / A. Bandini, [et al.] // Proceedings of Interspeech. 2017, pp. 1819-1823.

16. Baken R.J., Orlikoff R.F. Clinical measurement of speech and voice, 2nd edition / R.J. Baken, R.F. Orlikoff // Thomson Learning, 2000, 864 p.

17. Telephony-based voice pathology assessment using automated speech analysis / R.J. Moran [et al.] // IEEE Transactions on Biomedical Engineering. 2006, vol. 53, no. 3, pp. 468-477.

18. Suitability of Dysphonia Measurements for Telemonitoring of Parkinson's Disease / M.A. Little, [et al.] // IEEE Transactions on Biomedical Engineering. 2009, vol. 56, no. 4, pp. 1015-1022.

19. Азаров И.С. Алгоритм оценки мгновенной частоты основного тона речевого сигнала / И.С. Азаров, М.И. Вашкевич, А.А. Петровский // Цифровая обработка сигналов. 2012. Вып. 4. – С. 49-57.

20. Рылов А.С. Анализ речи в распознающих системах. Мн.: Бестринт 2003. – 264 с.

21. Nakano T. An automatic singing skill evaluation method for unknown melodies using pitch interval accuracy and vibrato features / T. Nakano, M. Goto, Y. Hiraga // Proceedings of Interspeech. 2006, pp. 1706-1709.

22. Rapid voice tremor, or flutter, in amyotrophic lateral sclerosis / A.E. Aronson [et al.] // Annals of Otology, Rhinology & Laryngology. 1992, vol. 101, no. 6, pp. 511-518.

23. Vashkevich M. Bulbar ALS detection based on analysis of voice perturbation and vibrato / M. Vashkevich, A. Petrovsky, Yu. Rushkevich // Proceedings of inter. conf. Signal Processing: Algorithms, Architectures, Arrangements, and Applications (SPA). 2019, pp. 267-272.

24. Флах П. Машинное обучение. Наука и искусство построения алгоритмов, которые извлекают знания из данных / П. Флах: пер. с англ. М.: ДМК Пресс, 2015. – 400 с.

НОВЫЕ КНИГИ

Ремизов С.Л., Рясный Ю.В., Дежина Е.В., Черных Ю.С.

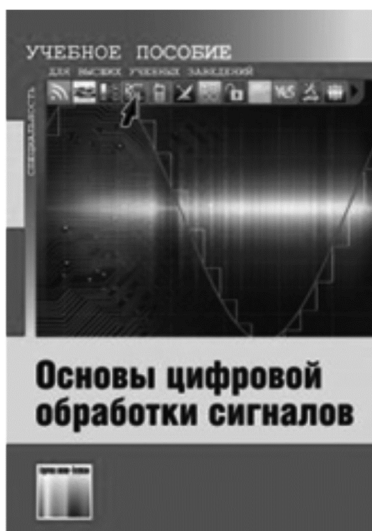
Основы цифровой обработки сигналов / Учебное пособие для вузов – М.: Изд-во «Горячая линия-Телеком», 2019 г. – 492 с.: ил.

Рекомендовано Научно-методическим советом федерального государственного бюджетного образовательного учреждения высшего образования «Сибирский государственный университет телекоммуникаций и информатики» (СибГУТИ) в качестве учебного пособия для студентов, обучающихся по направлениям 11.00.00 – «Электроника, радиотехника и системы связи», 10.00.00 – «Информационная безопасность».

Изложены основы теории дискретных сигналов и цепей, линейной дискретной обработки сигналов, приведены краткие сведения из области аналоговых цепей и сигналов, необходимые для более глубокого понимания изложенного материала. Рассмотрены цифровые избирательные фильтры и методы их проектирования, значительное внимание уделено КИХ-фильтрам с линейной фазой, поскольку они являются основой разработки избирательных фильтров с конечной импульсной характеристикой. Даны основы теории адаптивной обработки сигналов и рассмотрены вопросы её применения

для моделирования и идентификации систем, для коррекции передаточных и частотных характеристик.

Для студентов, обучающихся по направлениям 11.00.00 – «Электроника, радиотехника и системы связи», 10.00.00 – «Информационная безопасность» при изучении курса «Основы цифровой обработки сигналов». Будет полезно читателям, самостоятельно изучающим курс цифровой обработки сигналов.



ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТЬ МОДЕМА НА БАЗЕ ДИНАМИЧЕСКОГО ХАОСА ПО ЗАКОНУ ВЕШКУРЦЕВА В КАНАЛЕ С ГАУССОВЫМ ШУМОМ

Вешкурцев Ю.М., д.т.н., профессор, президент Института радиоэлектроники, сервиса и диагностики, чл.-корреспондент Академии Инженерных Наук им. А.М. Прохорова, e-mail: yum1940@mail.ru.

IMMUNITY OF A MODEM BASED ON DYNAMIC CHAOS ACCORDING TO VESHKURTSEV'S LAW IN A CHANNEL WITH GAUSSIAN NOISE

Veshkurtsev Yu.M.

Digital technologies extend the limits of the use of mathematics in the development of new signal processing algorithms. It becomes possible to apply random quantities and even random processes and thus move to dynamic chaos. A modem for data transmission is considered by modulating a characteristic function of a signal with large-scale chaotic, instantaneous values of which are distributed according to Veshkurtsev's law. The analysis of noise immunity of this modem in a channel with Gaussian noise other than «white» noise is supplemented. It has been found that the noise immunity of a modem depends on the mathematical expectation of noise in a complex manner. It can be increased by 10 dB at a fixed error probability or reduced to an error probability of 0,5 in the range of 40 dB signal-to-noise power ratios with a lower range limit of minus 10 dB.

Key words: dynamic chaos, Gaussian noise, characteristic function, Veshkurtsev's, modem, mathematical expectation, noise immunity, error probability, signal-to-noise ratio.

Ключевые слова: динамический хаос, гауссов шум, характеристическая функция, закон Вешкурцева, модем, математическое ожидание, помехоустойчивость, вероятность ошибок, отношение сигнал/шум.

Введение

Динамический хаос открывает большие возможности при разработке новых методов передачи, хранения и обработки информации [1, 2]. Поэтому он вызывает интерес к этому направлению исследований.

Модем на базе динамического хаоса с законом Вешкурцева описан в работах [3, 4]. Там же изучена его помехоустойчивость в канале с «белым» шумом, которая получилась настолько высокой, что ему не нашлось конкурентов среди известных в мире модемов. Однако совсем не обязательно, что в канале связи будет «белый» шум, математическое ожидание которого равно нулю. Шум может быть гауссов, но другой, а именно он может иметь e_{uu} – математическое ожидание. В этом случае помехоустойчивость модема изменится. Рассмотрим такой вариант работы модема подробно, при этом схема модема и описание её остаются прежними и опубликованы в работах [3, 4], поэтому они здесь не приведены. В дальнейшем для вычислений потребуется значение порога в демодуляторе, который ранее был равен $\Pi_{lc} = 0,9$.

Помехоустойчивость модема в канале с гауссовым шумом

Перейдем к анализу помехоустойчивости демодулятора, который измеряет оценки характеристической функции. Пусть на входе демодулятора действует аддитивная смесь централизованного квазидетерминиро-

Цифровые технологии расширяют границы использования математики при разработке новых алгоритмов обработки сигналов. Возможным становится применять случайные величины и даже случайные процессы и, таким образом, перейти к динамическому хаосу. Рассмотрен модем для передачи данных путем модуляции характеристической функции сигнала с масштабной хаотичностью, мгновенные значения которого распределены по закону Вешкурцева. Дополнен анализ помехоустойчивости этого модема в канале с гауссовым шумом, отличным от «белого» шума. Установлено, что помехоустойчивость модема зависит от математического ожидания шума сложным образом. Она может повышаться на 10 дБ при фиксированной вероятности ошибок или понижаться до вероятности ошибок 0,5 в диапазоне отношений по мощности сигнал/шум 40 дБ с нижней границей диапазона минус 10 дБ.

ванного сигнала (динамического хаоса с законом Вешкурцева) и гауссова шума

$$z(t) = u(t) + n(t), \quad (1)$$

где сигнал $u(t) = a \times s(t) \sin(\omega_0 t + \eta)$ имеет распределение мгновенных значений по закону Вешкурцева [3]

$$W(x) = \frac{1}{\sigma_c \sqrt{2\pi^3}} \exp\left(-\frac{x^2}{4\sigma_c^2}\right) K_0\left(\frac{x^2}{4\sigma_c^2}\right), \quad (2)$$

и характеристическую функцию вида [3]

$$\Theta(V_m, t) = I_0\left(\frac{V_m^2 \sigma_c^2}{4}\right) \exp\left(-\frac{V_m^2 \sigma_c^2}{4}\right); \quad (3)$$

а $n(t)$ – гауссов шум с характеристической функцией

$$\text{вида [4]} \quad \Theta(V_m) = \exp\left(-\frac{V_m^2 \sigma_{uu}^2}{2}\right) \exp(jV_m e_{uu}); \quad (4)$$

ω_0 – постоянная круговая частота сигнала; a – случайная величина с нормальным законом распределения

(амплитуда сигнала); η – случайная величина с равномерным законом распределения в пределах $-\pi \dots \pi$ (начальный угол сдвига фаз); $s(t)$ – телеграфный сигнал в виде последовательности логических «0» и логических «1»; V_m – параметр х.ф.; $I_0(\cdot)$ – функция Бесселя мнимого аргумента нулевого порядка первого рода; $K_0(\cdot)$ – функция Макдональда; σ_c^2 – дисперсия сигнала; σ_{uu}^2 – дисперсия шума.

Представим функциональное преобразование в схеме демодулятора зависимостью $y = \cos(z)$. Вычислим математическое ожидание $m_1\{y\}$, поскольку характеристическая функция (х.ф.) это есть

$\Theta(V_m) = m_1\{\exp[jV_m z(t)]\} = A_z(V_m) + jB_z(V_m)$, математическое ожидание функции косинус для действительной части $A(V_m)$ и функции синус для мнимой части $B_z(V_m)$. Получим при значении $V_m = 1$

$$m_1\{y\} = A_z(1, t) = \int_{-\infty}^{\infty} \cos(z)W(z - e_{uu})dz = I_0\left(\frac{1}{4}\sigma_c^2\right) \exp\left[-\left(\frac{\sigma_c^2 + 2\sigma_{uu}^2}{4}\right)\right] \cos(e_{uu}), \tag{5}$$

где $W(z-e_{uu})$ – плотность вероятностей аддитивной смеси (1). Дисперсия сигнала $u(t)$ изменяется дискретно в зависимости от элементов телеграфного сигнала. Она принимает значение σ_0^2 при $s(t) = 0$ или значение σ_1^2 при $s(t) = 1$. Тогда при передаче логического «0» имеем $m_1\{y\}_0 = A_z(1, t) =$

$$I_0\left(\frac{\sigma_0^2}{4}\right) \exp\left[-\left(\frac{\sigma_0^2 + 2\sigma_{uu}^2}{4}\right)\right] \cos(e_{uu}), \tag{6}$$

а при передаче логической «1» будет $m_1\{y\}_1 = A_z(1, t) =$

$$I_0\left(\frac{\sigma_1^2}{4}\right) \exp\left[-\left(\frac{\sigma_1^2 + 2\sigma_{uu}^2}{4}\right)\right] \cos(e_{uu}). \tag{7}$$

Выполнив в выражениях (6, 7) следующие подстановки $\sigma_{uu}^2 = \sigma_0^2 / h_0^2$, $\sigma_{uu}^2 = \sigma_1^2 / h_1^2$, получим

$$A_z(1, t) = I_0\left(\frac{\sigma_0^2}{4}\right) \exp\left[-\sigma_0^2 \left(\frac{2 + h_0^2}{4h_0^2}\right)\right] \cos(\rho e_{uu}) \tag{8}$$

$$A_z(1, t) = I_0\left(\frac{\sigma_1^2}{4}\right) \exp\left[-\sigma_1^2 \left(\frac{2 + h_1^2}{4h_1^2}\right)\right] \cos(\rho e_{uu}) \tag{9}$$

где $h_0 = \sigma_0 / \sigma_{uu}$ – отношение сигнал/шум при приёме логического «0»; $h_1 = \sigma_1 / \sigma_{uu}$ – отношение сигнал/шум при приёме логической «1»; ρ – коэффициент; $A_z(1, t)$ – действительная часть х.ф. аддитивной смеси (1). Кстати, зависимость от времени функции $A_z(1, t)$ появилась за счет телеграфного сигнала. Демодулятор с некоторой погрешностью измеряет значение только действительной части характеристической функции, поэтому на пороговое устройство поступает оценка х.ф. вида $\hat{A}_z(1, t)$. Далее это обозначение записано простым символом $\hat{A}_z(1, t)$.

Результаты (8), (9) нуждаются в количественном анализе. В табл. 1, и табл. 2 приведены данные вычислений при $V_m = 1$, $\sigma_1 = 0,03$, $\sigma_0 = 1$, $\Pi_{1c} = 0,9$, $e_{uu} = 0,8$. При работе модема в канале с шумами невозможно знать разное отношение сигнал/шум на его входе при приёме логического «0» и логической «1», т.к. мощность шума в канале не зависит от телеграфного сигнала. В нашем примере дисперсии сигнала при передаче элементов телеграфного сигнала соотносятся между собой как $\sigma_0^2 / \sigma_1^2 = 1111,11$. В этой связи в канале с шумами отношение $h_0^2 = 1111,11h_1^2$ при постоянной мощности шума.

В табл. 2 все значения оценки $\hat{A}_z(1, t)$ меньше порога при любом отношении сигнал/шум независимо от коэффициента ρ . Значит, в канале с гауссовым шумом ошибок при приёме логического «0» у демодулятора нет

Таблица 1

Порог Π_{1c}	0,9						Коэффициент ρ
Оценка $\hat{A}_z(1, t)$	0,444	0,663	0,7	0,7	0,7	0,7	1
Оценка $\hat{A}_z(1, t)$	0,59	0,88	0,92	0,92	0,92	0,92	0,5
Оценка $\hat{A}_z(1, t)$	0,635	0,948	0,997	0,997	0,997	0,997	0,1
Отношение h_1^2	0,001	0,01	0,1	1,0	10	100	

Таблица 2

Порог Π_{1c}	0,9						Коэффициент ρ
Оценка $\hat{A}_z(1, t)$	0,352	0,527	0,549	0,552	0,552	0,552	1
Оценка $\hat{A}_z(1, t)$	0,465	0,697	0,726	0,73	0,73	0,73	0,5
Оценка $\hat{A}_z(1, t)$	0,503	0,755	0,785	0,789	0,789	0,789	0,1
Отношение h_0^2	1,11111	11,1111	111,111	1111,11	11111,1	111111	

в диапазоне отношений по мощности сигнал/шум 50 дБ. В табл. 1 значения оценки $\hat{A}_z(1,t)$ превышают порог при отношении по мощности сигнал/шум от 0,1 до 100, когда коэффициент $0 \leq \rho \leq 0,5$. Здесь в канале с гауссовым шумом ошибок при приёме логической «1» у демодулятора нет. При $h_1^2 < 0,1$ и значении коэффициента $\rho = 0,5$ у демодулятора появляются ошибки в канале с гауссовым шумом при приёме логической «1». Таким образом, при значении $\rho = 0,5$ диапазон отношений сигнал/шум составляет всего 30 дБ. Если значение $\rho \leq 0,1$, то диапазон отношений сигнал/шум увеличивается до 40 дБ. Выходит, математическое ожидание гауссова шума влияет на помехоустойчивость модема.

Окончательные выводы о помехоустойчивости модема сделаем по данным табл. 1 (принятые обозначения h_0^2, h_1^2 упрощены далее до вида h^2). Её анализ показывает, что помехоустойчивость модема будет предельной в диапазоне отношений по мощности сигнал/шум от 0,01 до 100, т.е. в диапазоне 40 дБ, если коэффициент $\rho \leq 0,1$. Это свидетельствует о том, что оператор математического ожидания в математической модели х.ф. надежно защищает сигнал от гауссовых шумов. Модемы нового поколения без ошибок могут работать при отношении сигнал/шум меньше единицы.

Перейдем от качественного анализа данных к количественной оценке помехоустойчивости модема. Введем следующие обозначения: P_0 – вероятность ошибок при приёме логического «0»; P_1 – вероятность ошибок при приёме логической «1»; $P = 1/2(P_0 + P_1)$ – суммарная вероятность ошибок устройства.

Количественная оценка помехоустойчивости модема

Демодулятор измеряет значение действительной части х.ф. с некоторой погрешностью. И, как результат этого, получаем $\hat{A}_z(1,t)$ – оценку действительной части х.ф. Оценка х.ф. – это случайная величина, имеющая свои свойства и закон распределения. Дословно повторив к условиям нашей задачи методику вычисления ошибок в демодуляторе, содержащую интеграл ошибок и подробно записанную в работе [2], получим данные, включенные в табл. 3. Кривая 1 получена при значении $\rho = 0,5$, кривая 2 – при значении $\rho = 0,1$, кривая 3 – при значении $\rho = 0$. Для сравнения там же из работы [5, с.473] приведена вероятность ошибок идеальной фазовой модуляции (кривая 4).

Для визуализации зависимости вероятности ошибок демодулятора от отношения по мощности сигнал/шум представлены графики на рисунке. Рисунок показывает, что кривые 1, 2, 3 значительно отличаются между со-

бой. Это значит, что $e_{ш}$ – математическое ожидание гауссова шума оказывает сильное влияние на помехоустойчивость рассматриваемого демодулятора. Исходное состояние помехоустойчивости характеризует кривая 3, полученная при работе модема в канале с «белым» шумом, когда $e_{ш} = 0$. И совсем другое дело, когда произведение $\rho \times e_{ш} = 0,08$, которое рассчитано с коэффициентом $\rho = 0,1$. В этом случае помехоустойчивость модема в канале с гауссовым шумом (кривая 2) повышается почти на 10 дБ по сравнению с его помехоустойчивостью (кривая 3) в канале с «белым» шумом (если сравнение выполнить на уровне вероятности ошибки значением $P = 10^{-12}$). Правда, при этом кривая 2 после $h^2 = 0,1$ поднимается вверх на три порядка, а вероятность ошибок увеличивается до значения $P = 10^{-42}$. Вероятность $P = 10^{-42}$ (кривая 2) больше вероятности $P = 10^{-45}$ (кривая 3), однако, на данном этапе исследований эти два значения вероятности для нас эквивалентны. Можно даже считать, что небольшое математическое ожидание гауссова шума ($e_{ш} \leq 0,1$) положительно влияет на работу модема.

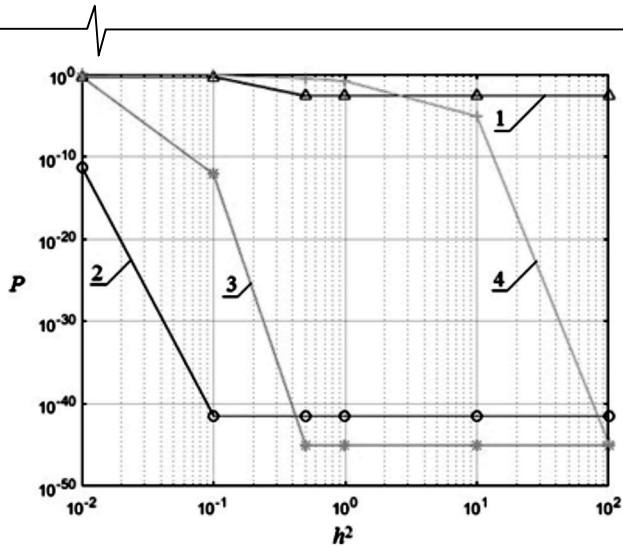
Ситуация изменяется при значении произведения $\rho \times e_{ш} = 0,4$. Кривая 3 резко поднимается вверх и располагается параллельно оси абсцисс на уровне вероятности $P = 10^{-3}$ (кривая 1). При этом говорить о предельной помехоустойчивости модема не приходится. Здесь нужны дополнительные мероприятия, чтобы компенсировать $e_{ш}$. Рекомендации по устранению влияния $e_{ш}$ на помехоустойчивость модема сформулированы ранее и опубликованы в работе [6].

В итоге, поведение модема в канале с гауссовым шумом неоднозначно. Его помехоустойчивость вначале повышается, когда математическое ожидание гауссова шума не превосходит значение 0,1, а потом заметно падает, если математическое ожидание шума достигает величины 0,2 и продолжает расти. При коэффициенте $\rho = 1$ и значении $e_{ш} = 0,4$ получаем кривую 1. И это ещё не конец. Дальнейшее увеличение математического ожидания шума до значения 0,8 делает кривую 1 прямой линией, проходящей параллельно оси абсцисс на уровне вероятности ошибки $P = 0,5$.

Сравнение помехоустойчивости новой модели модема с помехоустойчивостью известного устройства, в котором применена идеальная ФМ (кривая 4), показывает его превосходство, как минимум, на 30 дБ при вероятности ошибок $P = 10^{-12}$, если значение $e_{ш} \leq 0,1$. При $e_{ш} > 0,2$ превосходство исчезает.

Таблица 3

Кривая 1	0,5	0,5	$2,3 \cdot 10^{-3}$	$2,3 \cdot 10^{-3}$	$2,3 \cdot 10^{-3}$	$2,3 \cdot 10^{-3}$
Кривая 2	$5,7 \cdot 10^{-12}$	$3,8 \cdot 10^{-42}$	$3,8 \cdot 10^{-42}$	$3,8 \cdot 10^{-42}$	$3,8 \cdot 10^{-42}$	$3,8 \cdot 10^{-42}$
Кривая 3	0,5	$7,5 \cdot 10^{-13}$	$1 \cdot 10^{-45}$	$1 \cdot 10^{-45}$	$1 \cdot 10^{-45}$	$1 \cdot 10^{-45}$
Кривая 4	1	0,9	$3,2 \cdot 10^{-1}$	$1,5 \cdot 10^{-1}$	$8 \cdot 10^{-6}$	$2 \cdot 10^{-45}$
Отношение сигнал/шум	0,01	0,1	0,5	1,0	10	100



Зависимости вероятности ошибок демодулятора от отношения по мощности сигнал/шум

Заключение

Исследована помехоустойчивость модема на базе динамического хаоса по закону Вешкурцева в канале с гауссовым шумом, имеющим отличное от нуля математическое ожидание. Установлено, что помехоустойчивость модема сложным образом зависит от значения математического ожидания шума. Первоначально помехоустойчивость модема повышается на 10 дБ, если $0 < e_{ш} \leq 0,1$ и $P \leq 10^{-12}$. При дальнейшем увеличении математического ожидания шума помехоустойчивость модема падает, а вероятность ошибок $P = 10^{-3}$, когда $e_{ш} = 0,4$. И наконец, помехоустойчивость модема становится настолько низкой, что вероятность ошибок

$P = 0,5$ при значении $e_{ш} = 0,8$ во всем диапазоне отношений сигнал/шум. Однозначно рекомендуем компенсировать математическое ожидание шума в проводном канале связи, поскольку в радиоканале эта процедура выполняется автоматически антенно-фидерной системой радиолинии.

Литература

1. Гуляев Ю.В. Информационные технологии на основе динамического хаоса для передачи, обработки, хранения и защиты информации / Ю.В. Гуляев, Р.В. Беляев, Г.Н. Воронцов, Н.Н. Золин, В.И. Калинин, Э.Е. Кальянов, В.В. Кислов, В.Я. Кислов, В.В. Колесов, Е.А. Мясин, Е.П. Чигин // Радиотехника. Наносистемы. Информационные технологии, 2018. Т.10. № 2. – С. 279-312.
2. Вешкурцев Ю.М. Помехоустойчивость модема при приёме сигнала с распределением мгновенных значений по закону Тихонова // Цифровая обработка сигналов, 2019. № 2. – С. 49-53.
3. Вешкурцев Ю.М. Помехоустойчивость и эффективность нового метода модуляции / Ю.М. Вешкурцев // международный научный журнал «Наука и Мир». 2019. № 3 (67). Том 2. – С. 32-45.
4. Вешкурцев Ю.М. Метод модуляции и демодуляции сигнала // Электросвязь, 2019. № 5. – С. 66-69.
5. Тихонов В.И. Статистическая радиотехника. – Москва: Сов. радио, 1966. – 678 с.
6. Вешкурцев Ю.М. Исследование помехоустойчивости модема цифровых систем с амплитудной манипуляцией при работе в канале с гауссовым шумом / Ю.М. Вешкурцев // Приборы и системы. Управление, контроль, диагностика, 2019. № 9. – С. 21-26.

Уважаемые коллеги!

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

Журнал «Цифровая обработка сигналов» издается с 1999 года. Выходит ежеквартально, тиражом – 500 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 итогам за 2018 год по рейтингу Science Index базы РИНЦ (0,659) журнал «Цифровая обработка сигналов» занимает 1073-ю позицию из почти 3000 представленных изданий, опережая такие родственные журналы, как «Радиотехника» и «Электросвязь». Журнал «Цифровая обработка сигналов» включен в базу данных Web of Science – Russian Science Citation Index (287-я позиция).

Планируемые сроки издания отдельных номеров журнала:

№ 1 март 2020 г. Тематический выпуск: «ЦОС в инфокоммуникационных системах».

№ 2 июнь 2020 г. Тематический выпуск по материалам 22-й Международной научно-технической конференции «Цифровая обработка сигналов и ее применение-DSPA».

№ 3 сентябрь 2020 г. Тематический выпуск: «Цифровая обработка изображений».

№ 4 декабрь 2020 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

ФОРМИРОВАНИЕ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ ИЗОБРАЖЕНИЙ В АВТОМОБИЛЬНОЙ СИСТЕМЕ ПРОМЫШЛЕННОГО МОНИТОРИНГА С СОВМЕЩЕНИЕМ АВТОФОКУСИРОВКИ И КОМПЕНСАЦИИ ДВИЖЕНИЯ

Андросов В.В., главный конструктор АО «ГРПЗ»;

Витязев С.В., к.т.н., доцент кафедры телекоммуникаций и основ радиотехники (ТОР) Рязанского государственного радиотехнического университета (РГРТУ), e-mail: vityazev.s.v@rsreu.ru;

Валуйский Д.В., магистрант кафедры ТОР РГРТУ;

Витязев В.В., д.т.н., профессор, зав. кафедрой ТОР РГРТУ, e-mail: vityazev.v.v@rsreu.ru.

FORMATION OF RADAR IMAGES IN THE AUTOMOTIVE INDUSTRIAL MONITORING SYSTEM WITH THE COMBINATION OF AUTOFOCUS AND MOTION COMPENSATION

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

The article deals with the problem of formation of radar images in order to map and monitor the state of industrial areas with the use of a car as a carrier of a radar station. The features of radio vision conditions in such systems are described. The solution of trajectory instabilities compensation problem and joining of partial frames into a full image frame by methods of PGA autofocus and motion compensation are presented. The results of modeling and field experiments illustrating the effectiveness of the proposed solutions are given. Additionally, the use of sharpness optimization autofocus as an alternative to PGA, as well as the use of a stripmap mode of imaging radar operation are considered.

Key words: radar imaging; PGA; autofocus; automotive radar imaging; motion compensation; resolution enhancement.

Ключевые слова: радиовидение; PGA; автофокусировка, автомобильная система радиовидения; компенсация движения; повышение разрешающей способности.

Введение

Радиолокационные станции (РЛС) картографирования земной поверхности широко применяются во многих современных приложениях гражданского назначения, включая задачи топографии, навигации, мониторинга сельскохозяйственных площадей и окружающей среды, трехмерную визуализацию для поиска потерянных объектов, подповерхностное зондирование и сканирование помещений. Способность радиосигнала проникать внутрь объектов и преодолевать препятствия дождя, тумана и снега на больших расстояниях независимо от освещенности делает радиолокационные системы дистанционного зондирования незаменимыми во многих случаях. Традиционно системы картографирования земной поверхности устанавливаются на самолетах или спутниках. Однако в некоторых случаях автомобильные системы могут иметь ряд преимуществ. Например, в случае проведения геологической разведки, сельскохозяйственного или экологического мониторинга земной и водной поверхностей [1-3] системы радиовидения, установленные на автомобиле, отличаются относительно низкой стоимостью, как самой системы, так и ее повторяющейся эксплуатации. Кроме того, автомобильные РЛС могут быть более гибкими, проще адаптироваться к требуемым условиям, что, в конечном итоге, способно привести к более высоким качественным показателям функционирования. В то же время, автомобильные платформы РЛС

В статье рассматривается проблема формирования радиолокационных изображений в целях картографирования и мониторинга состояния промышленных площадей с использованием автомобиля в качестве носителя радиолокационной станции. Описаны особенности условий радиовидения в таких системах. Представлено решение проблем компенсации траекторных неустойчивостей и стыковки парциальных кадров методами автофокусировки PGA и компенсации перемещения носителя. Приведены результаты моделирования и натурных экспериментов, иллюстрирующие эффективность предлагаемых решений. Дополнительно, рассмотрены вопросы применения автофокусировки оптимизацией резкости в качестве альтернативы PGA, а также использование режима бокового обзора местности.

характеризуются рядом особенностей эксплуатации и параметров зондирования, что отличает их от традиционных бортовых или спутниковых систем и требует применения специальных средств для формирования радиолокационных изображений. Специфическими характеристиками системы являются, например, малые углы места и обилие радиотеней, дальность работы РЛС в диапазоне до единиц километров, низкие скорости и высокая неустойчивость параметров движения платформы.

Последний из указанных факторов в сочетании с малыми дальностями является наиболее важным. Высокая степень неустойчивости автомобиля на дороге приводит к большим ошибкам демодуляции в регистрируемом сигнале, и формируемое радиолокационное изображение оказывается сильно размытым – расфокусированным. Данная проблема, однако, хорошо известна в теории формирования радиолокационных изображений и обычно решается с помощью специальной процедуры обработки сигнала, называемой автофокусировкой. В настоящее время

на практике наиболее распространены два класса методов автофокусировки. Это – автофокусировка по градиенту фазы (Phase Gradient Autofocus – PGA) и автофокусировка методом оптимизации резкости изображения (Sharpness Optimization Autofocus). Метод PGA первоначально был предложен в работе [4] и детально изложен в работах [5-7]. Метод оценивает градиент фазовой ошибки по зарегистрированным данным с усреднением по большому числу каналов дальности, интегрирует полученную оценку и компенсирует фазовую ошибку в исходном сигнале, домножая его на корректирующую функцию. Второй метод автофокусировки – метод оптимизации резкости [8-10] – использует некоторую метрику резкости изображения и ищет оптимум зависимости данной метрики от оценки фазовой ошибки в соответствии с некоторым алгоритмом оптимизации.

Оба метода первоначально использовались для телескопического режима работы радиолокатора. Телескопический режим означает, что диаграмма направленности антенны «следит» за одной и той же сценой в течение длительного времени наблюдения. Антенная система поворачивается по мере перемещения носителя, оставляя одну и ту же сцену в поле зрения в течение долгого времени. Это позволяет достичь наибольшего азимутального разрешения, но только для сцены небольшого размера. Для автомобильной радиолокационной системы промышленного мониторинга больше подходит режим переднебокового обзора или режим сканирования по азимуту. В режиме переднебокового обзора предполагается, что направление антенны остается постоянным в течение всего интервала картографирования. Карта местности формируется в виде полосы поверхности. Автофокусировка для данного режима работы РЛС описана в статьях [11-13]. Режим сканирования по азимуту используется, когда требуется более быстрое наблюдение за сценой, находящейся перед носителем РЛС. Антенна сканирует по азимуту, а носитель движется вперед. Алгоритм PGA, разработанный для телескопического режима обзора, может использоваться для режима сканирования по азимуту без каких-либо дополнительных модификаций. Результаты автофокусировки PGA и формирования изображения в автомобильной системе радиовидения были представлены в работе [14].

Однако автофокусировки в данном случае оказываются недостаточно для получения качественного изображения. Геометрия регистрации сигналов в случае автомобильной РЛС с ее небольшими дальностями картографирования требует учета перемещения платформы за время интервала наблюдения сигнала, соответствующего интервалу синтезирования и формирования одного парциального кадра.

В данной работе предлагается алгоритм компенсации перемещения носителя за время интервала синтезирования, применяемый с целью корректной стыковки парциальных кадров изображения и формирования одного полного кадра, позволяющий в сочетании с процедурой автофокусировки PGA значительно улучшить азимутальное разрешение и разрешение по дальности радиолокационных изображений в автомобильных системах промышленного мониторинга.

Обработка сигналов в системах радиовидения Основы радиовидения

Системы радиовидения обычно связывают с РЛС с синтезированной апертурой антенны (РСА). В 1950-х годах технология РСА дополнила традиционную методику радиолокационного обнаружения и определения дальности и позволила получать двумерные изображения высокого разрешения [15]. Проблема разрешения по дальности уже была решена с применением широкополосного частотно-модулированного сигнала. Технология РСА позволила достичь высокого разрешения по азимуту. Известно, что разрешение по азимуту ограничено физическим размером антенны. Чем шире антенна, тем выше разрешение, которое можно достичь. Но антенны очень большого размера обычно не могут быть установлены на реальных платформах. Технология РСА предложила имитировать антенну очень большого размера, перемещая реальную антенну небольшого размера и «собирая» радиолокационные отражения вдоль линии пути. Последовательная когерентная обработка регистрируемого сигнала позволяет достичь высокого разрешения по азимуту.

Демодулированный сигнал в области нулевой частоты для случая одиночной точечной цели, зарегистрированной вдоль линии пути носителя РЛС с РСА, может быть описан следующим выражением:

$$s_i(t) = U_i \cdot \exp \left\{ j \frac{4\pi}{\lambda} \left(Vt \cos \theta_i - \frac{V^2 t^2}{2R_i} \sin^2 \theta_i \right) + j\varphi_i \right\}. \quad (1)$$

В этом выражении, U_i и φ_i это амплитуда и фаза сигнала, соответственно; λ – длина волны; V – скорость платформы; θ_i – азимут цели и R_i – ее дальность. Фазовые компоненты более высокого порядка обычно игнорируются как незначительные.

В случае сканирующего по азимуту режима обзора время сбора данных обычно достаточно мало, и второй член фазы в (1) также можно игнорировать, что приводит к:

$$s_i(t) = U_i \cdot \exp \left\{ j \frac{4\pi}{\lambda} Vt \cos \theta_i + j\varphi_i \right\}. \quad (2)$$

Разрешение по азимуту может, таким образом, быть получено с помощью дискретного преобразования Фурье, реализованного в виде алгоритма быстрого преобразования Фурье (БПФ). Абсолютные значения БПФ используются для формирования окончательного радиолокационного изображения.

Автофокусировка методом PGA

Модели (1) и (2) предполагают, что все параметры движения антенны, включая ее скорость и угол обзора, постоянны в течении интервала синтезирования и точно известны. В реальной жизни траектория движения фазового центра РЛС всегда включает в себя некоторые случайные компоненты. Такие случайные флуктуации меняют модель (2) на следующее выражение [16]:

$$s_i(t) = U_i \cdot \exp \left\{ j \frac{4\pi}{\lambda} Vt \cos \theta_i + j\varphi_i \right\} \cdot \exp \{ j\varphi_e(t) \}. \quad (3)$$

Здесь $\varphi_e(t)$ – это неизвестная фаза, соответствующая флуктуациям траектории платформы – фазовая ошибка. Фазовая ошибка приводит к расфокусировке радиолокационного изображения.

Алгоритм PGA является одним из наиболее часто используемых методов автофокусировки. Блок-схема одной из реализаций алгоритма автофокусировки класса PGA, описанная в [14], представлена на рис. 1.

Входными данными для алгоритма автофокусировки является сигнал во временной области, зарегистрированный на одном интервале синтезирования после сжатия и разрешения по дальности. Кроме того, входом алгоритма является расфокусированное радиолокационное изображение, построенное по этому сигналу.

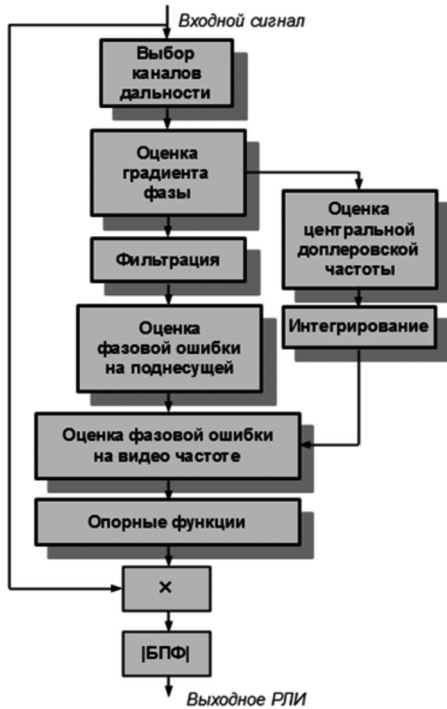


Рис. 1. Алгоритм автофокусировки

Алгоритм включает процедуру, которая на основе анализа мощности сигналов в разных каналах дальности выделяет те каналы, в которых присутствуют цели и по которым, следовательно, можно вести настройку. Затем в каждом канале дальности оценивается градиент фазовой ошибки в соответствии с выражениями:

$$\dot{s}(n) = \sum_{r=0}^{N_r-1} s_r^*(n) \cdot s_r'(n+1). \quad (4)$$

$$\hat{\phi}(n) = \arg \{ \dot{s}(n) \}. \quad (5)$$

Оценка градиента усредняется по всем выбранным каналам дальности. Производится фильтрация полученной оценки фильтром скользящего среднего. Выполняется интегрирование полученного усредненного градиента фазовой ошибки и рассчитывается сама фазовая ошибка:

$$\bar{\phi}(n) = \sum_{j=0}^n \hat{\phi}(j). \quad (6)$$

Эта ошибка является оценкой на промежуточной частоте, поскольку исходный входной сигнал не являлся демодулированным. Чтобы выполнить перенос сигнала ошибки на нулевую частоту, по оценке градиента фазы в полосе выполняется оценка средней доплеровской частоты:

$$\hat{\phi}_{avr} = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \hat{\phi}(n). \quad (7)$$

Эта оценка интегрируется, формируя среднюю фазу, вычитание которой из фазовой ошибки (6) формирует оценку фазовой ошибки на нулевой частоте:

$$\varphi_{err}(n) = \bar{\phi}(n) - \varphi_{avr}(n). \quad (8)$$

Далее эта оценка фазовой ошибки может быть использована для формирования корректирующей функции и компенсации фазовой ошибки в исходном сигнале:

$$s_i^c(t) = c_i(t) \cdot \exp \{ -j \hat{\phi}_e(t) \}. \quad (9)$$

Алгоритм повторяется итеративно, пока не будет достигнут приемлемый уровень ошибки [16].

Геометрия регистрации сигнала и проблема компенсации движения

Пусть носитель РЛС, в качестве которого в данной работе выступает автомобиль, движется прямолинейно с постоянной скоростью. Антенная система механически сканирует в азимутальной плоскости с заданной угловой скоростью. Скорость вращения антенны выбирается так, чтобы за время интервала синтезирования антенна поворачивалась на половину ширины диаграммы направленности. Антенна сканирует в заданном широком секторе обзора. Полный кадр радиолокационного изображения формируется стыковкой набора парциальных кадров, получаемых на каждом интервале синтезирования. Если не принимать во внимание перемещение носителя за время одного интервала синтезирования, то геометрия сбора данных оказывается такой, как показано на рис. 2.

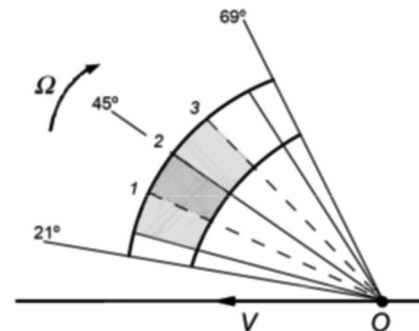


Рис. 2. Геометрия сбора данных (платформа неподвижна)

Показан один канал дальности. В течение первого интервала синтезирования центр диаграммы направленности антенны перемещается из положения 1 в положение 2. При этом в течение всего времени синтезирования в пределах диаграммы направленности находится только заштрихованная область 1-2. Для формирования парциального кадра изображения на одном интервале синтезирования выполняется преобразование БПФ. Следующий парциальный кадр будет сформирован при обработке сигнала, регистрируемого в следующем интервале синтезирования при перемещении центра антенны из положения 2 в положение 3. Формируется область 2-3. Полный кадр радиолокационного изображения получается в этом случае простой стыковкой соседних парциальных кадров. При неподвижном носителе стыковка парциальных кадров оказывается достаточно простой, не требуя какой-либо дополнительной обработки.

В случае учета движения платформы от одного интервала синтезирования к другому геометрия регистрации сигнала выглядит следующим образом (рис. 3).

В этом случае обработка в пределах каждого интер-

вала синтезирования выполняются по-прежнему, однако, стыковка соседних парциальных кадров представляется непростой задачей, поскольку одни и те же точки сцены могут появляться в различных местах в последовательности формируемых парциальных кадров. Оценим ограничения игнорирования движения платформы.

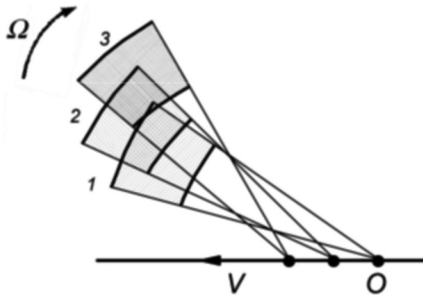


Рис. 3. Геометрия сбора данных (платформа движется)

Предположим, что игнорирование движения платформы может иметь место, если верно следующее:

$$L = Vt \ll B_r, \tag{10}$$

где L – это путь, пройденный платформой за время сбора данных, а B_r – это ширина диаграммы направленности антенны, выраженная в метрах. Установим следующее предельное ограничение :

$$L = B_r / 10. \tag{11}$$

Тогда для типовых в рамках рассматриваемой задачи параметров обзора получим:

$$R_{\min} \approx B_r / \beta = 10Vt / \beta = 2200 \text{ м}. \tag{12}$$

Здесь β – это ширина диаграммы направленности в градусах.

Из (12) можно сделать вывод, что эффект движения платформы можно игнорировать только для дальностей более 2200 м. Но автомобильные РЛС как раз и работают в диапазоне ориентировочно от 300 до 2500 метров в типичном случае. Таким образом, должна быть реализована некоторая методика компенсации движения для получения радиолокационных изображений высокого разрешения.

Способ компенсации перемещения носителя

Рассмотрим задачу компенсации движения как задачу преобразования координат цели. Для этого следует рассмотреть следующие системы координат (рис. 4).

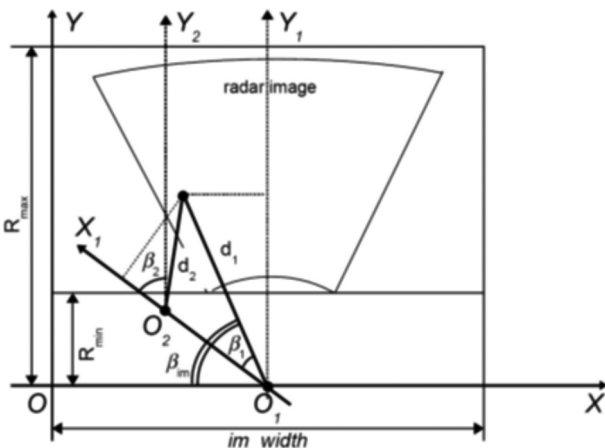


Рис.4. Преобразование координат в задаче компенсации движения

На рис. 4 представлены три системы координат. Первая (XOY) – это прямоугольная система координат, которая соответствует конечному изображению, которое мы хотели бы сформировать. (X1O1Y1) – вторая система координат – полярная. Она имеет свое начало в точке O1, которое соответствует положению автомобиля в начале наблюдения за сектором. Последняя система координат (X1O2Y2) также является полярной. Она движется вдоль оси X1 и имеет свое собственное начало координат O2 для каждого последующего интервала сбора данных. Обычная технология обработки, рассмотренная выше, реализуется для сигнала в каждом периоде сбора данных отдельно. Эта обработка дает координаты цели (β_2, d_2) в системе координат (X1O2Y2). Теперь задача состоит в том, чтобы преобразовать эти координаты в (β_1, d_1) – полярные координаты системы координат (X1O1Y1) и затем далее в (x, y) координаты системы координат (XOY).

Рассмотрим данный вопрос более подробно. Для каждого интервала синтезирования апертуры мы производим расчеты, включая сжатие по дальности и азимуту. Мы также выполняем автофокусировку с помощью алгоритма PGA. Получаем парциальный кадр, который далее необходимо правильно соединить с другими парциальными кадрами и объединить их в итоговое радиолокационное изображение.

Рассмотрим одну точечную цель с координатами (β_2, d_2) в текущем парциальном кадре изображения. Согласно рис. 4 простые тригонометрические вычисления позволяют преобразовать эти координаты в систему координат (X1O1Y1) по следующим формулам:

$$B_1 = \arctg \left\{ \frac{d_2 \sin \beta_2}{d_2 \cos \beta_2 + Vt} \right\}, \tag{13}$$

$$d_1 = \left\{ \frac{d_2 \sin \beta_2}{\cos \beta_1} \right\}. \tag{14}$$

Затем мы преобразуем координаты (β_1, d_1) в систему координат (XOY):

$$x = \frac{im_width}{2} - d_1 \sin(\theta_\alpha - \beta_1), \tag{15}$$

$$y = d_1 \cos(\theta_\alpha - \beta_1) - R_{\min}. \tag{16}$$

Здесь θ_α – это угол между вектором скорости и биссектрисой диаграммы направленности, а R_{\min} – это дальность до начала координат.

Преобразования (13)-(16) повторяются для всех целей во всех каналах дальности и азимута и для всех парциальных кадров в одном секторе наблюдения. Это приводит к корректной стыковке парциальных кадров и позволяет сформировать качественное радиолокационное изображение с компенсацией движения платформы.

Результаты натуральных экспериментов

С целью оценки эффективности разработанной методики был проведен натуральный эксперимент в следующих условиях. Автомобиль движется прямолинейно с постоянной скоростью 11 м/с. Антенная система механически сканирует в азимутальной плоскости с угловой скоростью 0,6 градуса за 400 мс, где 400 мс – время синтезирования, а 0,6 градуса соответствуют половине ширины диаграммы

направленности антенны. Сектор обзора составляет 48 градусов с центром, расположенным под углом 45 градусов. Зона обзора по дальности: от 300 до 2500 м. Геометрия эксперимента показана на рис. 5.

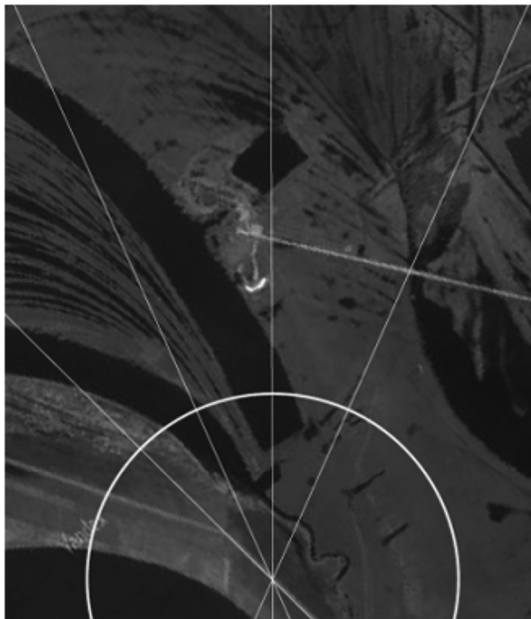


Рис. 5. Геометрия эксперимента

Оптическое изображение местности и изображение, формируемое в режиме реального луча, когда разрешение по азимуту ограничено физическими размерами антенны, представлены на рис. 6 и рис. 7, соответственно.

Как видно на рис. 7, тестовая сцена включает постройки, ряд искусственных объектов, а также поверхность воды, деревья и кусты. Кроме того, в сцену внесён специальный элемент тестирования – уголкового отражателя. Наиболее важные для тестирования объекты выделены на рис. 6 белыми пятнами.

Результаты эксперимента представлены на рис. 8. Радиолокационное изображение, сформированное без какой-либо специальной обработки сигнала, улучшающей азимутальное разрешение, показано на рис. 8 а. Изображение для тех же входных данных, но полученное с применением автофокусировки методом PGA показано на рис. 8 б. Видно, что объекты, расположенные в центре изображения на рис. 8 б, становятся более четкими и сильнее отделены друг от друга.

Тот же входной сигнал, обработанный и с помощью автофокусировки PGA, и посредством предлагаемой методики компенсации движения, приводит к изображению, показанному на рис. 8 в. Четкость изображения намного выше по сравнению с предыдущими изображениями, особенно на расстояниях менее 800 м.

Наиболее показательные области изображений выделены и показаны отдельно на рис. 9 и рис. 10. Таких областей две. Первая соответствует центральной части изображения. Эта область находится на расстоянии порядка 1,3 км. Здесь присутствуют сосредоточенные цели искусственного происхождения с высокой мощностью обратного отражения сигнала. Применение PGA (рис. 9 б) дает ощутимое повышение качества изображения в этом случае по сравнению с исходным изображением (рис. 9 а). Применение и автофокусировки, и компенсации движения (рис. 9 в) также повышает разрешение изображения, однако не слишком заметно.

Вторая область тестового изображения находится на расстояниях 300-800 м. Здесь эффект смазывания изображения при движении носителя проявляется намного сильнее. Результаты обработки представлены на рис. 10.

Применение PGA (рис. 10 б) дает некоторое повышение качества изображения по сравнению с исходным изображением (рис. 10 а), но искажение изображения остается ярко выраженным. Применение и автофокусировки, и компенсации движения (рис. 10 в) существенно повышает качество изображения. В то же время заметна новая проблема: форма изображения становится неправильной, и требуется некоторая методика корректного формирования последовательности полных кадров радиолокационных изображений.

Те же результаты, представленные не в полярных, а в прямоугольных координатах с широким сектором отображения приведены на рис. 11.

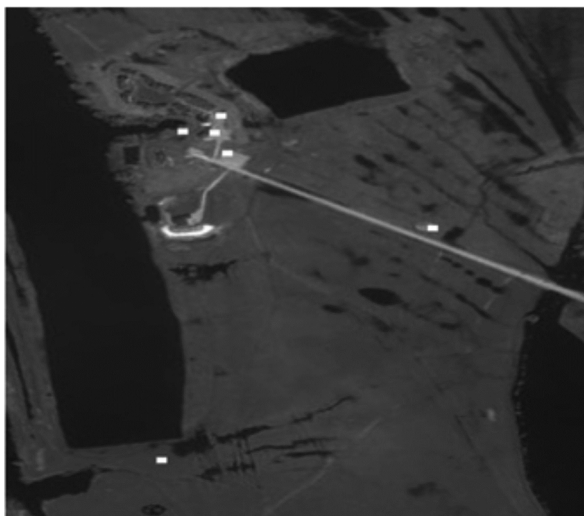


Рис. 6. Оптическое изображение сцены

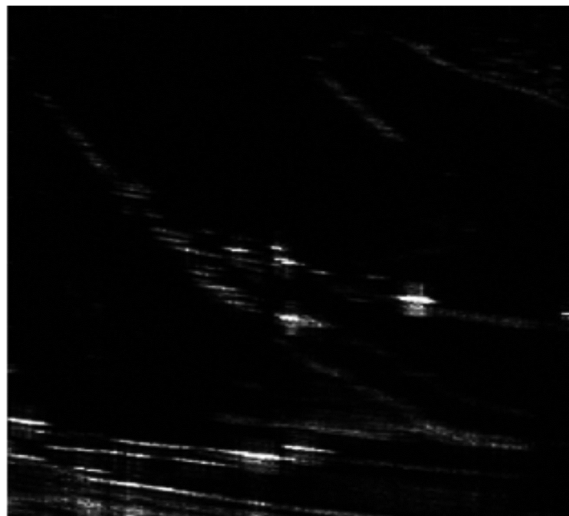
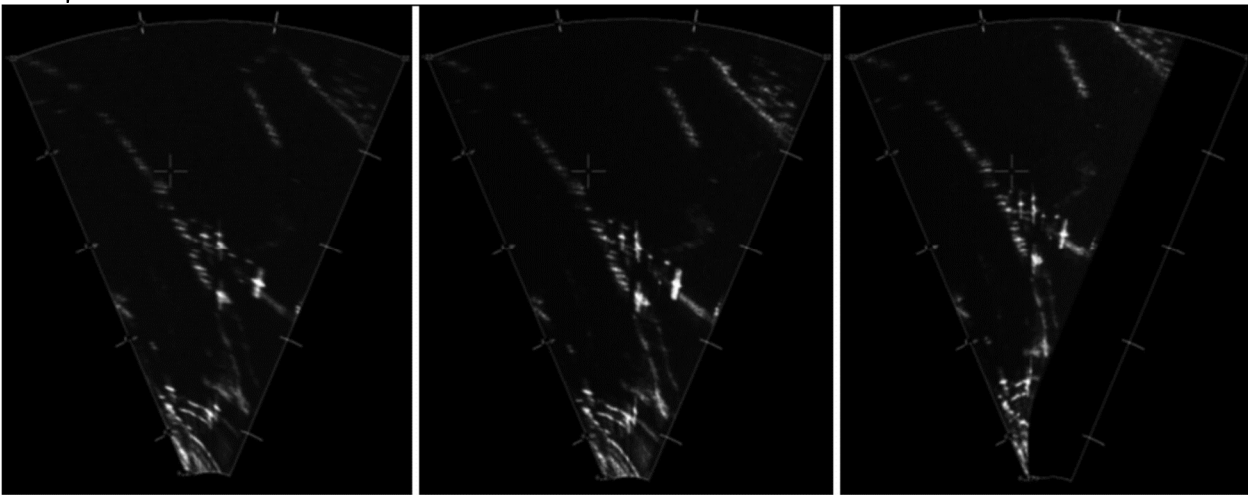
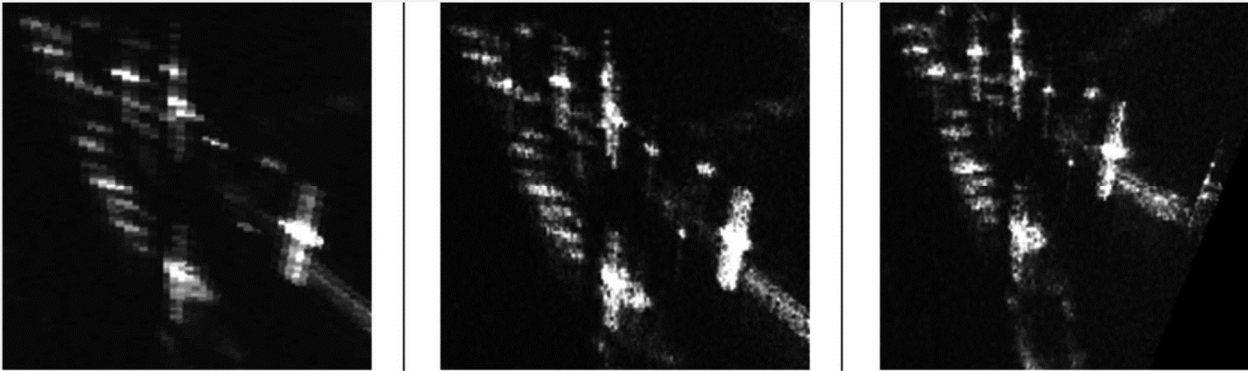


Рис. 7. Радиолокационное изображение в режиме реального луча



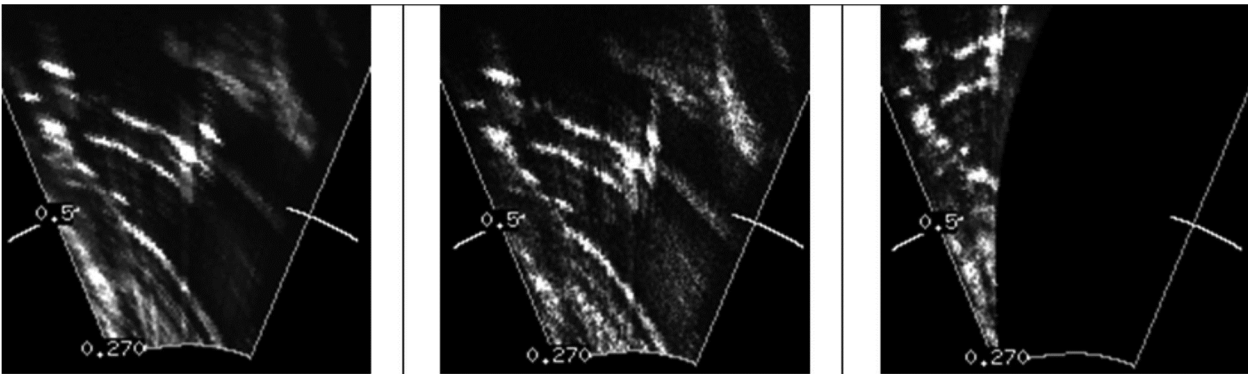
а) Несфокусированное радиолокационное изображение, сформированное в режиме синтезирования апертуры
 б) Радиолокационное изображение сфокусированное методом PGA, но без компенсации движения носителя
 в) Радиолокационное изображение, полученное с применением PGA и компенсации движения

Рис. 8. Результаты натурных экспериментов



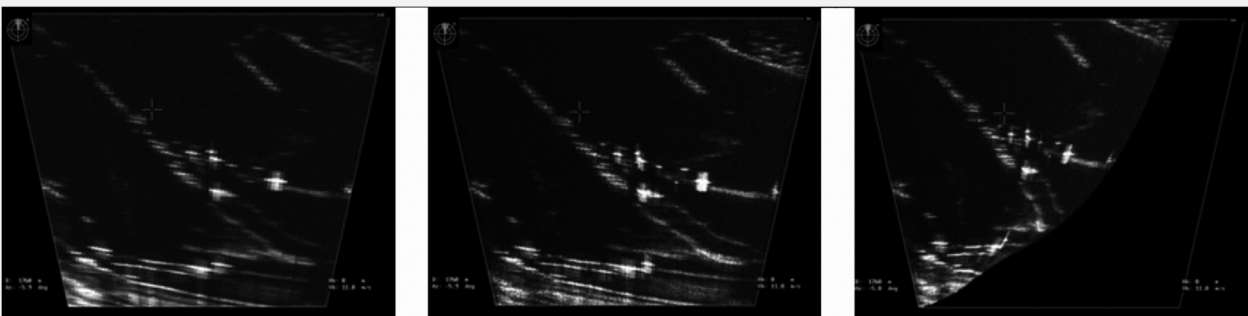
а) Обработка отсутствует
 б) Только PGA
 в) PGA и компенсация движения

Рис. 9. Область на дальности 1,3 км (увеличенный масштаб)



а) Обработка отсутствует
 б) Только PGA
 в) PGA и компенсация движения

Рис. 10. Область на дальности до 800 м (увеличенный масштаб)



а) Обработка отсутствует
 б) Только PGA
 в) PGA и компенсация движения

Рис. 11. Радиолокационные изображения в широком секторе отображения

Автофокусировка методом оптимизации резкости

Группа методов автофокусировки, основанных на оптимизации резкости изображений, получила в последние годы широкое распространение при реализации систем радиовидения. В основу методов положена идея выбора оценки резкости изображения и подбора таких параметров корректирующего сигнала, которые приводят к изображению с максимальной резкостью. Считается, что резкость изображения напрямую связана с его сфокусированностью. Соответственно, при реализации данной группы методов решаются две основные проблемы. Первая из них – это выбор метрики резкости изображения, то есть того, как численно можно оценить, насколько сфокусированное изображение мы имеем при различных корректирующих функциях. Вторая проблема и наиболее сложно решаемая – это проблема выбора алгоритма подстройки корректирующей функции, который бы приводил к оптимальному решению, то есть к максимальной (или минимальной) метрике резкости изображения. Причем данный алгоритм должен, с одной стороны, иметь вычислительную сложность, приемлемую для практической реализации, а с другой стороны, приводить к глобальному, а не одному из локальных, экстремуму метрики резкости.

В данной работе проанализирован и реализован практически метод автофокусировки на основе оптимизации резкости, изложенный в [17]. Этот метод в качестве метрики резкости изображения использует сумму квадратов интенсивностей всех пикселей РЛИ:

$$C = \sum_i \sum_r - |g[r, i]|^4, \quad (17)$$

то есть сумму четвертых степеней модулей комплексных отсчетов изображения. Использование обратного знака приводит к тому, что метрика должна минимизироваться с целью максимизации резкости изображения.

В качестве алгоритма адаптации предлагается использовать метод градиентного спуска. При этом отмечается имеющий огромное значение факт: подбор корректирующей функции может идти по каждому отсчету независимо. Это существенно упрощает задачу с точки зрения вычислительной сложности, позволяя применять на практике метод простого перебора. В то же время, важно отметить, что такая возможность справедлива только для малых отклонений фазовых ошибок. Результаты моделирования представлены на рис. 12.

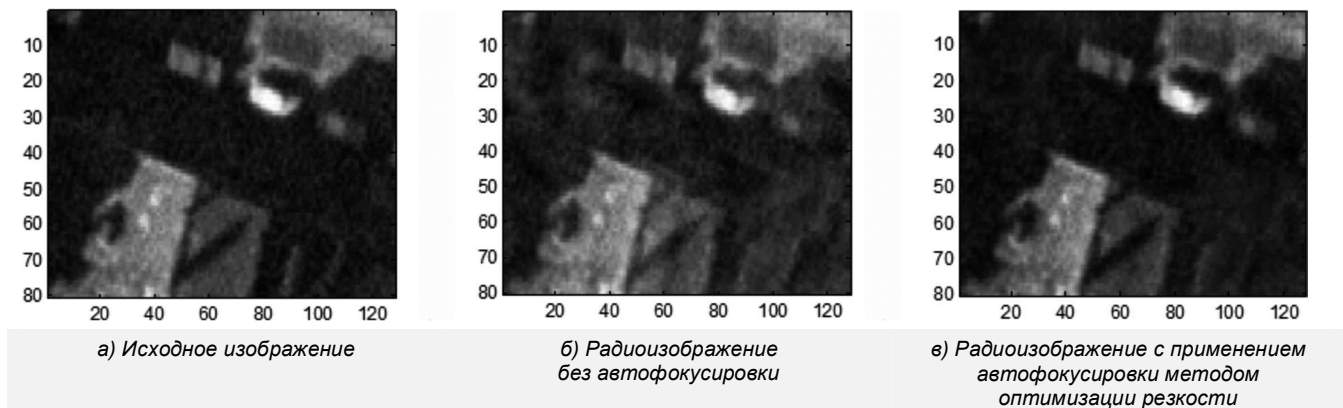


Рис. 12. Результаты моделирования метода автофокусировки на основе оптимизации резкости

На рис. 12 а показано исходное оптическое изображение, которое принимается за идеальное. На основе данного изображения формируется модель отраженного сигнала, которая во временной области умножается на искажающую функцию с фазой, меняющейся по случайному закону в диапазоне $\pm\pi/2$. При восстановлении изображения в режиме синтезирования без автофокусировки наблюдается результат, показанный на рис. 12б. Заметно наличие расфокусировки, которое в данном случае проявляется как спекл-шум, поскольку значения фазы переотражения оказываются случайными. Искажение РЛИ заметно, но незначительно, поскольку значения фазы искажающего сигнала ограничены диапазоном $\pm\pi/2$.

Применение автофокусировки методом оптимизации резкости позволяет получить изображение вида рис. 12 в. Качество изображения заметно повышается.

Важно отметить, что описанный подход к автофокусировке работает при любых законах ухода частоты, а не только при случайном. Важным является факт ограниченности отклонения фазы диапазоном $\pm\pi/2$, что ставит под сомнение его работоспособность в рассматриваемом классе задач с их высокой степенью нестабильности характеристик.

Режим бокового обзора

Другим подходом к дальнейшему повышению разрешающей способности радиолокационных изображений является переход от секторного к переднебоковому или боковому режиму обзора. При формировании изображения в таком режиме проблема стыковки парциальных кадров и компенсация движения носителя снимается сама собой, поскольку изображение формируется в этом случае построчно, а не покадрово.

Первые эксперименты записи и обработки сигналов в режиме, близком к боковому обзору, дали следующие результаты. На рис. 13 показана сцена и условия наблюдений.

Носитель РЛС движется по дороге равномерно прямолинейно. Антенна зафиксирована под углом -79 градусов в азимутальной плоскости. Сигнал регистрируется на интервале перемещения носителя порядка 300 метров (начальный и конечный пункты движения отмечены кружками на рис. 13). На спутниковое изображение наложены данные записанного сигнала – матрица распределения мощности сигнала по каналам дальности и времени.

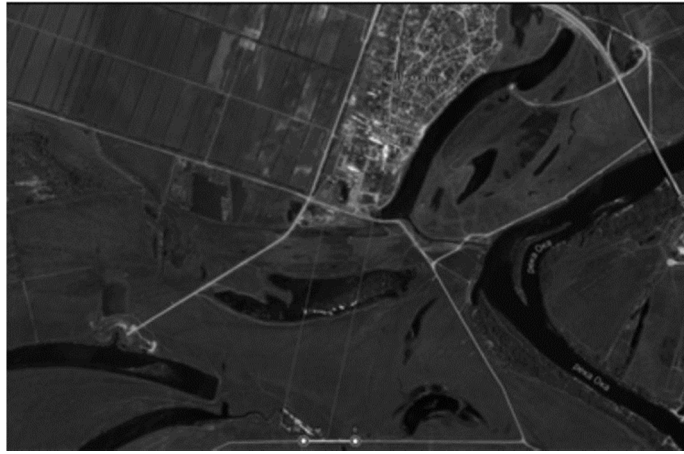
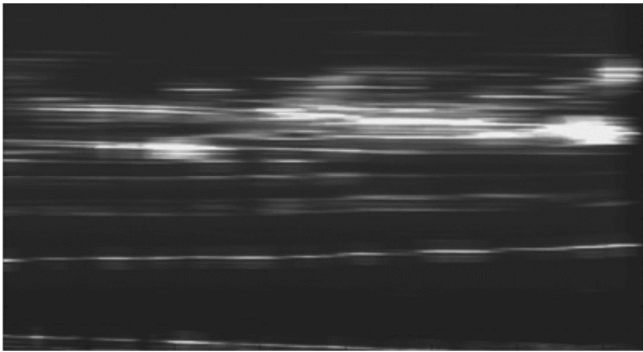
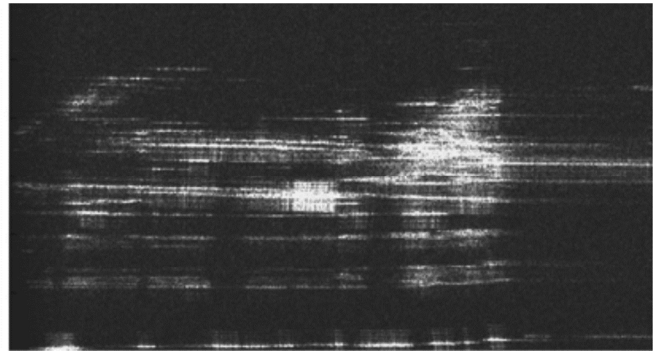


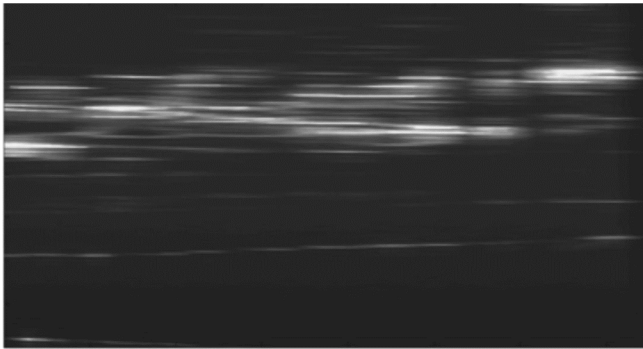
Рис. 13. Регистрация сигнала в режиме бокового обзора



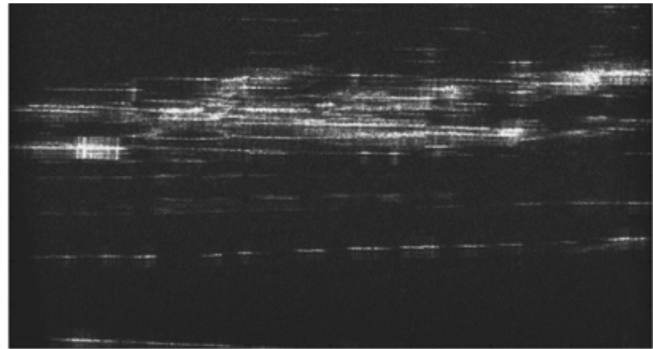
а)



б)



в)



г)

Рис. 14. Результаты формирования радиолокационных изображений в режиме бокового обзора

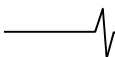
Основная сложность при обработке сигнала в данном случае состоит в отсутствии точной навигационной информации, необходимой для формирования опорных функций. В экспериментах опорная функция оценивалась по сигналу, в котором выделялись фрагменты, соответствующие отражениям от точечных объектов. Такая обработка позволила получить результаты, продемонстрированные на рис. 14.

Результаты представлены для двух экспериментов. Изображения а) и в) соответствуют режиму реального луча для первого и второго экспериментов, соответственно. Изображения б) и г) соответствуют радиолокационным изображениям, полученным для первого и второго экспериментов в режиме повышения разрешения по азимуту в режиме бокового обзора и корреляции с опорными функциями. Заметно ощутимое сжатие отметок от целей по азимуту, однако, высокого качества

изображения достичь не удастся. Требуются дополнительные исследования и эксперименты с внесением в сцену угловых отражателей, используемых для формирования опорных функций, а также решение вопроса о формировании точной навигационной информации.

Заключение

В статье рассмотрены проблемы реализации автомобильных систем радиовидения, разрабатываемые для целей промышленного мониторинга. Такие системы работают в диапазонах дальности от нескольких сотен метров до нескольких километров. Проблема компенсации движения в течение интервала сбора данных становится важной для объединения последовательных кадров изображения в один полный кадр. Интенсивные флуктуации траектории являются еще одним источником искажения изображений. В статье предложен способ



автофокусировки и компенсации движения носителя, которые приводят к повышению разрешения радиолокационных изображений, как по дальности, так и по азимуту. Предложены пути дальнейшей доработки системы с целью повышения качества формируемых изображений.

Исследование выполнено при финансовой поддержке РФФИ в рамках научного проекта № 18-07-00419 А.

Литература

1. R. Coscione, I. Hajnsek, O. Frey. «An Experimental Car-Borne SAR System: Measurement Setup and Positioning Error Analysis», IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium, 2018, pp. 6364-6367.
2. O. Frey, C.L. Werner, I. Hajnsek and R. Coscione. «A Car-Borne SAR System for Interferometric Measurements: Development Status and System Enhancements», IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium, 2018, pp. 6508-6511.
3. O. Frey, C.L. Werner, U. Wegmuller, A. Wiesmann, D. Henke and C. Magnard. «A car-borne SAR and InSAR experiment», IEEE Intern. Geoscience and Remote Sensing Symposium, 2013, pp. 93-96.
4. P. Eichel, D. Ghiglia, and C. Jakowatz. «Speckle processing method for synthetic-aperture-radar phase correction», Optics Letters, vol. 14, 1989, pp. 1-3.
5. D.E. Wahl, P.H. Eichel, D.C. Ghiglia, and 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, 1994, pp. 827-835.
6. 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.
7. S. Chen, F. Lu, J. Wang, M. Liu. «An improved phase gradient autofocus method for one-stationary bistatic SAR», IEEE Intern. Conf. on Signal Processing, Communications and Computing pp. 1-5, 2016.
8. M.P. Hayes and S. A. Fortune. «Recursive phase estimation for image sharpening». In Image and Vision Computing New Zealand, Dunedin, New Zealand, 2005.
9. T.J. Kragh. «Monotonic iterative algorithm for minimum-entropy autofocus». In Proc. Adaptive Sensor Array Processing (ASAP) Workshop, Lexington, MA, June 2006.
10. R.L. Morrison Jr., M.N. Do, and D.C. Munson. Jr. «SAR Image Autofocus By Sharpness Optimization: A Theoretical Study», IEEE Journal, pp. 1-13, 2003
11. M.P. Hayes, H.J. Callow and P.T. Gough. «Strip-map Phase Gradient Autofocus», Proceedings of IEEE 6th Digital Signal Processing Workshop, 1994, pp. 53-56.
12. D.G. Thompson; J.S. Bates; D.V. Arnold. «Extending the phase gradient autofocus algorithm for low-altitude stripmap mode SAR». Proceedings of the 1999 IEEE Radar Conference. Radar into the Next Millennium, 1999, pp. 36-40.
13. Y. Gao, W. Yu, Y. Liu, R. Wang, C. Shi. «Sharpness-Based Autofocusing for Stripmap SAR Using an Adaptive-Order Polynomial Model». IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters, 2014, vol. 11, no. 6, pp. 1086-1090.
14. V. Androsov, S. Vityazev, A. Kharin, V. Vityazev. «An Approach to Autofocus in Car-borne Radar Imaging Systems». 2018 IEEE East-West Design & Test Symposium, 2018, pp. 1-4.
15. I.G. Cumming, F.H. Wong. «Digital Processing of Synthetic Aperture Radar Data: Algorithms and Implementation». Norwood, MA: Artech House, 2005.
16. W.G. Carrara, R.S. Goodman and R.M. Majewski. Spotlight Synthetic Aperture Radar. Signal Processing Algorithms, Artech House, Boston, London, 1995.
17. Robert L. Morrison, Jr., Minh N. Do. and David C. Munson, Jr. «SAR Image Autofocus By Sharpness Optimization: A Theoretical Study». IEEE Journal, 2003.

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 или .jpg.

УДК 621.391.1:004.451.7

ИССЛЕДОВАНИЕ ПРОХОЖДЕНИЯ КВАНТОВАННОЙ ПЕРВИЧНОЙ СИНХРОНИЗИРУЮЩЕЙ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТИ (PSS) В ТЕХНОЛОГИИ LTE OFDMA ЧЕРЕЗ МОДЕЛЬ КАНАЛА С ЗАМИРАНИЯМИ

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

INVESTIGATION OF THE PASSAGE OF A QUANTIZED PRIMARY TIMING SEQUENCE (PSS) IN LTE OFDMA TECHNOLOGY THROUGH A FADING CHANNEL MODEL

Kiseleva T.P.

In this article, we continue to study the quantized Zadov-Chu (ZC) sequence used as the primary synchronization sequence (PSS – Primary Synchronization Signal) in the construction of the frame of the data of the downlink (DL) of LTE OFDMA (Long Term Evolution Orthogonal Frequency Division Multiple Access) technology. A model of the communication channel with Rayleigh fades is presented and the characteristics of the channel for studying the passage of the unquantized and quantized ZC sequence with a quantization step of 1/16, 1/32, 1/64 are given. The algorithm of estimation of delay spread of reflected signals for the conclusion about the need for the use of the equalizer for the considered model of the Rayleigh channel.

Key words: quantization, the number of quantization levels, the sequence Zadoff-Chu (ZC), primary synchronization signal (PSS), the technology of LTE, OFDMA, cross-correlation function (VCF), a communication channel with Rayleigh fading.

Ключевые слова: квантование, число уровней квантования, последовательность Задова-Чу (ZC), первичный сигнал синхронизации (PSS), технология LTE OFDMA, взаимокорреляционная функция (VCF), канал связи с Рэлеевскими замираниями.

Введение

Для осуществления передачи и приема данных в сетях LTE мобильная станция (UE) должна синхронизироваться с базовой станцией (eNodeB). Для реализации процедуры синхронизации базовая станция передает специальные синхронизирующие сигналы: первичный синхросигнал (PSS – Primary Synchronization Signal) и вторичный синхросигнал (SSS – Secondary Synchronization Signal). При этом алгоритм синхронизации может быть разделен на следующие этапы [1]:

1. Грубая временная синхронизация с началом слота и оценка дробной фазовой отстройке по корреляционной кривой циклического префикса. Циклический префикс (защитный интервал) – часть OFDM символа, копируемая с конца символа в его начало для защиты от межсимвольной интерференции (ICI) [2].

2. Временная синхронизация с началом 0-го или 10-го слота, определение второй составляющей идентификатора соты и целой PSS.

3. Временная синхронизация с началом кадра, определение первой составляющей идентификатора соты по корреляционной кривой вторичного синхросигнала SSS.

Грубая временная синхронизация позволяет определить границы OFDM символа, а также начало слота и

Продолжено исследование квантованной последовательности Задова-Чу (ZC), используемой в качестве последовательности первичной синхронизации (PSS – Primary Synchronization Signal) при построении кадра (фрейма) данных нисходящего канала (DL – Down Link) связи технологии LTE OFDMA (Long Term Evolution Orthogonal Frequency Division Multiple Access). Представлена модель канала связи с Рэлеевскими замираниями и заданы характеристики канала для исследования прохождения неквантованной и квантованной последовательностей ZC с шагом квантования 1/16, 1/32, 1/64. Составлен алгоритм оценки разброса задержек отраженных сигналов для вывода о необходимости применения эквалайзера для рассматриваемой модели Рэлеевского канала.

подготавливает к процедуре синхронизации по корреляционной кривой первичного синхросигнала.

Первичная последовательность синхронизации PSS в нисходящем направлении передачи DL от базовой станции (eNodeB) к пользователю (UE) для технологии LTE OFDMA построена на элементах последовательности $d_u(n)$ Задова-Чу [2, 3],

$$d_u(n) = \begin{cases} e^{-j\frac{\pi u n(n+1)}{63}} & n = 0, 1, \dots, 30; \\ e^{-j\frac{\pi u (n+1)(n+2)}{63}} & n = 31, 32, \dots, 61. \end{cases} \quad (1)$$

где u – индекс (root index), принимающий значение в зависимости от второй составляющей идентификатора соты $N_{ID}^{(2)}$.

$N_{ID}^{(2)}$	Root index u
0	25
1	29
2	34

Длина последовательности $d_u(n)$ в технологии LTE OFDMA $n = 62$ элемента.

PSS – последовательность применяется для синхронизации по субфреймам, слотам и OFDM-символам, а также для вычисления физического идентификатора соты (Physical Layer Cell Identity, PCI). Передача PSS сигнала осуществляется в 0 и 10 слотах каждого кадра (нулевой и пятый субфрейм), то есть PSS передается два раза за 10 мс. Для передачи PSS используются 62 центральные поднесущие в последнем OFDM-символе слота. В качестве PSS используются три взаимно-ортогональные ZC-последовательности, каждой из которых соответствует идентификатор NID(2) от 0 до 2 ($u = 25, 29, 34$). При передаче PSS используется квадратурная (QPSK) модуляция.

Постановка задачи исследования

Передаваемый кадр включает комплексные битовые данные пользователей, передаваемые в соответствии с технологией OFDM на синфазной и квадратурной поднесущих назначенного пользователю частотного диапазона канала общего доступа PDSCH (DL-направления). Все битовые сигналы могут быть представлены одним разрядом шины данных формирующего и обрабатывающего процессоров для синфазной и одним разрядом – для квадратурной части каждого бита и, соответственно, 2-х разрядными ячейками системной памяти мобильных приборов. В этой ситуации для работы с данными можно было бы применить небольшие RISC – процессоры с настраиваемой разрядностью, либо небольшие дешевые программируемые логические матрицы (ПЛМ). Работа с низкоразрядными данными снижает вычислительную нагрузку при преобразованиях Фурье и ускоряет работу вычислительных средств [3]. Последовательность ZC, формирующая первичный синхросигнал PSS, не является битовой; исходя из ее математической модели (1) каждый элемент ZC – это аналоговая комплексная величина. При решении задачи снижения аппаратно-программных средств разрабатываемых устройств сотовой связи возникает задача квантования последовательности Задова-Чу с определением оптимального числа уровней квантования. Последовательности ZC в LTE OFDMA технологии применяются не только в виде PSS в нисходящем направлении DL, но и в восходящем – UL направлении в качестве преамбулы канала случайного доступа (PRACH) и служебных опорных сигналов: зондирующего (SRS) и демодулированного (DMRS) [2].

В работе [3] производилась оценка циклической автокорреляционной функции – АКФ (ACF) последовательности ZC по уровню боковых лепестков по отношению к максимальному значению циклической АКФ при различных значениях уровней квантования. Исследование производилось для числа уровней от 2-х до 64-х, т.е. от 1 до 6 разрядов шины данных обрабатывающего процессора. По результатам исследования был сделан вывод о принципиальной возможности снижения числа разрядов шины данных с $2^{16} \dots 2^{32}$ до $2^4 \dots 2^6$, что позволяет применять при разработке мобильных устройств процессоры и АЦП с малой разрядностью.

В данной работе ставится задача дальнейшего исследования влияния квантования последовательности ZC на характеристики взаимокорреляционной функции (VCF) принимаемого и тестового сигналов PSS при прохождении Рэлеевского канала связи с добавлением аддитивного белого Гауссова шума (AWGN), т.е. канала, характерного для плотной городской застройки. Моделирование проводится на имитационной математической модели канала связи замираниями с добавлением AWGN для неквантованной последовательности ZC(25, 62) и квантованной с 31,63 и 127 уровнями квантования и соответствующим шагом квантования.

Математическая модель канала включает от 2 до 8 путей распространения сигнала (path) с заданными возрастающими задержками, коэффициентами затухания для каждого пути и заданное значение отношения сигнал/шум (SNR) для добавленного аддитивного Гауссовского шума. По каждому варианту числа путей распространения производится усреднение результатов по 50 измерениям максимума VCF ZC(25,62).

Математическая модель Рэлеевского канала связи

Математическая модель канала связи для прохождения фрейма данных с сигналами синхронизации в технологии LTE OFDMA в нисходящем направлении DL строится на основе структурной схемы, представленной на рис. 1.

В рассматриваемой имитационной модели при формировании кадра OFDM-символов для передачи в нисходящем направлении сначала происходит заполнение фрейма битовой последовательностью данных пользователей, поступающих с генератора случайных чисел на формирователь слотов, в каждый из которых по правилам стандарта технологии LTE OFDM [2] добавляются пилот-сигналы (RS) и информация широкополосного канала. В слоты 0 и 10 субфреймов 0 и 5 добавляются последовательности синхронизации PSS и SSS. Кадр, сформированный в виде последовательного кода $sk(t)$, поступает на вход преобразователя из последовательного кода в параллельный (S/P) преобразуемого в параллельную форму отдельных комплексных символов $S_k(n)$, $n = 0, 1, \dots, N-1$, распределяемых по сигналам поднесущих частот.

Символы $S_k(n)$ модулируются QPSK, либо другими видами модуляции (BPSK, 16QAM, 64QAM) – в зависимости от назначения сигналов кадре [2]. Сигналы с выходов квадратурных модуляторов $X_k(n)$, $n = 0, 1, \dots, N-1$ поступают на вход модуля обратного преобразования Фурье (IFFT), после чего к каждому OFDM-символу добавляются дискретные выборки циклического префикса во временной области и полный кадр OFDM-символов поступает на преобразователь параллельного сигнала в последовательный, затем – через модуль цифроаналогового преобразователя (DAC) – в моделируемый Рэлеевский канал связи с замираниями и добавлением белого Гауссова шума.

При приеме OFDM-символа все преобразования производятся в обратном порядке, и на выходе модуля прямого преобразования Фурье (FFT) формируются коэффициенты поднесущих с добавлением аддитивного

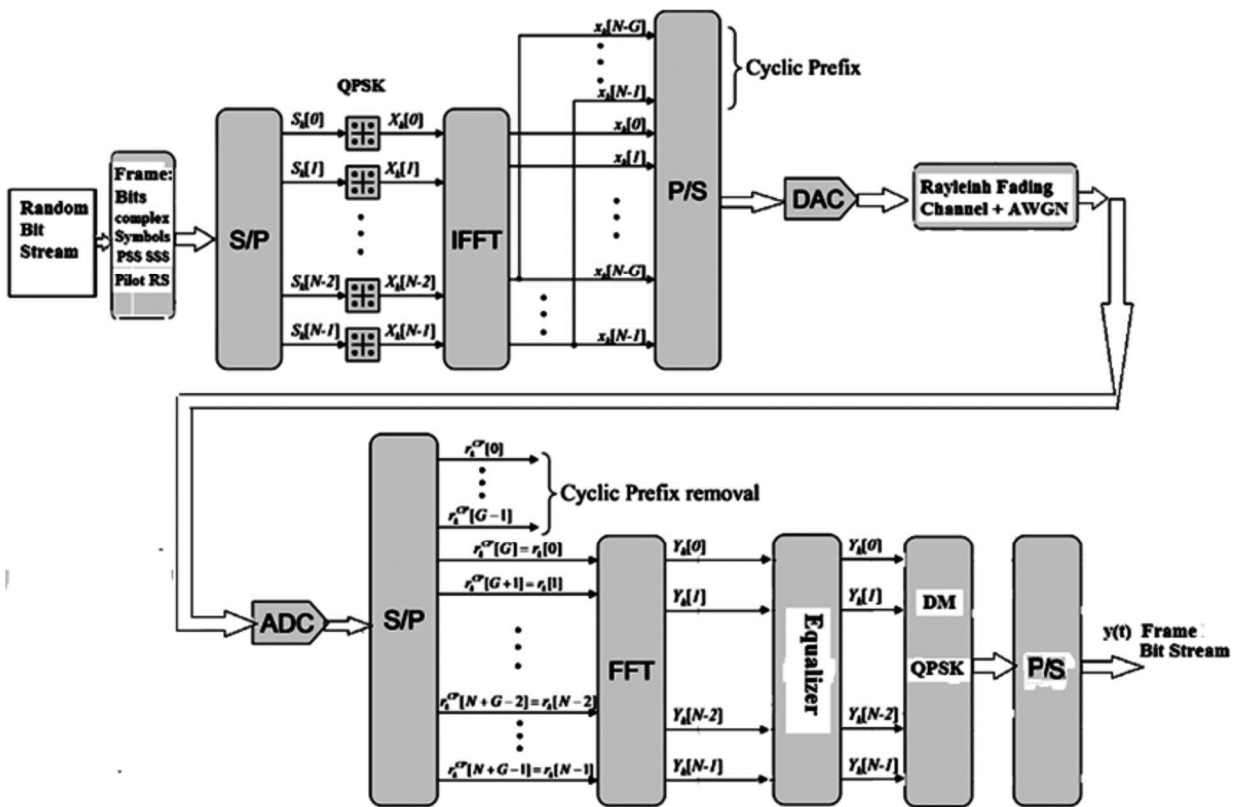


Рис. 1. Математическая модель канала связи для прохождения фрейма данных с сигналами синхронизации в технологии LTE OFDMA в направлении DL

шума канала связи $Y_k(n)$, $n = 0, 1 \dots N-1$, модулированные огибающими элементарных сигналов передаваемых OFDM-символов. Поскольку использование пилотных сигналов позволяет провести анализ характеристик канала связи, при необходимости, можно рассчитать комплексные коэффициенты эквалайзера, позволяющие произвести выравнивание ресурсной сетки принятого кадра. Затем производится преобразование кадра из параллельной формы сигналов в последовательную и, используя обратное преобразование Фурье (IFFT), из частотной области во временную – то есть в сигнал $y(t)$ – битовую информационную последовательность принятого кадра пользовательских данных.

В данной работе рассмотрен наиболее полный и сложный случай канала с замираниями – Рэлеевский канал. Релеевским каналом принято обозначать канал с замираниями, в котором прямой сигнал существенно ослаблен, фаза коэффициента передачи равномерно распределена в пределах $[0 - 2\pi]$, а амплитуда подчиняется релеевскому закону распределения. Функция плотности вероятности Релея [1]:

$$f(\alpha) = \frac{\alpha}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{\alpha^2}{2\sigma^2}\right), \quad \sigma - \text{параметр масштаба}$$

функции плотности вероятности Релея.

Результаты исследования на имитационной модели канала связи

Математическая модель Рэлеевского канала связи формировалась с учетом пожеланий, изложенных в теоретическом разделе инструкции пользователя программы моделирования MATLAB2015b-help/comm/index.html – раздел Fading Channels.

Основные положения по выбору значений свойств, описывающих реалистичные каналы:

- задержки пути распространения радиосигналов задаются по правилам: первая задержка, соответствующая первому пути, обычно равна нулю; для плотной застройки задержки пути обычно составляют от 100 нс до 10 мкс (то есть от $1e-7$ с до $1e-5$ с) (Максимальное значение радиуса зоны обслуживания, при котором еще предоставляются услуги требуемого качества для стандарта GSM – порядка 3-10 км, с уточнением: радиус соты в городской застройке 0,4-6 км [4]). Таким образом, при выборе радиуса зоны обслуживания 3км, учитывая пожелания выше, максимальная задержка отраженных сигналов принимается не более задержки прямого пути распространения (10 мкс);

- модель канала должна содержать не более 100 путей;

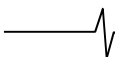
- среднее значение усиления пути – между -20 дБ и 0 дБ. Значение величины затухания изменяется линейно в зависимости от задержки;

- чтобы ожидаемое значение полной мощности усиления пути было равно 1, применяется нормализация усиления пути;

- сброс параметров канала и состояния внутреннего генератора случайных чисел, задающих состояние канала связи, перед каждым циклом исследований.

Учитывая эти пожелания, для модели Рэлеевского канала связи выбраны следующие параметры:

- число путей распространения принимаемого сигнала (в данном случае – последовательности Задова-Чу) – 8 paths; в данной работе 8 путей распространения сигналов исчерпывают диапазон задержек, рекомендован-



ных в теоретической части инструкции пользователя MATLAB.

- величины задержек для 8 путей (s): 0, 5e-7, 1.5e-6, 2.5e-6, 5.0e-6, 7.0e-6, 1.0e-5, 1.5e-5;
- величины затухания для 8 путей (dB): 0, -1.5, -2, -3.5, -4, -4.5, -5, -5.5;
- отношение сигнал/ шум SNR (dB): 4 dB;
- максимальный Допплеровский сдвиг частоты – 80 Гц;

Выбор параметров модели Рэлеевского канала достаточно произволен, но с учетом пожеланий в инструкции пользователя MATLAB.

Математическая модель передаваемой последовательности PSS (ZC(25,62)) сформирована согласно стандарту [2]. На рис. 2 представлен график OFDM-символа последовательности ZC(25,62), занимающей в кадре LTE DL 62 центральные поднесущие в частотной области и 7-й символ 0 слота во временной области. Длительность символа – $T_s = 66,67$ мкс.

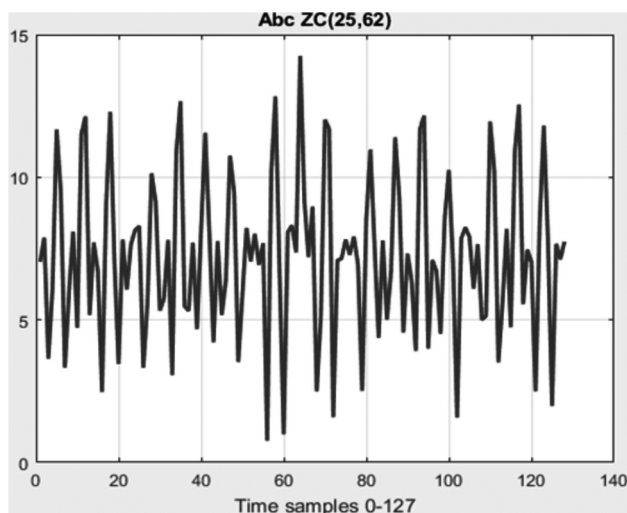


Рис.2. Модуль многочастотной последовательности ZC(25,62) во временной области. Число выборок $0 \leq n \leq 127$

Согласно стандарту технологии LTE OFDMA [2], число выборок на символ во временной и частотной области для полосы частот каждой поднесущей 15 кГц равно 2048. Но в целях снижения вычислительной нагрузки возможна децимация выборок, в данном случае, с коэффициентом прореживания 16 [5]. Таким образом, в данной модели OFDM – символа дискретизация с числом выборок 128 и длительностью выборки $dt = T_s/128 = 0,521$ мкс.

Моделирование прохождения последовательности ZC(25,62) через Рэлеевский канал с белым Гауссовым шумом проведено в 2 режимах:

- с неквантованной последовательностью ZC(25,62);
- с квантованной последовательностью – шаг квантования $Q = 1/16$, $Q = 1/32$, $Q = 1/64$.

При квантовании комплексной последовательности ZC(25,62) отдельно квантуется реальная и мнимая часть последовательности:

$$\text{Quant Complex}(ZC) = \text{Re_Quant}(ZC) - i * (\text{Im_Quant}(ZC)).$$

Далее исследование проводится с полученной квантованной комплексной последовательностью ZC. Результатом исследований является полученная область неопределенности взаимокорреляционной функции (VCF) тестовой и принятой последовательности ZC(25,62), прошедшей Рэлеевский канал связи в условиях, описанных выше и при различном количестве путей отраженных сигналов. Результаты вычисления VCF усредняются по 50 испытаниям для каждого количества путей как по величине максимума нормированной VCF, так и по величине временной задержки относительно временного положения максимального пика нормированной автокорреляционной функции (ACF) тестовой последовательности ZC(25,62).

Затем, достаточно произвольно, определяется область наиболее достоверных максимальных значений VCF для квантованных и неквантованных последовательностей, устанавливаются границы прямоугольника, ограничивающего область достоверных значений VCF, и определяется число попаданий в эту область значений максимумов VCF для неквантованной и квантованных последовательностей при разном числе путей распространения сигнала.

Критерием для выбора области достоверных значений является значение порога величин максимумов VCF с одной стороны и задаваемая величина наибольшего отклонения максимума VCF от временного положения максимума ACF тестовой последовательности. Ниже приведены табл. 1-4 усредненных значений VCF ZC(25,62) в зависимости от количества путей и величин задержек для каждого испытания.

В процессе установления синхронизации по первичной последовательности PSS применяется алгоритм корреляционного приема с принятием решения по критерию максимального правдоподобия. В данной модели пороговое значение для нормированных данных принимается равным 0,5, а область достоверных значений VCF ZC(25, 62) в полученной области неопределенности пусть будет равна длительности циклического префикса (9...10 выборок, т.е. 4,7...5,2 мкс) [2].

На рис. 3 приведен график областей неопределенности усредненных значений VCF ZC(25,62) для неквантованной и квантованных последовательностей, постро-

Таблица 1

№ пути КС	Значение норм усред VCF	Временной сдвиг ($\Delta n * dt$) mks
2	0,5191	(128-123)*0,521 mks = 2,6 mks
3	0,6475	(128-119)*0,521 mks = 4,69 mks
4	0,4088	(128-131)*0,521 mks = -1,56 mks
5	0,4503	(128-121)*0,521 mks = 3,65 mks
6	0,5282	(128-121)*0,521 mks = 3,65 mks
7	0,5035	(128-129)*0,521 mks = -0,521 mks
8	0,5561	(128-143)*0,521 mks = -7,82 mks

Таблица 2

№ пути КС	Значение норм усред VCF($Q = 1/16$)	Временной сдвиг ($dt * \Delta n$) мкс
2	0,5422	(128-142)*0,521 мкс = -7,29 мкс
3	0,6025	(128-133)*0,521 мкс = -2,61 мкс
4	0,4793	(128-137)*0,521 мкс = -4,69 мкс
5	0,2987	(128-125)*0,521 мкс = 1,56 мкс
6	0,4423	(128-121)*0,521 мкс = 3,65 мкс
7	0,5036	(128-119)*0,521 мкс = 4,69 мкс
8	0,3593	(128-109)*0,521 мкс = 9,9 мкс

Таблица 3

№ пути КС	Значение норм усред VCF($Q = 1/32$)	Временной сдвиг ($dt * \Delta n$) мкс
2	0,5574	(128-114)*0,521 мкс = 7,3 мкс
3	0,5092	(128-122)*0,521 мкс = 3,12 мкс
4	0,5219	(128-127)*0,521 мкс = 0,521 мкс
5	0,5279	(128-135)*0,521 мкс = -3,65 мкс
6	0,5037	(128-136)*0,521 мкс = -4,17 мкс
7	0,6388	(128-142)*0,521 мкс = -7,31 мкс
8	0,6358	(128-130)*0,521 мкс = -1,04 мкс

Таблица 4

№ пути КС	Значение норм усред VCF ($Q = 1/64$)	Временной сдвиг ($dt * \Delta n$) мкс
2	0,4780	(128-147)*0,521 мкс = -9,9 мкс
3	0,5403	(128-123)*0,521 мкс = 2,6 мкс
4	0,5076	(128-118)*0,521 мкс = 5,21 мкс
5	0,5723	(128-142)*0,521 мкс = -7,29 мкс
6	0,5743	(128-132)*0,521 мкс = -2,08 мкс
7	0,5412	(128-145)*0,521 мкс = -8,86 мкс
8	0,5111	(128-125)*0,521 мкс = 1,56 мкс

енный в координатах (нормированный максимум VCF ZC(25,62))х(временные выборки центральной части VCF). Центральная временная выборка – номер 127 (тонкая линия), на которую попадает максимум ACF тестовой неквантованной последовательности ZC(25,62), не прошедшей Рэлеевский канал.

Область достоверных значений VCF – внутри прямоугольника, ограниченного сверху – краем графика, снизу – пунктирной линией на уровне 0,5 нормированного значения максимума тестовой ACF, справа и слева – пунктирные линии – границы диапазона задержек, не превышающего величину циклического префикса, т.е. $\pm(5 * 0,521)$ мкс от выборки 128, что составит $\pm 2,6$ мкс.

На графике приняты следующие обозначения:

- ромб – значения максимумов VCF неквантованной последовательности ZC; в выделенную область попали 2 максимума для случаев с 2 и 7 путями распространения;
- круг – значения максимумов VCF последовательности ZC с шагом квантования $Q = 1/16$; в выделенную область попал 1 максимум для случая с 3 путями;
- квадрат – значения максимумов VCF последовательности ZC с шагом квантования $Q = 1/32$; в выделенную область попали 2 максимума для случаев с 4 и 8 путями распространения сигнала;
- треугольник – значения максимумов VCF последовательности ZC с шагом квантования $Q = 1/64$; в выделенную область попали 3 максимума для случаев с 3, 4 и 8 путями.

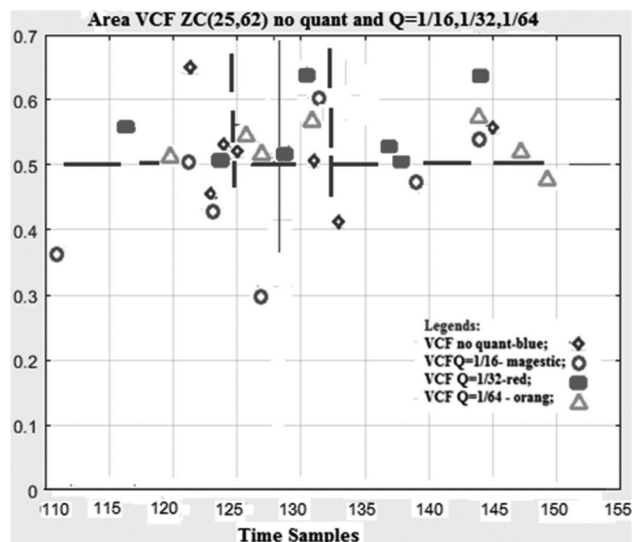
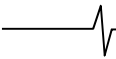


Рис. 3. Область неопределенности максимальных значений VCF ZC(25,62) для различного числа путей сигнала в Рэлеевском канале с замираниями при прохождении квантованной и неквантованной последовательности ZC(25,62).

Большой разброс максимумов VCF последовательности ZC наблюдается как для квантованной последовательности, так и для неквантованной, но для вариантов с шагом квантования $Q = 1/32$, $Q = 1/64$ попадание максимума VCF в выбранную область достоверных значе-



ний несколько чаще, чем для варианта с шагом квантования $Q = 1/16$.

Рэлеевский канал связи характеризуется преобладанием «быстрых» замираний. Термин «быстрое замирание» (fast fading) используется для описания каналов, в которых $T_0 < T_s$, где T_0 – время когерентности канала-обратная величина полосы когерентности канала f_0 , а T_s – длительность символа. Быстрое замирание описывает условие, когда временной интервал, в течение которого поведение канала имеет корреляционный характер, мал по сравнению со временем, необходимым для передачи символа.

Для неискаженного приема важную роль играет соотношение скорости передачи символов $1/T_s$ и полосы когерентности канала $f_0 = 1/T_0$, представляющей диапазон частот, в пределах которого частотные компоненты сигнала имеют большую вероятность амплитудной корреляции, т.е. на все спектральные компоненты этого диапазона канал влияет одинаково.

Канал называется частотно-селективным, если $f_0 < 1/T_s = W$, где скорость передачи символов $1/T_s$ номинально берется равной скорости передачи сигналов или ширине полосы частот сигнала W . Амплитудное замирание не приносит искажений, связанных с внесенными каналом межсимвольными искажениями (ICI). В случае неискаженного приема необходимо выполнение следующего условия [6]:

$$f_0 > W = 1/T_s$$

Полоса когерентности f_0 устанавливает верхний предел скорости передачи, при которой можно не использовать в приемнике эквалайзер для «выравнивания» спектральных составляющих.

Для мобильной радиосвязи в качестве подходящей модели описания распространения в городской среде обычно берут совокупность рассеивающих элементов, имеющих радиальное равномерное распределение, равные коэффициенты отражения и независимые случайные фазовые углы отражения. Эту модель называют моделью канала с плотным размещением рассеивающих элементов. При ее использовании интервал частот, в пределах которого комплексная частотная передаточная функция канала имеет корреляцию не менее 0,5, вычисляется по формуле [6]:

$$f_0 = 1/(5 \cdot \sigma_\tau),$$

где σ_τ – величина среднеквадратического разброса задержек в диапазоне от 0 до T_m – величины максимальной задержки. Оценку среднеквадратического отклонения можно вычислить по формулам ГОСТ Р 8.736-2011 для стандартного отклонения на основании несмещенной оценки дисперсии:

$$\sigma_\tau = \sqrt{\frac{1}{n-1} \sum_{i=1}^n (\sigma_i - \sigma_m)^2},$$

где $\sigma_m = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \sigma_i$ – математическое ожидание σ_i .

Используя полученные значения задержки при моделировании прохождения последовательности ZC(25,62) через Рэлеевский канал связи с учетом случая наибольшего разброса задержек для квантованной последо-

вательности ZC с шагом квантования 1/64, вычисляем: $\sigma_\tau = 3,43$ мкс и полоса когерентности $f_0 = 1/(5 \cdot 3,43 \cdot 10^{-6}) = 58,31$ кГц.

В данном случае выполняется условие неискаженной передачи OFDM-символа длительностью $T_s = 66,67$ мкс, т.к. выполняется неравенство $f_0 > W = 1/T_s$, где $f_0 = 58,31$ кГц, $1/T_s = 15$ кГц.

Следует отметить, что среднеквадратическое отклонение задержек исследуемого канала σ_τ меньше длительности циклического префикса 4,7...5,2 мкс, что подтверждает возможность в технологии LTE OFDM в ряде случаев не использовать в приемнике эквалайзер. Циклический префикс символа OFDM-технологии позволяет защитить информативную часть передаваемого символа от межсимвольных искажений и частотно – селективных замираний, если величины задержек отраженных сигналов не превосходят его длительность.

Чтобы применить на практике подобную приближенную оценку соотношения полосы когерентности и скорости передачи символов, необходима информация о распределении задержек при передаче информации от базовой станции мобильному пользователю. Грубый расчет задержек можно произвести, имея план обслуживаемой базовой станции площади городской застройки и характеристики отражающих поверхностей.

Увеличить число попаданий величины VCF в выделенную область (см. рис. 3) можно за счет увеличения числа испытаний, тогда величины усредненных значений по путям отраженных сигналов будут иметь меньший разброс, но возрастет длительность процесса синхронизации. Компромиссное решение – выбор эквалайзера.

Некоторые схемы эквалайзеров собирают энергию отраженных импульсов только с малыми задержками, в результате чего теряется довольно большая часть энергии передаваемого сигнала. В данной работе в ходе исследования было отмечено, что суммарная энергия отраженных импульсов при учете всех путей распространения (8 путей) на 20...30 % превышает энергию импульсов с малыми задержками (см. данные табл. 1-4). На рис. 4 представлена 3D диаграмма усредненной нормализованной VCF тестовой и принятой после прохождения Рэлеевского канала последовательности ZC(25,62) с шагом квантования 1/32 в координатах (временные выборки 0...255)х(пути отраженных сигналов 1...8). Наибольший максимум – на пути с нулевой задержкой – ACF тестовой неквантованной последовательности ZC(25,62). На диаграмме заметно, что максимумы VCF с 7, 8 путями распространения выше, чем VCF путей с меньшим числом отраженных сигналов.

При необходимости применения эквалайзера предпочтение отдается эквалайзерам с обратной связью по решению (decision feedback equalizer – DFE), имеющему участок прямой связи, являющийся линейным трансверсальным фильтром [6], размер регистра и весовые коэффициенты отводов которого выбраны так, чтобы когерентно собирать практически всю энергию текущего символа.

Для проверки влияния квантования PSS на точность синхронизации при приеме кадра технологии LTE

OFDMA DL направления передачи, проведено имитационное моделирование в операционной среде MATLAB на модели канала связи (рис. 4) с Рэлеевскими замираниями и аддитивным Гауссовским шумом.

Norm Average VCF quant ZC(25,62) Test and Recive after Rayleing Channel

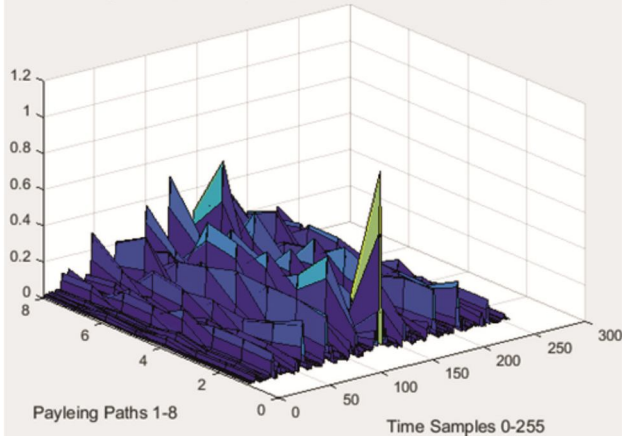


Рис. 4. Усредненная нормализованная VCF тестовой и принятой после прохождения Рэлеевского канала последовательности ZC(25,62) с шагом квантования $Q = 1/32$

Последовательность PSS сформирована на основе неквантованной и квантованной последовательности ZC(25,62) с шагом квантования 1/16, 1/32, 1/64. Передаваемый и принятый кадр представлен в виде ресурсной сетки объемом 20 слотов (140 RB) по временной оси и 15 RB (180 поднесущих) по частотной оси.

На рис. 5 представлен принятый кадр в виде ресурсной сетки (rxGrid) из (140x15) ресурсных блоков, или (140x180) символов OFDM – каждый символ во временной области модулирует свою поднесущую в частотной области.

Анализ величин ошибок прохождения кадром канала производится до процедуры «выравнивания» спектральных составляющих принятого сигнала (до эквалайзера). В среде моделирования из матрицы передаваемой ресурсной сетки вычитается матрица принятой ресурсной сетки во всех режимах моделирования и вычисляется статистика ошибок приема по 50 испытаниям:

среднее математическое ожидание и среднеквадратическое отклонение разности величин переданных и принятых сигналов по всей ресурсной сетке кадра по формулам ГОСТ Р 8.736-2011 для случаев синхронизации по первичной синхропоследовательности PSS неквантованной и квантованной. Так как передаются комплексные данные, вычисляется модуль (dB) и аргумент (rad) величин статистических характеристик. Результаты вычислений представлены в табл. 5.

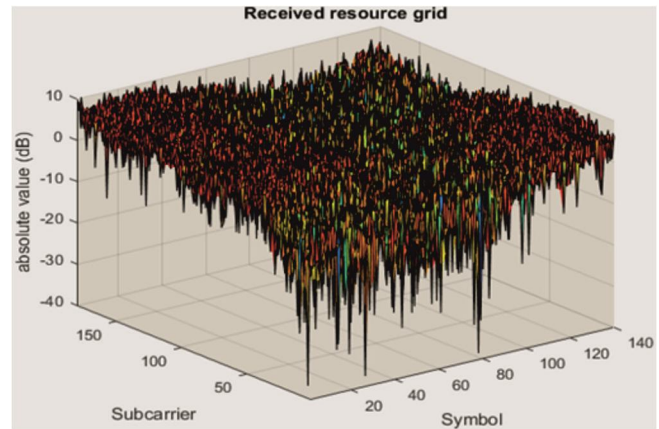


Рис. 5. Ресурсная сетка принятого кадра технологии LTE OFDMA в нисходящем направлении (Down Link)

Усредненные значения модулей ошибок приема кадра без эквалайзера, как для квантованной, так и для неквантованной первичной синхропоследовательности PSS невелики (чуть более 1 dB – среднее значение, среднеквадратическое отклонение – примерно на порядок ниже), но дробная часть фазовых сдвигов относительно положения тестовой ACF достаточно велика.

При применении эквалайзера с импульсной характеристикой, согласованной с характеристикой Рэлеевского канала связи, получены следующие значения остаточной ошибки (табл.6):

Применение эквалайзера значительно снижает усредненные значения модулей ошибок приема, но дробная часть фазовых сдвигов снижается всего на 13...15 %.

Таблица 5

Шаг квантования	Мат. ожидание модуль (dB)	Мат. ожидание аргумент (rad)	Ср. квадр. отклонение модуль (dB)	Ср. квадр. отклонение аргумент (rad)
Нет квант	1,0978	- 1,9133	0,1325	1,0752
1/16	1,0978	- 1,9117	0,1324	1,0740
1/32	1,0978	- 1,9136	0,1324	1,0750
1/64	1,0978	- 1,9131	0,1325	1,0750

Таблица 6

Шаг квантования	Мат. ожидание модуль (dB)	Мат. ожидание аргумент (rad)	Ср. квадр. отклонение модуль (dB)	Ср. квадр. отклонение аргумент (rad)
Нет квант	0,5751	- 1,6556	0,0793	0,2821
1/16	0,5752	- 1,6550	0,0793	0,2821
1/32	0,5751	- 1,6563	0,0793	0,2822
1/64	0,5751	- 1,6528	0,0794	0,2818

Заключение

Имитационное математическое моделирование прохождения первичной синхропоследовательности PSS, построенной на последовательности ZC(25,62) в составе кадра информации технологии LTE OFDMA канала связи с Рэлеевскими замираниями не выявило значительной разницы в качестве синхронизации в случае использования неквантованной последовательности, либо квантованной последовательности ZC для квантования с шагом $Q = 1/16, 1/32, 1/64$. Квантование последовательности ZC как при использовании в качестве PSS в DL направлении, так и в качестве преамбулы и зондирующих и демодулированных последовательностей в UL направлении передачи сокращает вычислительную нагрузку и аппаратную сложность и, как следствие, стоимость мобильных систем. По результатам моделирования можно сделать вывод, что применение OFDM-технологии в ряде случаев позволяет отказаться от эквалайзера при обработке принятого кадра.

Литература

1. Казачков В.О. Исследование реализации синхро-

низации по сигналам Задова-Чу в стандарте Long Term Evolution для канала с замираниями. Интернет-журнал Науковедение. Том 7, № 1, 2015.

2. ETSI TS 136 211 V10.0.0 (2011-01). Technical Specification. European Telecommunications Standards Institute, 2011. – 104 с.

3. Киселева Т.П. Исследование свойств циклической автокорреляционной функции последовательности Задова-Чу в зависимости от характеристик квантования элементов последовательности. – Цифровая обработка сигналов, № 4, 2018, 40-44 с.

4. Расчет зоны покрытия БС с помощью модели Хата. [Электронный ресурс] – Режим доступа: <https://studopedia.ru/19218637tema--raschet-zoni-pokritiya-bs-s-pomoshchyu.html> (дата обращения 16.07.2019).

5. Гельгор А.Л., Попов Е.А. Технология LTE мобильной передачи данных: учебное пособие. СПб.: Издательство Политехнического университета, 2011 – 204 с.

6. Каналы с замираниями. [Электронный ресурс] – Режим доступа: <https://siblec.ru/telekommunikatsii/teoreticheskie-osnovy-tsifrovoy-svyazi/15-kanaly-s-zamiraniyam> (дата обращения 12.07.2019).

НОВЫЕ КНИГИ

Корячко В.П., Перепелкин Д.А.

Программно-конфигурируемые сети / Учебник для вузов – М.: Изд-во «Горячая линия-Телеком», 2020 г. – 288 с.: ил.

Рекомендован федеральным учебно-методическим объединением в системе высшего образования по укрупненной группе специальностей и направлений подготовки 09.00.00 – «Информатика и вычислительная техника» в качестве учебника для студентов, обучающихся по основным образовательным программам высшего образования по направлению подготовки бакалавров и магистрантов 09.00.00 – «Информатика и вычислительная техника».

Рассмотрены теоретические и практические основы построения, проектирования и поддержки компьютерных сетей нового поколения – программно-конфигурируемых сетей (ПКС). Особое внимание уделено различным перспективным решениям динамического реконфигурирования ПКС, вопросам разработки инструментальных средств и программных приложений, обеспечивающих высокую скорость и гибкость перепрограммирования сетевой инфраструктуры.

Фокин Г.А.

Технологии программно-конфигурируемого радио / Учебное пособие для вузов – М.: Изд-во «Горячая линия-Телеком», 2019 г. – 316 с.: ил.

Изложены теоретические и практические сведения, необходимые для получения навыков модельно-ориентированного проектирования (МОП) систем радиосвязи на основе программно-конфигурируемого радио (ПКР). Аппаратный инструментальный предполагает использование плат USRP Ettus Research и RTL-SDR. Программный инструментальный включает специальное программное обеспечение Matlab/Simulink. Представленные в пособии примеры и задачи позволяют развить компетенции программной реализации алгоритмов и методик передачи, приема и обработки сигналов в современных и перспективных системах радиосвязи, а также овладеть способностями оценки показателей функционирования реализованных алгоритмов средствами эмуляции и эксперимента. Разработанные модели Matlab/Simulink, использованные в пособии, доступны на сайте издательства www.techbook.ru.

Для студентов, обучающихся по направлениям подготовки 11.04.02 – «Инфокоммуникационные технологии и системы связи» (магистратура), 11.04.01 – «Радиотехника» (магистратура). Будет полезно аспирантам и специалистам, занятым вопросами научно-исследовательской и опытно-конструкторской деятельности в области современной радиоэлектроники.

УДК681.324.687

ПРОЕКТИРОВАНИЕ МНОГОКРИСТАЛЬНЫХ КОНВЕЙЕРНЫХ АЦП С ВРЕМЕННЫМ РАЗДЕЛЕНИЕМ, КАК СПОСОБ ПОВЫШЕНИЯ ОТНОШЕНИЯ СИГНАЛ/ШУМ

Кононов В.С., к.т.н., АО «Специализированное конструкторско-технологическое бюро электронных систем», e-mail: casandra1983@mail.ru.

DESIGN OF MULTY-CHIP PIPELINE ADC WITH TIME DIVISION AS WAY OF INCREASING SIGNAL-TO-NOISE RATIO

Kononov V.S.

Low-voltage telescopic amplifiers in 180 nm and 60 nm CMOS technologies are researched. It is determined, that amplifiers in 180 nm CMOS technology have best characteristics in frequency range up to 250MHz. It is shown, that folded-cascode amplifiers with 2,5-3 V supply and cascode transistors with maximum allowable terminal voltages of 1,2-1,8 V can degrade and experience catastrophic failures under impact of heavy ions. Technical solutions for calibrating offset and equalizing gain in channels in 4-channel 0,5-1 GHz 12-14-bit ADC are discussed. It is shown, that realization of such ADC in multichip microassemblies allows to get typical values of integral nonlinearity, signal-to-noise ratio and dynamic range.

Ключевые слова: ADC, conversion, gain, noise, nonlinearity, microassembly.

Ключевые слова: АЦП, преобразование, усиление, шум, нелинейность, микросборка.

Введение

Характеристики аналого-цифровых преобразователей (АЦП) во многом определяют развитие современной коммуникационной аппаратуры для наземных и космических приложений.

По существующим требованиям частота преобразования (F_{np}) и разрядность (N) АЦП для таких приложений должны составлять [1]:

$$F_{np} = 0,5 - 2 \text{ ГГц},$$

$$N = 12 - 16, \text{ бит.} \quad (1)$$

Кроме этих (базовых) требований также предъявляется целый ряд дополнительных требований, которые зависят от конкретной аппаратуры. Например, для космической аппаратуры важное значение имеют потребляемая мощность и устойчивость АЦП к воздействию одиночных частиц, особенно высокоэнергетичных протонов (ВЭП) и тяжелых заряженных частиц (ТЗЧ) типа сложных ионов и ядер тяжелых элементов (вплоть до урана) с энергией до $100 \text{ МэВ} \cdot \text{нуклон}^{-1}$ [2].

За рубежом проблему стойкости к воздействию одиночных частиц все чаще решают путем постпроизводственной обработки полупроводниковых пластин ионами и нейтральными частицами по всей глубине приборного слоя, включая скрытый диэлектрик в КМОП-КНИ-структурах [3]. Цель такой обработки – внедрение ловушек и центров рекомбинации избыточных носителей, возникающих в процессе воздействия одиночных частиц. В итоге это позволяет ограничить изменение пороговых напряжений в результате накопления положительного заряда в диэлектрике и уменьшить броски уровней лог. «0» при «заваливании» рп-переходов таковыми носителями.

Исследованы низковольтные усилители телескопического типа на основе КМОП-технологии с проектными нормами 180 нм и 60 нм. Установлено, что наилучшие характеристики по нелинейности в диапазоне частот до 250 МГц имеют усилители, изготовленные по технологии с проектными нормами 180 нм. Показано, что усилители типа сложного каскода с напряжением питания 2,5-3 В и каскодными транзисторами с предельно-допустимыми межэлектродными напряжениями 1,2-1,8 В могут деградировать и даже катастрофически отказывать при воздействии ТЗЧ. Рассмотрены технические решения для проведения калибровки смещения и выравнивания усиления каналов при создании 4-канальных 12-14-разрядных АЦП с частотой преобразования до 1 ГГц и 0,5 ГГц соответственно. Показано, что многокристальное исполнение АЦП такого типа в виде микросборок позволяет достичь типовых значений интегральной нелинейности, отношения сигнал/шум и динамического диапазона.

Данный способ повышения стойкости к воздействию одиночных частиц является чрезвычайно эффективным. Однако в России такой обработки пока нет и поэтому остается либо специальная защита, либо применение техники резервирования. Такая техника давно отработана для цифровых микросхем (мажоритарная логика с двойной и тройной избыточностью) [2]. Для аналоговых и аналого-цифровых микросхем также возможно применение техники резервирования или специальной модификации аналоговых блоков с определенной избыточностью [4].

Архитектура

При создании современных высокоскоростных АЦП обычно идут по пути использования многоканальной конвейерной архитектуры с временным разделением каналов [5]. В такой архитектуре каждый канал представляет собой многосекционный АЦП с предельно-достижимой для выбранной технологии частотой преобразования. При этом частота преобразования АЦП опре-

деляется произведением числа каналов (k) на частоту преобразования одного канала (F_{np1}):

$$F_{np} = k \cdot F_{np1}. \quad (2)$$

В данной работе была исследована 4-канальная архитектура (рис. 1), которая по технологическим соображениям оказалась наиболее приемлемой при создании 12- и 14-разрядных АЦП с частотами преобразования до 1 ГГц и 0,5 ГГц соответственно. Блок-схемы одноканальных АЦП для такой архитектуры показаны на рис. 2 и рис. 3.

Разрядность секций в каждом канале выбиралась в пределах 2,5-4 бит из соображений уменьшения количества межсекционных усилителей (на рис. 2, 3 не показаны), которые оказывают определяющее влияние на потребляемую мощность, линейность, чувствительность АЦП к воздействию ТЗЧ и на затраты площади кристалла, особенно с учетом необходимости размещения аппаратных средств для компенсации разбросов емкостей внутрисекционных конденсаторов и коэффициентов усиления этих усилителей. Упомянутые аппаратные средства необходимы также для балансировки каналов, без которой в процессе преобразования будут появляться паразитные гармоники, приводящие к снижению SFDR (динамический диапазон).

При исследовании 4-канальной архитектуры пришлось делать выбор между однокристалльным исполне-

нием АЦП с возможностью снижения SNR (отношение сигнал/шум) из-за проникновения шумов по перекрестным связям, в том числе по подложке, и многокристалльным исполнением с типовым SNR.

Для уменьшения влияния шумов напрашивается использование КНИ-подложек, которые отличаются меньшим проникновением шумов по подложке по сравнению с подложками на объемном кремнии. Однако это свойство в полной мере соответствует только подложкам типа КНС (кремний на сапфире), в то время как обычные КНИ-подложки со скрытым диэлектриком обладают экранирующими свойствами на частотах не более ~ 100 МГц [6]. В исследуемой архитектуре максимальная частота преобразования одного канала $F_{np \max} \geq 125$ МГц, поэтому многокристалльное исполнение АЦП становится наиболее предпочтительным.

Следует заметить, что многокристалльное исполнение наиболее предпочтительно не только из-за возможности повышения SNR. Практика проектирования АЦП с разрядностью более 12 бит выявила значительную зависимость линейности усилителей и в целом АЦП от технологии изготовления. Последние исследования [7-12] показали, что разработка малопотребляющих одноканальных 14-16-разрядных АЦП является более успешной при использовании КМОП-технологий с проектными нормами 180 нм.

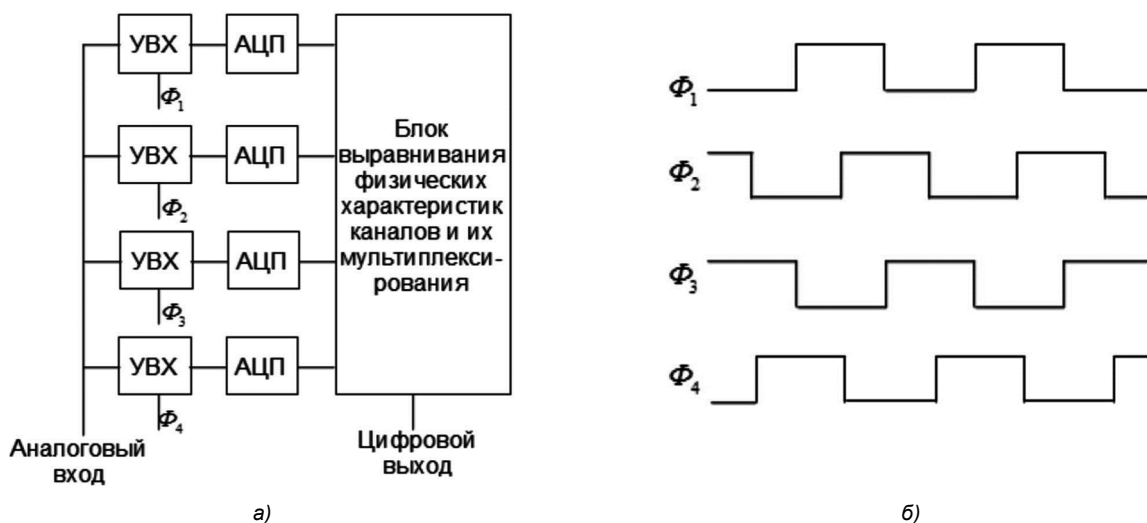


Рис. 1. Блок-схема 4-канального АЦП (а) и его временная диаграмма (б)



Рис. 2. Блок-схема одного канала 12-разрядного АЦП: ПАЦП – параллельный (flash) АЦП

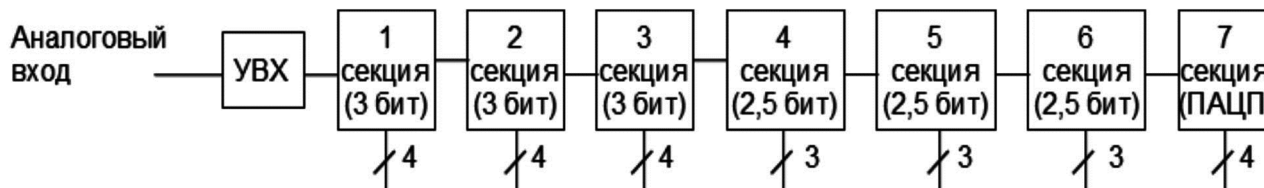


Рис. 3. Блок-схема одного канала 14-разрядного АЦП

Однако реализация многоканальных АЦП такого типа на одном кристалле затруднена из-за топологических ограничений по занимаемой площади.

Для таких технологий производство крутизны (S) МОП-транзисторов на их выходное сопротивление в активной области ($R_{вых}$) является более высоким по сравнению с технологиями с меньшими проектными нормами (например, 45-60 нм):

$$S \cdot R_{вых}(180 \text{ нм}) > S \cdot R_{вых}(45 - 60 \text{ нм}) \quad (3)$$

Однако 180 нм-КМОП-технология, как и любая другая технология, характеризуется определенными технологическими разбросами, в частности разбросами емкостей конденсаторов, которые оказывают влияние на точность преобразования. Для нивелирования таких разбросов обычно проводится внутриканальная калибровка, целесообразность которой, как показывает практика, оправдана только при $N > 12$ бит.

Усилители

Усилители в УВХ и между соседними секциями конвейера должны иметь вполне определенные характеристики, от которых зависит точность преобразования АЦП. Например, для получения типовых значений интегральной нелинейности (INL), не выходящих за пределы

$$INL = \pm(3,5 - 4) \text{ МР}, \quad (4)$$

где МР – единица измерения нелинейности, необходимо, чтобы точность установления напряжений на обоих выходах УВХ была равна

$$\Delta U_{вых} \leq (3,5 - 4) \text{ МР} = (3,5 - 4) \frac{U_{ин}}{A_0} \quad (5)$$

Здесь $A_0 = 2^{N+1}$ – коэффициент усиления усилителя без обратной связи на низкой частоте, N – разрядность АЦП, а $U_{ин}$ – шкала (диапазон изменения входного

дифференциального напряжения), которая должна соответствовать негласному правилу

$$U_{ин} = 1 - 2 \text{ В}. \quad (6)$$

Выбор схемотехнических решений для усилителей зависит от множества факторов, в том числе от возможностей существующих технологий и технических требований. В отечественной практике при создании, например, 12-разрядного 200 МГц-КМОП-АЦП был использован усилитель на основе сложенного каскада и 180 нм-КМОП-технологии. Аналогичный усилитель (рис. 4) в совокупности с 60 нм-КМОП-технологией был использован в одной из версий 16-разрядного 500 МГц КМОП-АЦП. Однако интегральная нелинейность такого АЦП оказалась на уровне 12-разрядного АЦП, что недостаточно для обеспечения стандартной точности (4).

Необходимо отметить, что усилитель (рис. 4), несмотря на достаточно высокую скорость нарастания выходного напряжения (до 6,3 ГВ/с), имеет один существенный недостаток, ограничивающий его использование в АЦП для космических приложений. Этот недостаток связан с отклонением межэлектродных напряжений от общепринятых правил при достижении такой скорости, согласно которым эти напряжения в МОП-транзисторах при последовательном включении не должны превышать по абсолютной величине предельно-допустимые значения.

В обычных условиях эксплуатации, исключающих воздействие ТЗЧ, последовательное включение транзисторов с разными предельно-допустимыми напряжениями по схеме (рис. 4) вполне допустимо. При этом достаточно выбрать правильные соотношения размеров транзисторов, чтобы при их переключении размахи напряжений не превышали предельно-допустимые значения. Однако гарантировать выполнение этого условия при воздействии ТЗЧ невозможно.

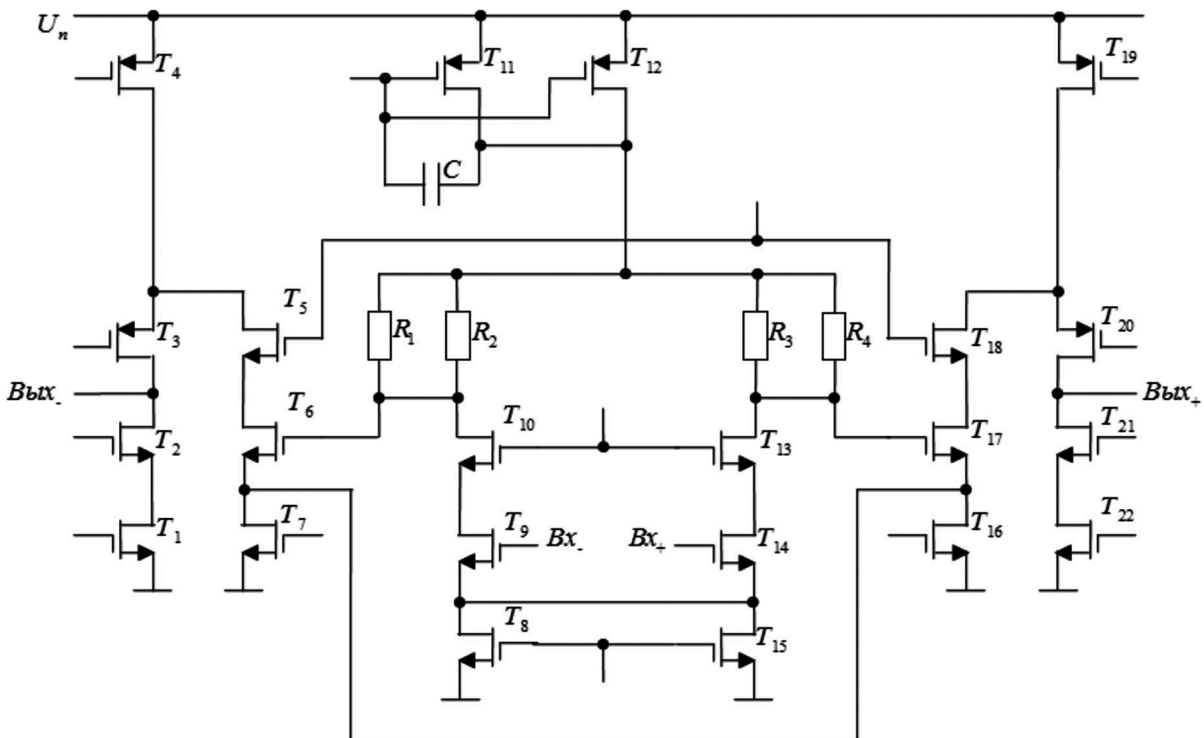
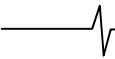


Рис. 4. Принципиальная электрическая схема межсекционного усилителя



В данном случае может наступить пробой одного из низковольтных транзисторов при попадании ТЗЧ в активную область или, как минимум, произойдет изменение порогового напряжения под влиянием «горячих» носителей, забрасываемых в подзатворный диэлектрик из канала в предпробойном режиме работы.

Изменение порогового напряжения, в свою очередь, может спровоцировать дополнительное смещение межсекционного усилителя и даже его полную разбалансировку. Первый случай обычно не представляет большой опасности и достаточно просто нивелируется встроенными средствами автоматической калибровки смещения. Второй случай, наоборот, может привести к параметри-

ческому отказу усилителя и в целом АЦП. Именно по этим причинам схему (рис. 4) не следует использовать при проектировании АЦП для космических приложений.

В последние годы предпочтение стали отдавать телескопическим усилителям и усилителям типа сложенного каскода с низким напряжением питания $U_n = 1,2-1,8$ В [7-12]. Такой подход позволяет устранить отмеченную выше проблему ТЗЧ и, одновременно, приводит к снижению потребления АЦП, что имеет важное значение для космических приложений.

В данной работе были исследованы два типа телескопических усилителей, предназначенных для работы на частотах до 125 МГц и 250 МГц. В обоих случаях наи-

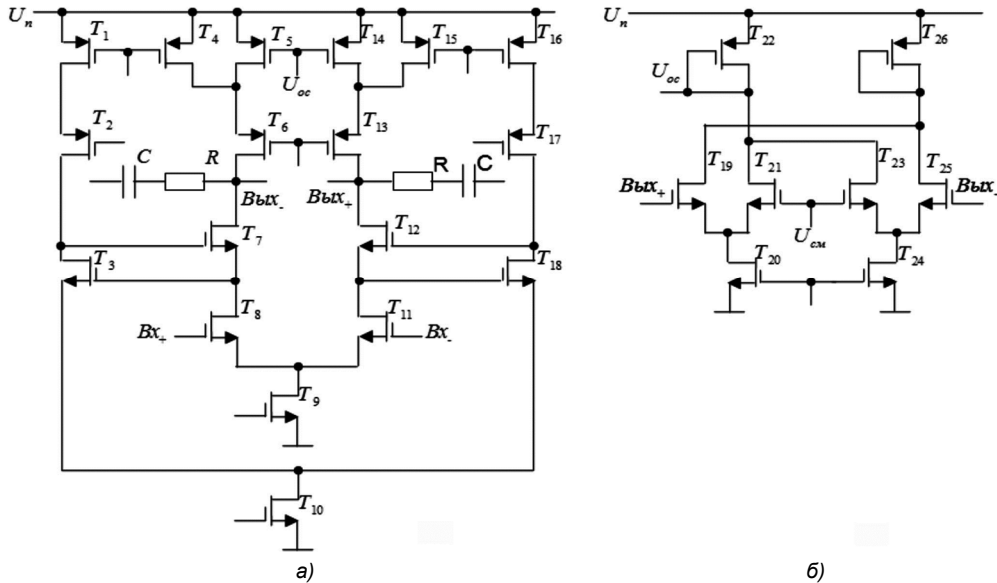


Рис. 5. Принципиальные электрические схемы 1 ступени усилителя (а) и блока стабилизации синфазного напряжения (б): U_{oc} – напряжение обратной связи; U_{cm} – напряжение смещения

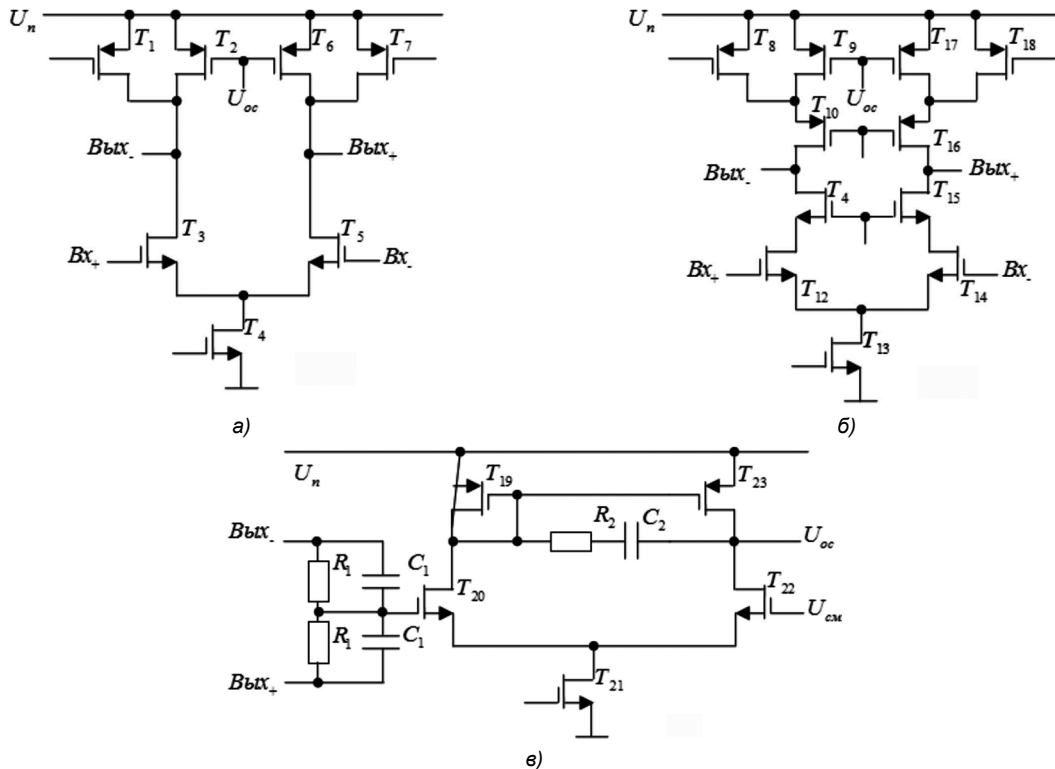


Рис. 6. Принципиальные электрические схемы вторых ступеней усилителей с $U_n = 1,8$ В $\pm 5\%$ (а) и $U_n = 1,2$ В $\pm 5\%$ (б) и блока стабилизации синфазных напряжений (в) для этих усилителей

Таблица 1. Показатели интегральной нелинейности

INL, мкВ	Режим			Технология	Примечание
	U_n , В	T , °C	модель		
120	1,71	110	<i>s</i>	180 нм-КМОП	$N = 12$ бит $F_{np} \leq 250$ МГц 1 МР = 110 мкВ
100	1,71	-40	<i>s</i>		
50	1,71	110	<i>f</i>		
50	1,71	-40	<i>f</i>		
86	1,89	110	<i>s</i>		
120	1,89	-40	<i>s</i>		
40	1,89	110	<i>f</i>		
40	1,89	-40	<i>f</i>		
130	1,2	110	<i>s</i>	60 нм-КМОП	$N = 14$ бит $F_{np} \leq 125$ МГц 1 МР = 28 мкВ
110	1,2	-40	<i>s</i>		
160	1,2	110	<i>f</i>		
20	1,2	-40	<i>f</i>		
25	1,71	110	<i>s</i>	180 нм-КМОП	
18	1,71	-40	<i>s</i>		
14	1,71	110	<i>f</i>		
11	1,71	-40	<i>f</i>		
22	1,89	110	<i>s</i>		
16	1,89	-40	<i>s</i>		
11	1,89	110	<i>f</i>		
9	1,89	-40	<i>f</i>		

T – температура кристалла; s и f – модели МОП-транзисторов соответственно медленного и быстрого типов

лучшие результаты были получены для 2-ступенчатых усилителей с одинаковой схмотехникой 1-й ступени (рис. 5) и различным построением 2-й ступени в зависимости от технологии изготовления (180 нм – КМОП и 60 нм – КМОП) (рис. 6).

В результате проведенных исследований показатели интегральной нелинейности усилителя в составе УВХ соответствовали типовым нормам (табл. 1).

Однако это соответствие в полной мере было реализовано только при разрядности АЦП не более 12 бит. При $N = 14$ бит приемлемое значение INL было достигнуто только при использовании КМОП-технологии с нормами 180 нм, что косвенно подтверждает влияние соотношения (3).

Питание $U_n = 1,2$ В в табл. 1 означает, что усилитель в УВХ, изготовленный по технологии с проектными нормами 60 нм, может использоваться только при таком фиксированном напряжении питания. В этом случае, как показали исследования, нелинейность является минимальной. В 60 нм – КМОП-технологии напряжение $U_n = 1,2$ В является номинальным для 1,2 В – транзисторов и может быть обеспечено по схеме (рис. 7).

Использованная в экспериментах 60 нм – КМОП-технология допускает изготовление 1,8 В – РМОП-транзисторов с предельно-допустимыми межэлектродными напряжениями до ~2,0 В. Однако количество последовательно соединенных пар таких транзисторов в схеме (рис. 7) должно быть не менее 10 пар. Это необходимо для предотвращения возникновения бросков напряжения питания УВХ более 1,3 В (предельно-допустимое значение для 1,2 В – транзисторов) при попадании ТЗЧ в активную область одного из 1,8 В –

РМОП-транзисторов.

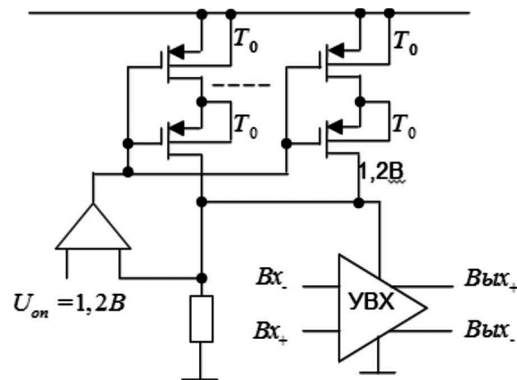


Рис. 7. Схема стабилизации напряжения питания УВХ: T_0 - 1,8 В – РМОП-транзисторы

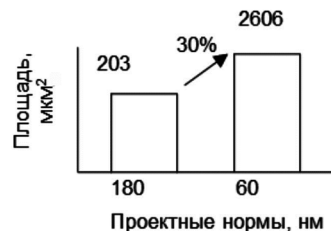


Рис. 8. Соотношение эффективных площадей усилителей с различными проектными нормами

По результатам проведенных исследований необходимо также отметить, что схемы (рис. 5-7), рассматриваемые в данном разделе с точки зрения применимости в УВХ, могут использоваться и при построении межсекционных усилителей. Однако, как показали эти исследования, необходимо учитывать, что эффективная площадь одного усилителя с проектными нормами 180 нм оказы-

вается почти на 30 % меньше площади такого же усилителя с проектными нормами 60 нм (рис. 8). В данном случае также просматривается влияние соотношения (3).

Секции конвейеров

В конвейерах на рис. 2, 3 используются секции на основе перемножающих цифро-аналоговых преобразователей (ПЦАП) (рис. 9). В 2,5-разрядной секции применен обычный ПЦАП без избыточности, а в 3-разрядной секции – с 1-битной избыточностью [12].

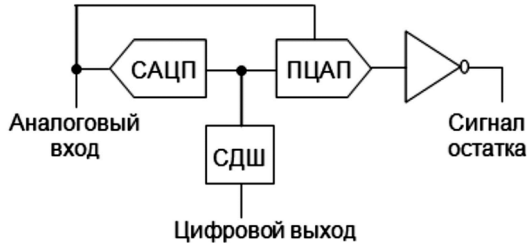


Рис. 9. Блок-схема конвейерной секции на основе ПЦАП: САЦП – секционный АЦП; СДШ – секционный дешифратор

Требования к тактовым импульсам для управления ключами в ПЦАП и САЦП отличаются от аналогичных требований для управления ключами в обычных логических элементах (защелки, триггеры, регистры и т.д.). В последнем случае изменение амплитуд тактовых импульсов в пределах типовых отклонений напряжений питания U_{n1} и U_{n2} не будет оказывать заметное влияние на работу АЦП. Однако аналогичное изменение амплитуд тактовых импульсов при управлении ключами в цепях перезаряда конденсаторов в ПЦАП и САЦП может существенно ограничить скорость преобразования АЦП.

Основной причиной ухудшения скорости преобразования является уменьшение эффективного напряжения «затвор-исток» в ключевых транзисторах при изменении входного сигнала, которое влияет на проходное сопротивление ключей и, как следствие, на время перезаряда упомянутых конденсаторов.

Попытки использовать в качестве ключей высоковольтные транзисторы не привели к устранению данного недостатка, так как такие транзисторы вносят заметную паразитную емкость в переключаемые цепи и являются потенциально менее быстродействующими по сравнению с низковольтными транзисторами. В итоге

приемлемый компромисс по скорости преобразования был достигнут при использовании 1,8 В – транзисторов со смещением их подложки до $U_n = 0,625$ В и тактовых импульсов с амплитудой $2,5 \text{ В} \pm 5 \%$.

В этом случае при выборе оптимальной шкалы $U_{in} = 0,9$ В со средней «точкой» $\bar{U} = 0,95$ В, равной синфазному напряжению на входе и выходе усилителя, напряжение «затвор-исток» изменяется в допустимых пределах:

$$1,75 \text{ В} \leq U_{зш} \leq 2 \text{ В}. \quad (7)$$

При таком напряжении быстродействие ключей на 1,8 В – транзисторах оказалось вполне достаточным для ПЦАП и САЦП.

Для реализации условия (7) при управлении ключами с выходов САЦП используются обычные низковольтные компараторы с дополнительными устройствами повышения уровней выходных напряжений до $U_{вых} = 2,5 \text{ В} \pm 5 \%$. Применение таких устройств позволило сохранить быстродействие САЦП на приемлемом уровне.

Формирователи тактовых импульсов

В соответствии с выбранной концепцией построения многокристального 4-канального АЦП формирователи тактовых импульсов были созданы по 2-ступенчатой схеме, размещаемой на каждом кристалле (рис. 10-12). Блок-схема программирования временной диаграммы показана на рис. 11, а блок-схема оконечного каскада формирователей – на рис. 12.

С помощью кода (s_1, s_2) задается необходимая временная диаграмма импульсов Φ_{0ki} и Φ_{0yi} , $i = 1-4$, со скважностью 1:1 и 1:3 соответственно.

Благодаря этому длительность импульсов Φ_{0yi} в режиме хранения УВХ в 3 раза больше по сравнению с режимом выборки. Данное решение позволяет улучшить установление им-

пульсов на выходе УВХ в режиме хранения и, таким образом, повышает линейность УВХ.

Блоки 1, 2 на рис. 12 являются мощными устройствами формирования тактовых импульсов, обеспечивая таким образом тактирование не только УВХ и ПЦАП, но и компараторов.



Рис. 10. Блок-схема формирования тактовых импульсов: TI_+, TI_- – входные тактовые импульсы;

S_1, S_2 – входы программирования; k, y – индексы, определяющие принадлежность выводов к конвейеру и УВХ соответственно

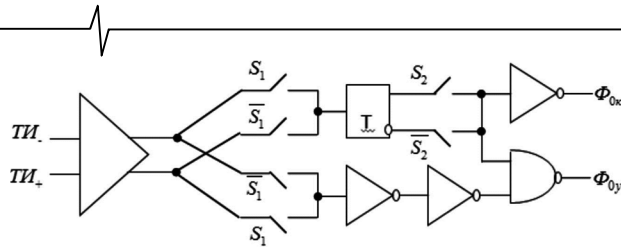


Рис. 11. Блок-схема программирования временной диаграммы:
ТТ – триггер Т-типа

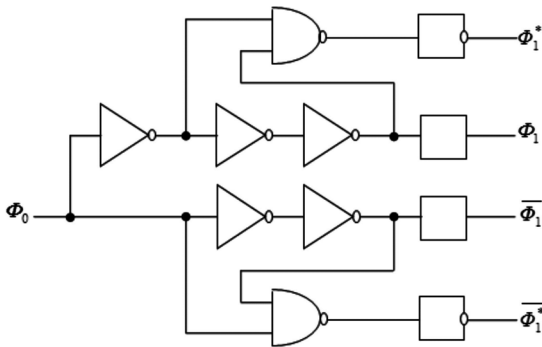


Рис. 12. Блок-схема оконечного каскада формирователей

Выравнивание смещения и усиления каналов

Ранее уже отмечалось, что 180 нм – КМОП-технология по современным оценкам является наиболее предпочтительной при создании малопотребляющих одноканальных АЦП с частотой преобразования до 125-250 МГц.

Однако распространить это преимущество на многоканальные (2-4 канала) многоразрядные (12-16 бит) АЦП с временным разделением непросто по следующим причинам.

Во-первых, для обеспечения типовых значений SNR желательно каждый канал размещать на отдельном кристалле, чтобы исключить влияние шумов, проникающих через перекрестные связи, в том числе по подложке.

Во-вторых, для согласования электрических характеристик каналов (усиление, фаза, смещение) все каналы должны иметь тщательную разводку цепей аналоговых и тактовых сигналов, что наилучшим образом реализуется при расположении каналов на одном кристалле рядом друг с другом. Но такое требование противоречит предыдущему.

В-третьих, дополнительные аппаратные средства для согласования каналов должны обеспечивать приемлемый компромисс между скоростью и точностью преобразования, латентностью и технологией изготовления.

Однако из-за достаточно больших затрат площади, занимаемой на кристалле, и внесения паразитных связей (включая воздействие аналогичных факторов, обусловленных необходимостью внутриканальной калибровки) реализация этого компромисса требует больших инженерных усилий.

В-четвертых, создание магазина поправочных коэффициентов «на все случаи жизни» для использования при согласовании электрических характеристик каналов в широком диапазоне частот и температур нереально из-за технологических ограничений по объему накристалльной памяти и возможности энергонезависимого хранения этих коэффициентов при отключении

питания. Более практичным представляется совмещение внутриканальных калибровок и согласования каналов на действующих частотах (аналоговой и тактовых) при фактической температуре в режиме прерывания.

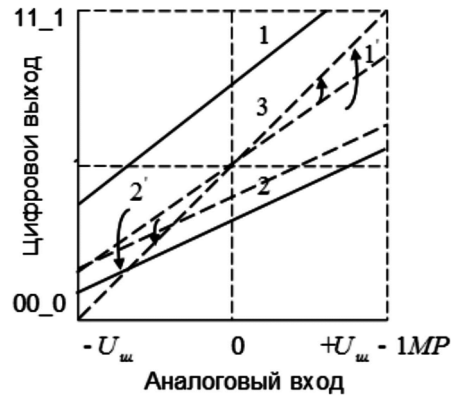


Рис. 13. Передаточные характеристики двух каналов, иллюстрирующие алгоритм калибровки: 1, 2 – до калибровки; 1'; 2' – после калибровки смещения; 3 – после выравнивания усиления

Перечисленные причины являются противоречивыми и, на первый взгляд, кажутся непреодолимыми. Однако, если использовать подход, основанный на конструктивном исполнении многоканального АЦП в виде микросборки (несколько кристаллов на микро-плате в одном корпусе), то процедуру согласования фазы можно унифицировать и в итоге существенно упростить. Для сравнения, техника согласования фазы при монтаже тех же кристаллов, собранных в отдельные корпуса, на обычную плату является менее предсказуемой и более сложной.

Такой подход в совокупности с предварительной внутриканальной калибровкой сводит процесс согласования каналов к выравниванию смещения и усиления (рис. 13).

Для упрощения алгоритма согласования каналов предполагается, что коэффициент усиления АЦП не зависит от амплитуды входного сигнала и является постоянным. Этому допущению соответствуют линейные передаточные характеристики двух АЦП на рис. 13. Процесс калибровки каналов начинается с определения смещения каждого из каналов.

Для этого на общий аналоговый вход подается фиксированное дифференциальное напряжение. $\Delta U_{\text{вх}} = 0 \text{ В}$. В результате на выходах всех АЦП установятся цифровые коды, которые будут соответствовать смещениям каналов.

Для большей точности цифровые коды предварительно уточняются путем многократного измерения и усреднения с помощью 2048-точечного КИХ-фильтра.

Полученные таким образом коды запоминаются в отдельном регистре и используются в качестве поправочных коэффициентов при калибровке смещения.

На следующем этапе на аналоговый вход подается фиксированное напряжение, соответствующее верхнему концу шкалы. Затем определяется эталонный канал с наибольшим значением цифрового кода на выходе соответствующего АЦП.

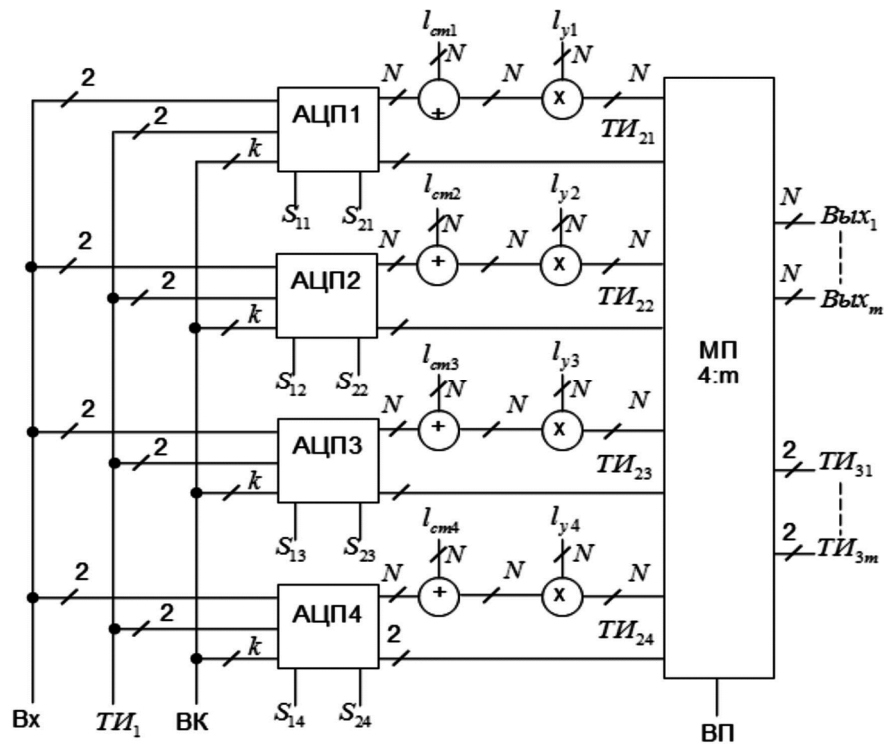


Рис. 14. Блок-схема 4-канального АЦП с временным разделением:
 ЦАП1-АЦП4 – одноканальные АЦП; МП – мультиплексор; $ТИ_1 - ТИ_3$ – входы/выходы тактовых импульсов; ВК, ВП – входы калибровки одноканальных АЦП (ВК) и конфигурирования МП (ВП); S_1, S_2 – входы «грубой» настройки фазы $ТИ_1$; l_{cm}, l_y – поправочные коэффициенты при калибровке смещения (l_{cm}) и усиления (l_y) каналов; m – количество портов

После этого полученное значение по очереди делится на значения цифровых кодов на выходах остальных АЦП. Найденные таким образом дополнительные поправочные коэффициенты также усредняются и запоминаются в регистре, чтобы в процессе преобразования корректировать с их помощью усиление каналов.

На рис. 14 показана блок-схема 4-канального N -разрядного АЦП с устройствами калибровки смещения и усиления каналов.

Разрядность поправочных коэффициентов l_{cm} и l_y выбрана равной N . Такая разрядность, как показали исследования, необходима для сохранения приемлемой точности преобразования после калибровки смещения и выравнивания усиления каналов.

При выполнении операций умножения $N \cdot l_{yi}, i = 1-4$, в процессе выравнивания усиления каналов также пришлось использовать технику временного разделения при обработке потоков данных.

Это вызвано тем, что быстродействие сумматоров в комбинационном умножителе (например, [13]) с топологическими нормами 180 нм, оптимальными при проектировании межсекционных усилителей, является недостаточным для выполнения умножения за один такт на максимальной частоте.

В итоге приемлемый компромисс по быстродействию был достигнут путем разделения общего потока данных в каждом канале на 4 отдельных потока с частотой смены данных в 4 раза более низкой по сравнению с исходной частотой (рис. 15).

Например, при $N = 12$ бит и исходной частоте 250 МГц частота смены данных будет составлять 62,5 МГц, что вполне достаточно для выполнения операции умножения N на l_y . При этом латентность увеличивается всего на 4 такта.

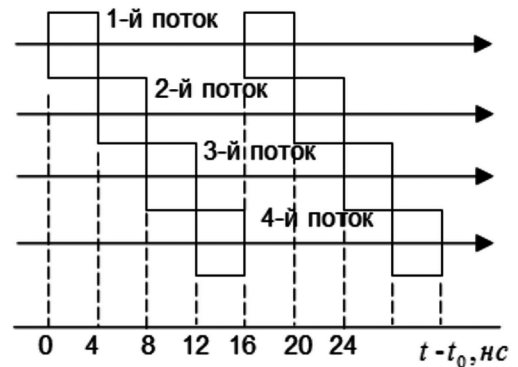


Рис. 15. Диаграмма потока 12-разрядных данных (обозначены прямоугольниками)

Заключение

Проведенные исследования позволяют сделать следующие выводы:

1. Использование стандартных КМОП-технологий не позволяет создавать однокристальные многоканальные (2-4 канала) АЦП высокого разрешения (12-14 бит) без заметного ухудшения SNR из-за проникновения шумов по перекрестным связям и, особенно, по подложке.
2. Для достижения приемлемых значений SNR необ-

ходимо либо использовать КНС-подложки, обладающие хорошими экранирующими свойствами, либо применять многокристальное исполнение АЦП в виде микросборок, которые позволяют упростить калибровку фаз аналоговых и тактовых сигналов.

3. Применение низковольтных телескопических усилителей в совокупности с 180 нм-КМОП-технологией и концепцией микросборок позволяет создать высокоскоростные (0,5-1 ГГц) 12-14-разрядные АЦП с типовыми значениями SNR, SFDR и INL при дополнительном увеличении латентности всего на 4 такта.

Литература

1. Оппенгейм А., Шафер Р. Цифровая обработка сигналов / Пер. с англ. под ред. А.С. Ненашева. – М.: Техносфера. – 2006. – 856 с.
2. Ионизирующие излучения космического пространства и их воздействие на бортовую аппаратуру космических аппаратов / Под науч. ред. д.т.н., проф. Г.Г. Райкунова. – М.: Физматлит. – 2013. – 256 с.
3. HMX ADC 9246: Radiation Hardened 14-bit 125 MSPS Monolithic A/D Converter / Honeywell, Data Sheets. – 2010. – № 61-0996-000-000 (www.honeywell.com).
4. Кононов В.С., Илларионов А.А. Схемотехнические методы повышения стойкости аналоговых блоков АЦП к воздействию тяжелых заряженных частиц // Теория и техника специальной радиосвязи. – 2018. – № 2. – С. 101-107.
5. Кестер У. Аналого-цифровое преобразование /

Пер. с англ. под ред. Е.Б. Володина. – М.: Техносфера. – 2004. – 1016 с.

6. Эннс В.И., Кобзев Ю.М. Проектирование аналоговых КМОП-микросхем. – М.: Горячая линия – Телеком, 2005. – 454 с.

7. Wang Z. et al. A high-linearity pipelined ADC with opamp splitsharing in a combined front-end of S/H and MDAC1 // IEEE Trans. Circuits Syst.1.Reg.Papers. 2013. – Vol. 60. – № 11. – Pp. 2834-2844.

8. Luo L. et al. A digitally calibrated 14-bit linear 100-MS/s pipelined ADC with wideband sampling front end // Proc. IEEE European Solid State Circuits Conf, 2009. – Pp. 472-475.

9. Anthony M. et al. A process-scalable low-power charge-domain 13-bit pipeline ADC // Proc. IEEE Symp. VLSI Circ. Dig. Tech. Papers, 2008 – Pp. 222-223.

10. Van de Vel H. et al. A 1.2-V 250-mW 14-b 100-MS/s digitally calibrated pipeline ADC in 90-nm CMOS // IEEE Journal of Solid-State Circuits. – 2009. – Vol. 44. – № 4. – Pp. 1047-1056.

11. Tseng C.J. et al. A 10-b 320-MS/s stage-gain-error self-calibration pipeline ADC // IEEE Journal of Solid-State Circuits. – 2012. – Vol. 47. – № 6. – Pp. 1334-1343.

12. Zheng X. et al. A 14-bit 250-MS/s IF Sampling Pipelined ADC in 180 nm CMOS Process // IEEE Transactions on Circuits and Systems-1: manuscript. 2016. Vol. 63. № 9. – Pp. 1-12.

13. Уэйкерли Дж.Ф. Проектирование цифровых устройств, т. 1. – М.: Постмаркет, 2002. – 544 с.

НОВЫЕ КНИГИ

Умняшкин С.В.

Основы теории цифровой обработки сигналов / Учебное пособие – М.: Техносфера, серия: Мир цифровой обработки, 2019 г.

Учебное пособие предназначено для студентов вузов, обучающихся по направлениям подготовки бакалавров и магистров «Прикладная математика», «Информатика и вычислительная техника», и направлено на изучение теоретических основ цифровой обработки сигналов (ЦОС). Помимо базовых разделов ЦОС, связанных с цифровым представлением сигналов, анализом и синтезом цифровых фильтров, в пособии рассматриваются вопросы многоскоростной обработки сигналов, адаптивной фильтрации, дискретного спектрального анализа. Значительное внимание уделено таким специальным разделам ЦОС, как эффективное представление сигналов (сжатие данных), теория и приложения дискретных вейвлет-преобразований.



Пособие также может быть рекомендовано в качестве дополнительного учебного материала для других инженерных направлений подготовки, связанных с ЦОС (радиотехника, электроника, телекоммуникации и связь, автоматическое управление и др.). При этом базовая часть материала первых глав представляет собой основу для вводного курса (уровень бакалавриата), а в полном объеме учебное пособие ориентировано на более углубленное изучение теории ЦОС в магистратуре.



AUTEX Ltd.



IEEE



22-я Международная Конференция ЦИФРОВАЯ ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ И ЕЁ ПРИМЕНЕНИЕ

Москва, ИПУ РАН, 25-27 марта 2020 года
*The 22th 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
- Институт проблем управления им. В.А. Трапезникова РАН
- Компания AUTEX Ltd.

ПРИ УЧАСТИИ:

- Министерство науки и высшего образования РФ
- Московского государственного технического университета им. Н.Э. Баумана
- Рязанского государственного радиотехнического университета имени В.Ф. Уткина
- Московского физико-технического института
- Московского энергетического института (университет)
- Ульяновского государственного технического университета
- Российского технологического университета МИРЭА
- Московского технического университета связи и информатики
- Московского института электронной техники (университет)
- Московского авиационного института
- Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета «ЛЭТИ» им. В.И. Ульянова (Ленина)
- Ярославского государственного университета

МЕЖДУНАРОДНЫЙ ПРОГРАММНЫЙ КОМИТЕТ КОНФЕРЕНЦИИ:

Председатель Международного комитета: академик РАН Гуляев Юрий Васильевич

Заместитель Председателя Международного Программного комитета: академик РАН Васильев С.Н.

Члены Международного Программного комитета конференции:

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), академик РАН Каляев И.А. (Россия), проф., проф. Лукин В.В. (Украина), проф. Митра М. (США), проф. Сарамаки Т. (Финляндия), член-корр. РАН Черепенин В.А. (Россия).

МЕЖДУНАРОДНЫЙ ОРГАНИЗАЦИОННЫЙ КОМИТЕТ КОНФЕРЕНЦИИ:

Председатель Международного Организационного комитета: член-корр. РАН Зубарев Юрий Борисович

Сопредседатели: профессор Витязев В.В., Кирпичников А.П.

Заместитель Председателя Международного Организационного комитета: член-корр. РАН Дворкович А.В.

Члены Международного Организационного комитета:

проф. Бартенев В.Г., проф. Брюханов Ю.А., проф. Васильев К.К., проф. Дворкович В.П., проф. Джиган В.И., проф. 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. Соколов И.А., проф. Сперанский В.С., доц. Стешенко В.Б., проф. Фаворская М.Н., проф. Чобану М.К., проф. Чиров Д.С., проф. Шинаков Ю.С., проф. Ямпурин Н.П.

РАБОТА КОНФЕРЕНЦИИ ПЛАНИРУЕТСЯ ПО СЛЕДУЮЩИМ СЕКЦИЯМ:

1. Теория сигналов и систем
2. Теория и методы цифровой обработки сигналов
3. Обработка сигналов в системах телекоммуникаций
4. Обработка сигналов в радиотехнических системах
5. Обработка и передача изображений
6. Обработка сигналов в биотехнических системах
7. Проектирование и техническая реализация систем ЦОС
8. Системы «технического зрения», искусственного интеллекта и робототехники
9. Нейрокомпьютерная обработка сигналов и изображений

Рабочие языки конференции: *русский и английский*. Доклады, включенные в Программу конференции, будут опубликованы на этих же языках в сборнике «Доклады» к началу ее работы.

Подробную информацию о работе конференции смотрите на сайте

РНТО РЭС им. А.С. Попова: www.rntores.ru