

ЦИФРОВАЯ ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ

Научно-технический журнал
№ 4/2021

Издается с 1999 года
Выходит четыре раза в год

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

ЗАМЕСТИТЕЛИ ГЛАВНОГО РЕДАКТОРА:
д.т.н., проф. В.В. ВИТЯЗЕВ,
д.т.н., член-корр. РАН А.В. ДВОРКОВИЧ

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

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

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

Подписной индекс по каталогу
ОАО «Роспечать» – 82185

Подписано в печать 13.12.21 г.
Формат 60x90/8.

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

Заказ № 8130. Отпечатано в
ООО НПЦ «Информационные технологии»
Рязань, ул. Островского, д. 21/1
тел.: (4912) 98-69-84

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

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

УЧРЕДИТЕЛИ:

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

В НОМЕРЕ:

- Мингазин А.Т.**
Синтез квантованных формирующих КИХ-фильтров для систем цифровой связи 3
- Кузьмин Е.В.**
Повышение эффективности обработки сигналов на фоне гармонической помехи за счёт выбора функции предварительного взвешивания для частотного режектора . 16
- Быховский М.А.**
Исследование нового метода мягкого декодирования помехоустойчивых кодов..... 21
- Муравьев Н.П., Рязанцев Л.Б.**
Алгоритм формирования детальных радиолокационных изображений с компенсацией траекторных нестабильностей полета носителя РЛС по углу сноса 31
- Шипко В.В.**
Корреляционный и структурный анализ спектра градиентов гиперспектральных изображений в задаче спектральной селекции контуров заданных объектов 36
- Купряшкин И.Ф., Мазин А.С.**
Визуализация шаблонов максимальной активации фильтров сверточной нейронной сети в задаче классификации зашумленных радиолокационных изображений объектов 42
- Охотников С.А., Хафизов Д.Г., Егошина И.Л., Хафизов Р.Г.**
Передискретизация контуров цифровых изображений объектов..... 48
- Кузнецов А.Е., Рыжиков А.С.**
Алгоритм поиска одноименных объектов на изображениях земной поверхности с учетом малоинформативных областей..... 52
- Пресняков О.А.**
Априорная оценка точности «шивки» изображений от многоматричных датчиков, выполняемой по данным измерительной аппаратуры КА..... 57
- Кузнецов А.Е., Пошехонов В.И.**
Организация геометрической калибровки съёмочных систем ДЗЗ..... 63
- Лебедев А.А., Приоров А.Л., Хрящев В.В., Среднякова А.С.**
Постобработка результатов работы нейросетевого детектора полипов на видеоизображениях колониоскопических исследований 67
- Минин П.В.**
Выявление неоднородности листа диэлектрика с помощью многоэлементного линейного емкостного датчика 72

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

Подписной индекс по каталогу
ОАО «Роспечать» – 82185

Digital Signal Processing

Science & Technical Magazine
Issue 4, 2021 year

Is published quarterly since 1999

THE EDITOR-IN-CHIEF:

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

DEPUTY EDITORS-IN-CHIEF:

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

EDITORIAL BOARD:

Adzhemov A.S., Dr.Sci.(Tech.), Professor
Alpatov B.A., Dr.Sci.(Tech.), Professor
Bartenev V.G., Dr.Sci.(Tech.), Professor
Borisov Y.I., Dr.Sci.(Tech.)
Bruchanov Y.A., Dr.Sci.(Tech.), Professor
Djigan V.I., Dr. Sci (Tech), Professor
Eremeyev V.V., Dr.Sci.(Tech.), Professor
Zaitsev G.V., Dr.Sci.(Tech.)
Zubarev R.V.,
Kirpichnikov A.P.,
Kuznetsov N.A., Dr.Sci.(Tech.), Academician
Mistyukov V.G.,
Mishenkov S.L., Dr.Sci.(Tech.), Professor
Priorov A.L., Dr. Sci (Tech)
Prokhorov Y.N., Dr.Sci.(Tech.), Professor
Sannikov V.G., Dr.Sci.(Tech.), Professor
Chirov D.S., Dr.Sci.(Tech.), Professor
Speranskii V.S., Dr.Sci.(Tech.), Professor

Editorial office address:

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

Publisher:

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

Computer makeup:

I.A. Blagodarova

FOUNDERS: InSys

Radio Research and Development Institute

CONTENTS:

Mingazin A.T.

*Design quantized pulse-shaping FIR filters
for digital communication systems.....*3

Kuzmin E.V.

*Increasing the efficiency of the signals processing in case
of continuous wave interference by choosing the function
of the preliminary weighting for frequency notch16*

Bykhovskiy M.

*Analysis of the method of soft decoding
of error-correcting codes21*

Muraviev N.P., Ryazantsev L.B.

*Algorithm for generating detailed radar images
with compensation of flight's trajectory instabilities
of the SAR'S carrier by the leeway31*

Shipko V.V.

*Correlation and structural analysis
of the gradient spectrum of hyperspectral images in the problem
of spectral selection of the contours of given objects36*

Kupryashkin I.F., Mazin A.S.

*Visualization of convolutional neural network patterns
in the noisy radar images classification problem42*

Okhotnikov S.A., Khafizov D.G.,

Egoshina I.L., Khafizov R.G.
Rediscretization the contours of digital images of objects.....48

Kuznechov A.E., Rigikov A.S.

*Corresponding objects search algorithm
in earth remote sensing images aware of low-informative areas52*

Presnyakov O.A.

*A priori estimation of accuracy of TDI CCD
images stitching based
on spacecraft measurement equipment data.....57*

Kuznetsov A.E., Poshekhonov V.I.

*Organization of remote sensing imaging systems
geometric calibration63*

Lebedev A.A., Priorov A.L.,

Khryashchev V.V., Srednyakova A.S.
*Post-processing of the results of the neural network polyp
detector on video images of colonoscopic studies.....67*

Minin P.V.

*Detection of dielectric sheet non-uniformity
with capacitive linear array sensor72*



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

СИНТЕЗ КВАНТОВАННЫХ ФОРМИРУЮЩИХ КИХ-ФИЛЬТРОВ ДЛЯ СИСТЕМ ЦИФРОВОЙ СВЯЗИ

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

DESIGN QUANTIZED PULSE-SHAPING FIR FILTERS FOR DIGITAL COMMUNICATION SYSTEMS

Mingazin A.T.

The article is devoted to design of matched quantized pulse-shaping linear-phase FIR filter pairs for digital communication systems. The design enables to obtain filters with the desired stopband attenuation of magnitude response and the predetermined inter-symbol interference. Three methods of pulse-shaping filter design are considered. One of them is based on the square root raised cosine function and two others based on weighted Chebyshev approximation. The quantization problem of filter coefficients in each of the methods solved by using variation of initial parameters. The design results for 0,35 and 0,05 roll-off factors were compared at the oversampling factor equal to 2.

Key words: quantized pulse-shaping linear-phase FIR filters, square root raised cosine filters, weighted Chebyshev approximation, inter-symbol interference, variation of initial parameters.

Ключевые слова: квантованные формирующие линейно-фазовые КИХ-фильтры, фильтры на основе функции корень квадратный из приподнятого косинуса, взвешенная чебышевская аппроксимация, межсимвольная интерференция, вариация исходных параметров.

Введение

Требуемые частотные и временных характеристики системы цифровой связи в канале с ограниченной полосой могут обеспечиваться парой согласованных формирующих цифровых фильтров. При этом АЧХ формирующих фильтров, расположенных в передатчике и приемнике системы, должны соответствовать заданному плану допусков. В тоже время каскадное соединение этих фильтров должно удовлетворять критерию Найквиста или иначе представлять собой фильтр Найквиста с симметричной импульсной характеристикой (ИХ) пересекающей нулевой уровень через строго определенные интервалы времени. Это обеспечивает нулевую межсимвольную интерференцию (МСИ) в идеальной системе связи.

Опубликовано очень большое число статей, в частности [1-21] (и ссылки в них), посвященных синтезу согласованных формирующих КИХ- и БИХ-фильтров, к которым наряду с выше указанными могут предъявляться и дополнительные требования, обусловленные практической реализацией систем цифровой связи.

Как упомянуто в [10] линейно-фазовая характеристика формирующих фильтров очень полезна для синхронизации и при наличии нелинейных искажений. Кроме того, такие фильтры обладают симметричной ИХ, что вместе с требованиями минимального порядка фильтров и экономного квантования их коэффициентов существенно упрощает реализацию. Это важно поскольку тенденция к значительному уменьшению фактора ската (roll-off factor), например, в каналах спутниковой связи

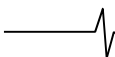
Статья посвящена синтезу пары согласованных квантованных формирующих линейно-фазовых КИХ-фильтров для систем цифровой связи. Синтез позволяет получить фильтры с заданными значениями ослабления АЧХ в полосе задерживания и уровня межсимвольной интерференции. Рассмотрены три метода проектирования формирующих фильтров, один на основе функции корень квадратный из приподнятого косинуса и два других на основе взвешенной чебышевской аппроксимации. Проблема квантования коэффициентов фильтров в каждом из методов решена с помощью вариации исходных параметров. Проведено сравнение результатов синтеза для двух значений фактора ската 0,35 и 0,05 при коэффициенте передискретизации 2.

[22], приводит к росту порядка и длины слова коэффициентов и как следствие к увеличению площади кристалла, потребляемой мощности и стоимости СБИС-реализации. Заметим, что квадратурный приемопередатчик системы связи содержит четыре формирующих фильтра.

Для обеспечения низкой чувствительности к джиттеру синхронизации в конкретных случаях следует уменьшать энергию «хвоста» ИХ пары формирующих фильтров [8], скорость спада этой ИХ или уровень ее боковых лепестков [1-4], в частности двух наибольших из них, или уменьшать уровень шероховатости (roughness) ИХ формирующих фильтров [13, 16]. Для снижения отношения пиковой – к средней мощности модулированного сигнала в системах с усилителями мощности ограниченного динамического диапазона желательно уменьшать энергию «хвоста» ИХ фильтра передатчика [12].

Вся совокупность приведенных требований не всегда может быть выполнена и поэтому необходимо прибегать к компромиссным решениям, что усложняет синтез формирующих фильтров. Иногда приходится жертвовать теми или иными свойствами фильтров или ухудшать их ради появления или улучшения других.

Широко известные формирующие линейно-фазовые КИХ-фильтры с частотной характеристикой вида корень



квадратный из приподнятого косинуса (Square Root Raised Cosine – SRRC) получены из фильтров Найквиста с частотной характеристикой вида приподнятый косинус (Raised Cosine – RC). При приемлемом порядке SRRC-фильтры могут не обеспечить всех желаемых требований, особенно при малом факторе ската. Несомненным превосходством SRRC-фильтров перед другими является простота расчета ИХ, которая при заданных порядке и коэффициенте передискретизации (oversampling factor) определяется лишь одним параметром - фактором ската, причем по замкнутому выражению. Проектирование этих фильтров сводится к прямому параметрическому синтезу.

По существу, все публикации, посвященные согласованным формирующим фильтрам направлены на улучшение тех или иных свойств SRRC-фильтров. Синтезу БИХ-фильтров уделено значительно меньше внимание и в общем они уступают КИХ-фильтрам. Поскольку данная статья посвящена КИХ-фильтрам ограничимся ссылкой на статьи [18, 19], где заинтересованный читатель найдет сравнение вариантов проектирования формирующих БИХ- и КИХ-фильтров и численные результаты. В отношении синтеза согласованных формирующих КИХ-фильтров выделим три подхода:

Косвенный параметрический синтез пары согласованных линейно-фазовых КИХ-фильтров с ненулевым уровнем МСИ.

Синтез сводится к использованию известного или нового аналитического выражения для частотной характеристики фильтра Найквиста подобного для RC-фильтра. Далее с помощью обратного преобразования Фурье для корня квадратного из этого выражения определяется непрерывная ИХ, а затем – ее усеченный дискретный вариант, соответствующий формирующему линейно-фазовому КИХ-фильтру. Пара таких формирующих фильтров может обладать более низкой чувствительности к джиттеру синхронизации [1, 2, 4] или улучшенной АЧХ в полосе задерживания [3] в сравнении с SRRC-фильтрами. Параметрический метод, предложенный в [1] позволяет создавать бесконечное число семейств фильтров Найквиста с теми или иными свойствами, но требует очень хорошего понимания обсуждаемой проблемы.

Косвенный численный синтез пары согласованных нелинейно-фазовых КИХ-фильтров с нулевым или заданным уровнем МСИ.

Синтез заключается в нахождении передаточной функции фильтра Найквиста с последующей ее спектральной факторизацией для получения пары согласованных фильтров. Каждый фильтр передатчика или приемника может быть минимально- или максимально-фазовым, приближенно линейно-фазовым или другим в зависимости от варианта факторизации. Синтез на основе взвешенной чебышевской аппроксимации (ВЧА) с помощью линейного программирования [5, 7] или алгоритма Ремеза [6], позволяет получить максимально возможное ослабление АЧХ в полосе задерживания и нулевую МСИ. Сочетание алгоритма Ремеза с техникой окна для описания АЧХ в переходной полосе, предложенное в [8], позволяет при почти нулевой МСИ достичь

компромисс между ослаблением АЧХ в полосе задерживания и низкой чувствительностью к джиттеру синхронизации. Алгоритм квадратичного программирования [9] обеспечивает баланс между спектральной энергией в полосе задерживания и чувствительностью к джиттеру при заданном уровне МСИ.

Прямой численный синтез пары согласованных или почти согласованных линейно-фазовых КИХ-фильтров соответственно с ненулевым или нулевым уровнем МСИ.

Синтез может быть основан на применении линейного [11], нелинейного [12, 13, 15], квадратичного [16], выпуклого [14] программирования или алгоритмов ВЧА [10, 17]. Данный подход заключается в непосредственном нахождении передаточной функции формирующего фильтра (т.е. без синтеза фильтра Найквиста и последующей факторизации) при решении следующих задач: минимизация МСИ при заданных требованиях к АЧХ [10, 14, 17]; получение нулевой МСИ для почти согласованной пары фильтров, имеющей разные порядки [10]; нахождение компромисса между ослаблением АЧХ в полосе задерживания, чувствительностью к джиттеру синхронизации и уровнем МСИ [11]; достижение баланса между ослаблением спектральной энергии в полосе задерживания, уровнем МСИ и чувствительностью к джиттеру и/или отношением мощностей пиковая/средняя на выходе фильтра передатчика [12]; минимизация чувствительности к джиттеру при заданных уровнях МСИ и ослабления АЧХ в полосе задерживания [13, 16]; получение минимальной ГВЗ, большого ослабления АЧХ в полосе задерживания и низкого уровня МСИ [15].

Заметим, что проблема квантования коэффициентов рассмотрена лишь в трех упомянутых работах, а именно применительно к линейно- и нелинейно-фазовым формирующим КИХ-фильтрам прямой структуры соответственно в [11, 21] и [20]. Однако, к этим работам можно добавить статьи [23-25], посвященные синтезу двухканальных совершенных банков КИХ-фильтров решетчатой структуры с квантованными коэффициентами. Дело в том, что решетчатые фильтры нижних частот такого банка [26] можно использовать в качестве пары согласованных формирующих нелинейно-фазовых фильтров при коэффициенте передискретизации равном 2. Как известно пара этих фильтров обладает нулевой МСИ несмотря на квантование коэффициентов, что не свойственно фильтрам прямой структуры.

Публикации [11, 20, 21, 23-25] посвящены синтезу квантованных КИХ-фильтров без умножителей. В [25] показаны преимущества алгоритма, сочетающего вариацию исходных параметров (ВИП) и простейшую процедуру вариации коэффициентов в сравнении с более сложными алгоритмами вариации коэффициентов [23, 24]. Эффективность собственно алгоритмов ВИП была продемонстрирована ранее в задачах синтеза частотных квантованных КИХ-фильтров на основе методов окна и ВЧА, соответственно в [27] и [28]. Технику ВИП можно объединить с любыми рассмотренными выше методами синтеза, например, как в [25], с косвенным методом синтеза нелинейно-фазовых КИХ-фильтров на основе ВЧА с применением алгоритма Ремеза.

В данной статье технику ВИП используем в трех методах синтеза согласованных формирующих линейно-фазовых КИХ-фильтров на базе прямых структур с заданными требованиями к ослаблению АЧХ в полосе задерживания и уровню МСИ при минимальных значениях порядка и длины слова квантованных коэффициентов. Первый метод основан на синтезе SRRC-фильтров (см., функции `firrcos` и `rcosdesign` в среде MATLAB), а два других метода [10] и [17] – на синтезе ВЧА-фильтров (см., функции `remez`, `sgomez`, `gremez` в среде MATLAB). Поиск квантованных фильтров с помощью ВИП проиллюстрируем графиками зависимостей контролируемых параметров от исходных [29]. Проведем сравнение результатов синтеза, полученных тремя подходами при факторе ската 0,35 и 0,05 для коэффициента передискретизации 2.

Требования к формирующим КИХ-фильтрам

Напомним известные соотношения и положения, связанные с синтезом формирующих фильтров. Пусть КИХ-фильтру Найквиста с передаточной функцией $G(z)$ соответствует пара согласованных формирующих КИХ-фильтров нижних частот, расположенных в передатчике и приемнике системы цифровой связи. При этом фильтру N -го порядка в передатчике с $H(z)$ соответствует фильтр в приемнике с $H(z^{-1})z^{-N}$, так что $G(z) = H(z)H(z^{-1})z^{-N}$ и требуется по существу синтезировать один формирующий КИХ-фильтр с $H(z)$ при $|H(z)| = \sqrt{G(z)}$. Отсюда используемые термины для этого фильтра: square-root pulse-shaping filter, square-root Nyquist filter, half-Nyquist filter.

Для суммы частотной характеристики фильтра Найквиста и ее смещенных копий имеет место следующее равенство

$$G_{\Sigma}(e^{j2\pi f/f_s}) = \sum_{i=0}^{K-1} G(e^{j2\pi(f/f_s + i/K)}) = \text{const}, \quad (1)$$

где f – частота, $K = f_s/R$ – коэффициент передискретизации, R – символьная скорость передачи, f_s – частота дискретизации.

Во временной области равенству (1) соответствует нормированная симметричная ИХ фильтра Найквиста вида

$$g_n = \begin{cases} 1, & n = N + 1 \\ 0, & n = iK + N + 1, i = \pm 1, \pm 2, \dots \end{cases} \quad (2)$$

где $g_k = h_k * h_{-k}$, h_k – ИХ формирующего фильтра, а знак * означает свертку.

Граничные частоты полосы пропускания и задерживания фильтров как с $H(z)$, так и с $G(z)$ равны

$$f_1 = \frac{1-\alpha}{2K} f_s \text{ и } f_2 = \frac{1+\alpha}{2K} f_s, \quad (3)$$

где α – фактор ската и $0 < \alpha \leq 1$.

Средняя частота эквивалентная ширине полосы идеального фильтра нижних частот равна

$$f_0 = \frac{f_1 + f_2}{2} = \frac{f_s}{2K} = \frac{R}{2} \quad (4)$$

Известно, что для линейно-фазовых формирующих КИХ-фильтров, рассматриваемых далее, условия (1) и (2) могут быть выполнены лишь приближенно. Степень

выполнения (1) можно оценить по неравномерности суммарной АЧХ $\sum_{i=0}^{K-1} |G(e^{j2\pi(f/f_s + i/K)})|$ в полосе $[0, f_0]$, а степень выполнения (2) – по пиковому уровню МСИ (Peak of Inter-Symbol Interference – Peak ISI)

$$\text{Peak ISI} = 20 \lg \left(\frac{2}{|g_{N+1}|} \sum_i |g_{iK+N+1}| \right), \quad (5)$$

который не должен превышать заданное значение. Упомянутому выше нулевому уровню МСИ соответствует $\text{Peak ISI} = -\infty$ дБ.

Минимальное ослабление АЧХ фильтров в полосе задерживания $[f_2, f_s/2]$ равно

$$a_0 = -20 \lg \frac{1 + \delta_1}{\delta_2}, \quad (6)$$

где $\pm \delta_1$ – отклонение АЧХ от 1 в полосе пропускания и δ_2 – отклонение АЧХ от 0 в полосе задерживания. Значение a_0 не должно быть меньше заданного уровня.

Неравномерность АЧХ в полосе пропускания $[0, f_1]$ для рассматриваемых фильтров обычно не контролируют, поскольку она обеспечивается автоматически.

Отношение пиковой мощности к средней мощности (peak-to-average power ratio – PAPR) модулированного сигнала на выходе формирующего фильтра передатчика определяют следующим образом

$$\text{PAPR} = 10 \lg \left\{ \frac{K}{\sum_n h_n^2} \max_{0 \leq l < K} \left(\sum_i |h_{iK+l+1}| \right)^2 \right\}. \quad (7)$$

Как упоминалось выше в определенных случаях величина PAPR не должно превышать заданного значения. Однако это требование может оказаться непреодолимым без ухудшения других свойств формирующих фильтров.

Для иллюстрации техники ВИП применительно к трем рассматриваемым методам синтеза зададим следующие требования к параметрам квантованных формирующих КИХ-фильтров:

$$\begin{cases} \alpha_n = 0,35 \text{ и } 0,05, \\ a_0 \geq 50 \text{ дБ}, \\ \text{Peak ISI} \leq -25 \text{ дБ}, \\ K = 2, \\ f_s = 1, \end{cases} \quad (8)$$

где α_n – номинальное значение фактора ската α .

Кроме того, будем контролировать отношение PAPR, а для упрощения КИХ-фильтров будем стремиться удовлетворить условия (8) при минимальных значениях порядка N и длины слова квантованных (округленных) коэффициентов M , соответствующей шагу квантования 2^{-M} .

ВИП в синтезе SRRC-фильтров

В начале проиллюстрируем синтез SRRC-фильтров с непрерывными коэффициентами, т.е. при $M = \infty$. Для этого используем зависимости контролируемых параметров этих фильтров от порядка N представленные на рис. 1 для трех значений фактора ската α при коэффициенте передискретизации $K = 2$. Это K и два крайних значения α соответствуют требованиям (8). Заметим, что

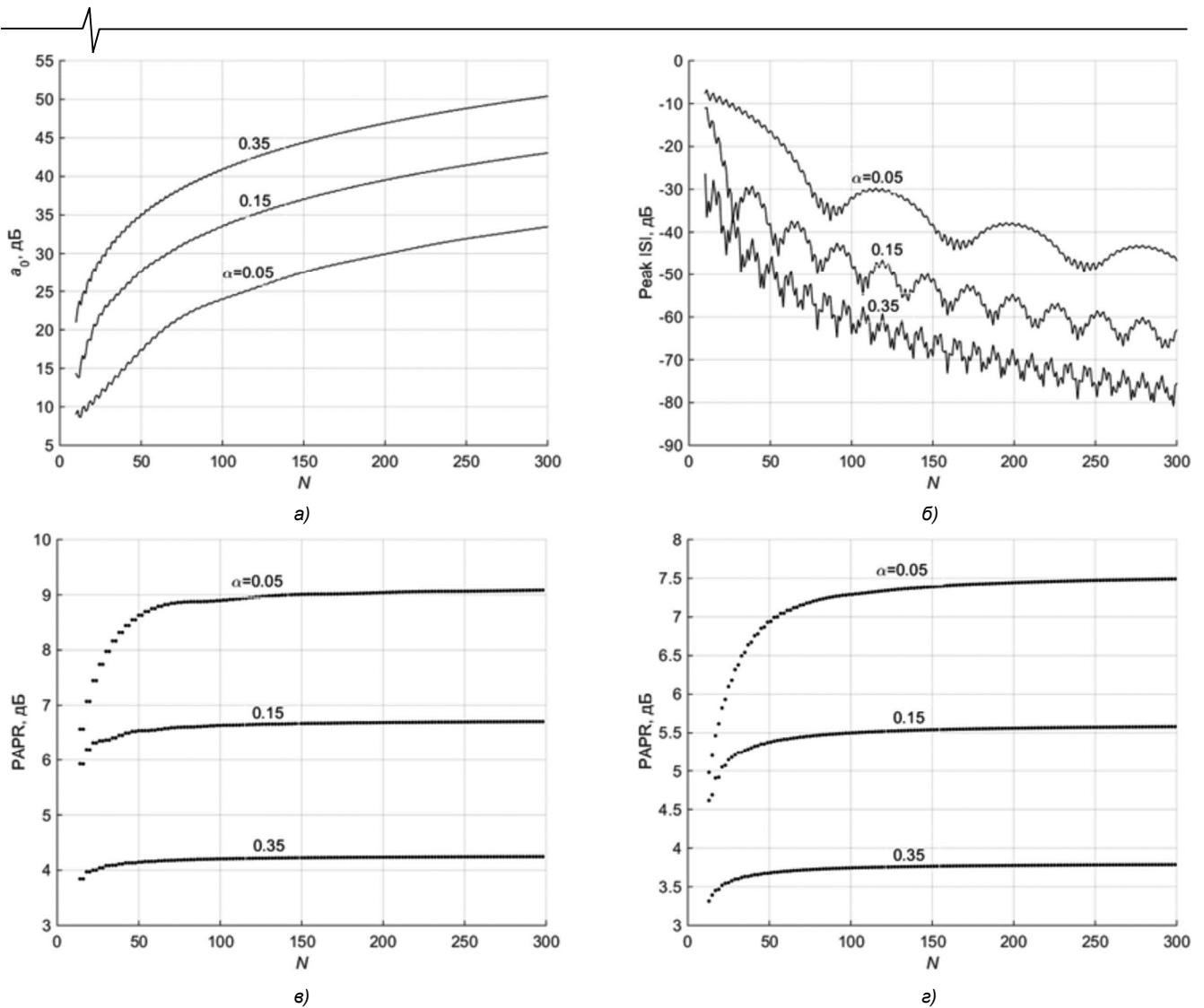


Рис. 1. Параметры SRRC-фильтров в зависимости от порядка N при $K = 2$: ослабление АЧХ фильтра в полосе задерживания (а), пиковое значение МСИ (б) и отношение пиковой мощности к средней мощности модулированного сигнала для четных (в) и нечетных порядков (г)

графики на рис. 1 а-г пригодны с некоторой погрешностью и для $K > 2$ при замене N на $[NK/2]$, где $[x]$ – наименьшее целое большее x . Так при $K = 4$ значения N на рис. 1 должны быть удвоены. Отметим также, что семейство кривых на рис.1 г для нечетных N располагается ниже семейства на рис. 1 в для четных N , т.е. фильтрам нечетного порядка свойственны меньшие значения PAPR. Однако, можно убедиться, что с увеличением K такое различие быстро нивелируется. Эти особенности следуют из выражения (7) для любых линейно-фазовых КИХ-фильтров. В существующих публикациях рассмотрены формирующие фильтры как с четными, так и нечетными N , но без упоминания их возможных различий по уровню PAPR.

Из рис. 1 а-г видно, что с увеличением N для всех α пульсируя уменьшается Peak ISI (б), монотонно и медленно растет ослабление a_0 (а), а также растет с последующим сильным замедлением отношение PAPR (в). С уменьшением α уменьшается a_0 и увеличиваются уровни Peak ISI и PAPR. Однако из-за сложного поведения зависимостей Peak ISI от N возможны ситуации, не показанные на рис. 1 б, когда для данного N с уменьшением α уменьшается и уровень Peak ISI. Это связано с

пересечением кривых с разными α . Произвольные требования по Peak ISI и a_0 могут быть всегда удовлетворены при любых значениях $0 < \alpha \leq 1$ благодаря выбору N . При этом отношение PAPR может оказаться неприемлемым.

Обратимся к требованиям (8). Для $\alpha_n = 0,35$ им удовлетворяет фильтр с $N = 285$. При этом, согласно рис. 1 б, в, получим Peak ISI = -78 дБ и PAPR = 3,8 дБ. Имеем очень большой запас по Peak ISI, т.к. требуется уровень -25 дБ. Нормированная к нулю децибел АЧХ фильтра показана на рис. 2 а. Пунктирные вертикальные линии соответствуют граничным частотам в (3) для $\alpha = \alpha_n$, а горизонтальная линия обозначает допустимый уровень ослабления 50 дБ согласно (8). Здесь и далее отдельная точка, помеченная знаком +, соответствует частоте f_0 в (4) и уровню $1/\sqrt{2}$ (или -3,01 дБ). Как видим АЧХ на рис. 2 а имеет избыточное ослабление в полосе задерживания исключая окрестность примыкающую к ее границе. Эту ситуацию можно исправить полагая $N < 285$, $\alpha < \alpha_n$ и контролируя ослабление a_0 в полосе задерживания соответствующей значению α_n . На рис. 2 б представлена АЧХ фильтра, полученная для $N = 51$ и $\alpha = 0,191$, которая удовлетворяет условию по a_0

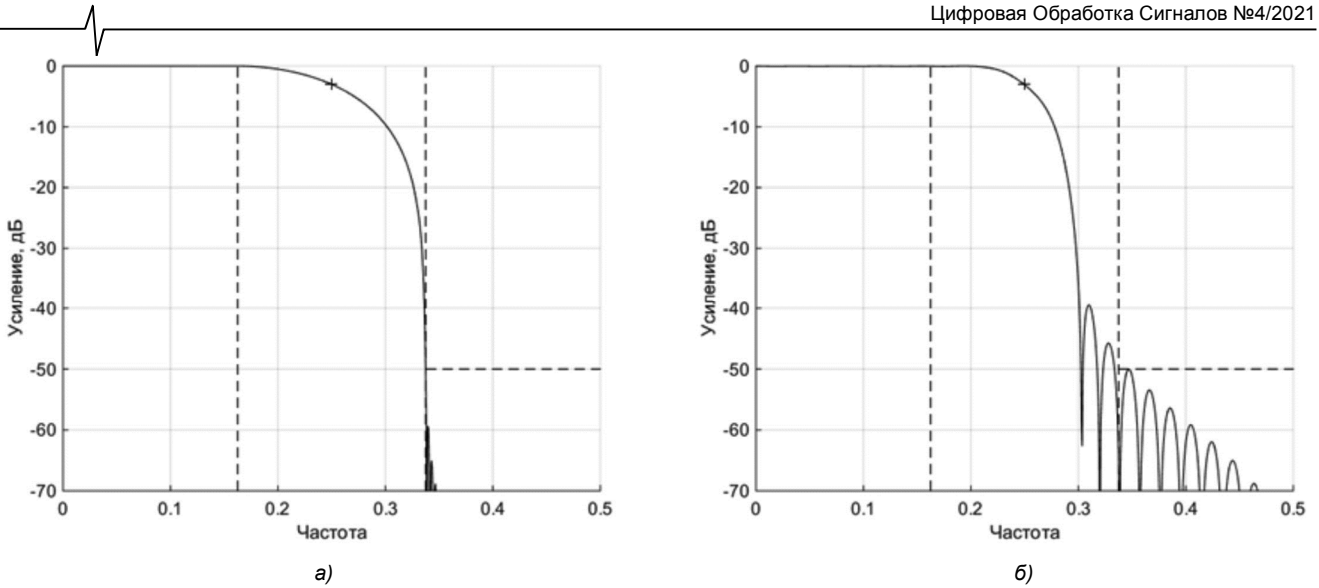


Рис. 2. Нормированные АЧХ фильтров для $N = 285, \alpha = \alpha_n = 0,35$ (а) и $N = 51, \alpha = 0,191, \alpha_n = 0,35$ (б)

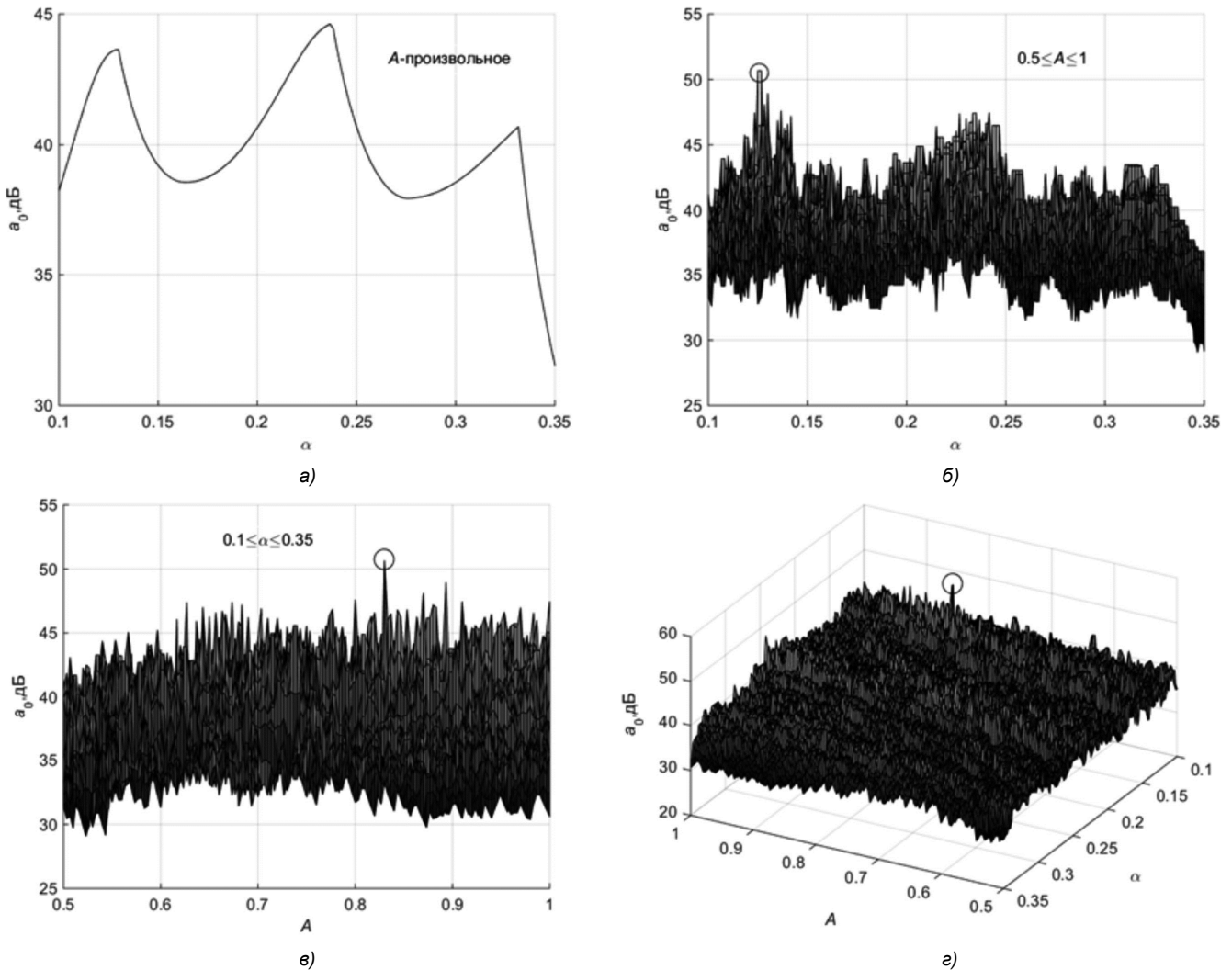
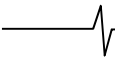


Рис. 3. Зависимости ослабления a_0 от параметров α, A для $N = 33, \alpha_n = 0,35$ при $M = \infty$ (а) и $M = 8$ (б-г)

в (8). При этом, как показывают расчеты $\text{Peak ISI} = -36,9$ дБ и требование в (8) остается выполненным, но уровень $\text{PAPR} = 4,9$ дБ, т.е. увеличился на 1,1 дБ.

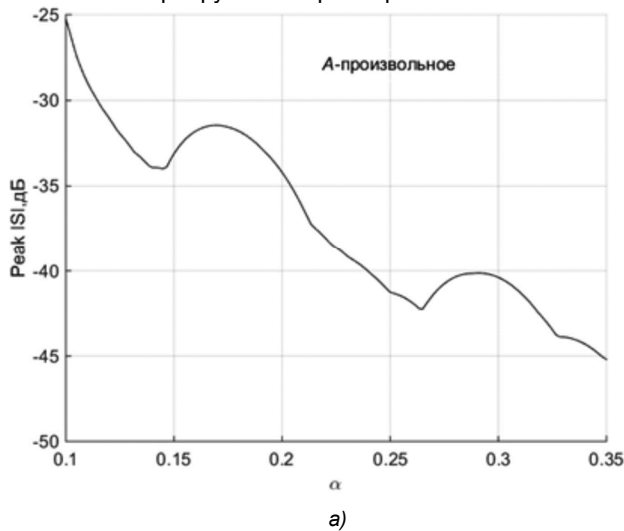
Теперь найдем решение с квантованными коэффициентами ($M \neq \infty$), удовлетворяющее условиям (8). Казалось бы, что оно должно соответствовать $N > 51$ для обеспечения некоторого запаса на отклонение АЧХ обусловленное квантованием. Однако ниже получены ре-

шения для $N < 51$. Это обусловлено тем, что SRRC-фильтры не обладают наилучшими АЧХ в смысле наибольшего ослабления a_0 при фиксированном N и поэтому было предположено, что квантование коэффициентов может привести к желаемому увеличению a_0 . Автор данной статьи наблюдал подобные эффекты улучшения АЧХ как для КИХ-, так и для БИХ-фильтров со стандартными требованиями.



Расчет обсуждаемых фильтров при фиксированных N и K зависит лишь от исходного значения фактора ската α . Однако, как хорошо известно на параметры квантованных фильтров, влияет исходная константа A , связанная с усилением фильтра, на которую умножают нормированные относительно единицы коэффициенты перед их квантованием. Таким образом метод ВИП для SRRC-фильтров сводится к вариации двух параметров α и A для нахождения решения с квантованными коэффициентами.

На рис. 3 метод ВИП иллюстрируется для $N = 33$. На рис. 3 а показана зависимость ослабления a_0 от параметров α , A при $M = \infty$. Как видим максимальное значение a_0 не превышает 45 дБ. На рис. 3 б приведена эта же зависимость для квантованных коэффициентов при $0,5 \leq A \leq 1$ и $M = 8$, где имеют место помеченное решение с $a_0 = 50,7$ дБ. На рис. 3 в, г представлены два других ракурса этой сложной зависимости, позволяющие дополнительно проиллюстрировать влияние на нее параметра A при $M \neq \infty$. Далее ограничимся показом только одного ракурса подобных трехмерных графиков поскольку более детальный их анализ, как в [29], здесь не затрагивается, но он был интересен автору в процессе выполнения работы для разных диапазонов и шагов изменения варьируемых параметров.



На рис. 4 а и б при $M = \infty$ и $M = 8$ представлены зависимости Peak ISI от α , A . Как видим при $M = 8$ часть точек этой зависимости превышает заданный, в (8) уровень -25 дБ. Однако для найденного решения помеченного на рис. 3 б-г, значение Peak ISI = -26,9 дБ. Уровень PAPR = 5,5 дБ. Нормированные АЧХ фильтра приведены на рис. 5 а и б при $M = \infty$ и $M = 8$. Квантованные коэффициенты даны в табл. 1. Максимальное усиление фильтра равно 1,82. Таким образом решение задачи синтеза для $\alpha_n = 0,35$ найдено.

Вновь обратимся к требованиям (8), полагая $M = \infty$. Можно убедиться, что при $\alpha_n = 0,05$ для $N = 1989$ получим $a_0 = 49,9$ дБ, Peak ISI = -78 дБ и PAPR = 7,6 дБ. Как и в предыдущем примере по уровню МСИ имеется очень большой запас, а АЧХ фильтра имеет избыточное ослабление в полосе задерживания исключая окрестность, примыкающую к ее границе. Поэтому действуя аналогично тому, как и ранее, можно получить допустимое решение с квантованными коэффициентами для $N = 257$ и $M = 11$ при исходных параметрах $\alpha = 0,03123$, $A = 0,5484$. Нормированные АЧХ для $M = \infty$ и $M = 11$ приведены на рис. 6 а и б. Им соответствуют Peak ISI = -41,3 дБ и -26,8 дБ, а также значения PAPR = 8,2 дБ и 8,1 дБ. Как видим и в данном случае

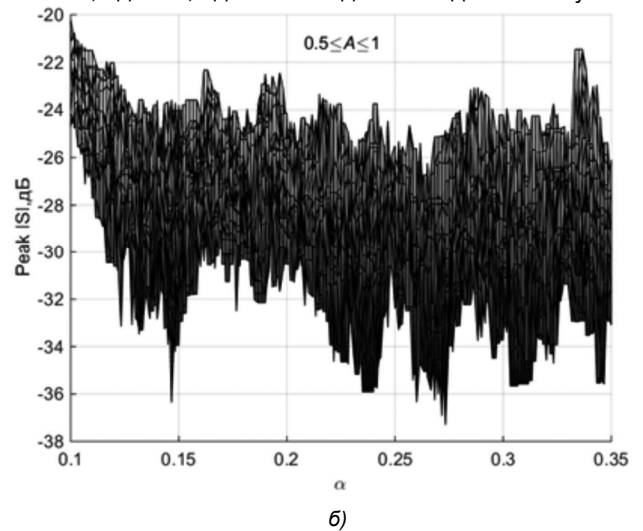


Рис. 4. Зависимости уровня Peak ISI от параметров α , A для $N = 33$ при $M = \infty$ (а) и $M = 8$ (б)

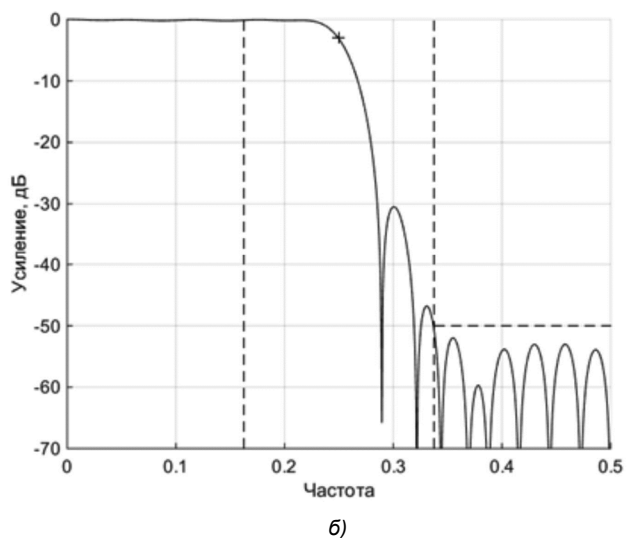
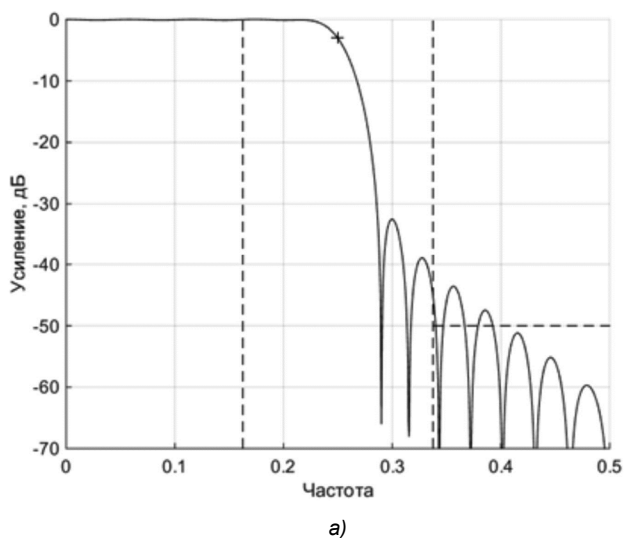


Рис. 5. Нормированные АЧХ фильтров для $N = 33$, $\alpha_n = 0,35$ при $M = \infty$ (а) и $M = 8$ (б)

фильтр с квантованными коэффициентами, в отличие от фильтра с непрерывными коэффициентами, удовлетворяет (точнее почти удовлетворяет, т.к. $a_0 = 49,9$ дБ вместо 50 дБ) условию по ослаблению a_0 в (8).

Таблица 1. Квантованные коэффициенты ($M = 8$)

i	$h_i = h_{35-i}$
1	0,0078125
2	0,00390625
3	-0,01171875
4	-0,00390625
5	0,1953125
6	0
7	-0,03125
8	0,0078125
9	0,046875
10	-0,01953125
11	-0,06640625
12	0,04296875
13	0,1015625
14	-0,0859375
15	-0,17578125
16	0,24609375
17	0,828125

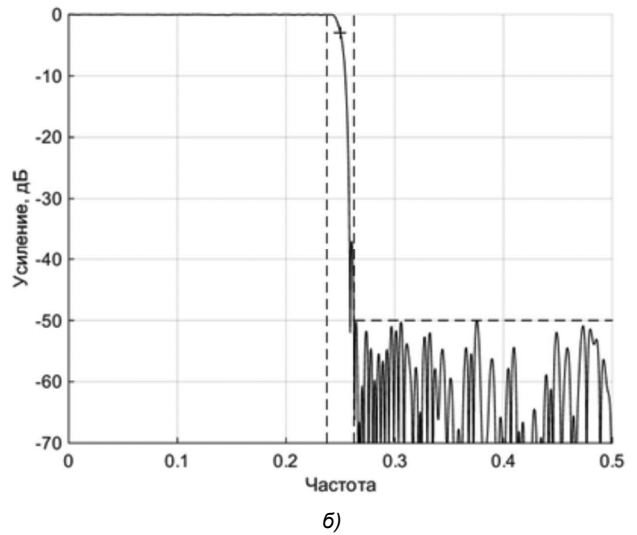
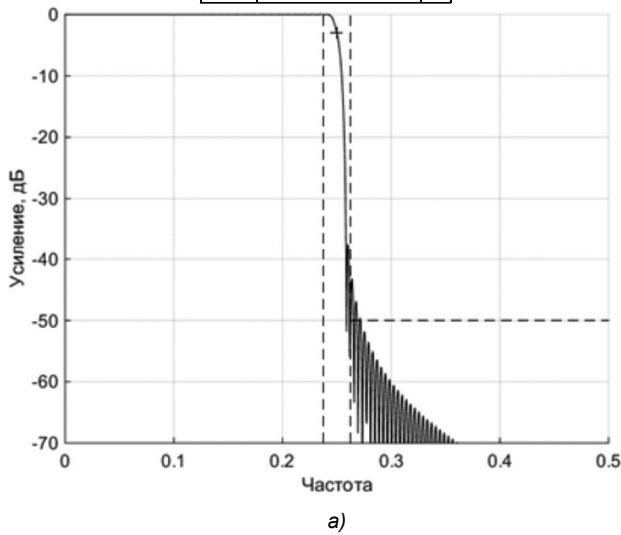


Рис. 6. Нормированные АЧХ фильтров для $N = 257$, $\alpha_n = 0,05$ при $M = \infty$ (а) и $M = 11$ (б)

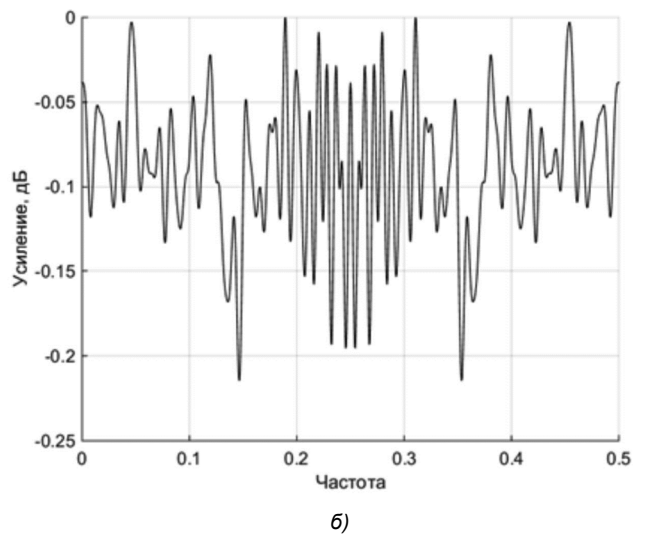
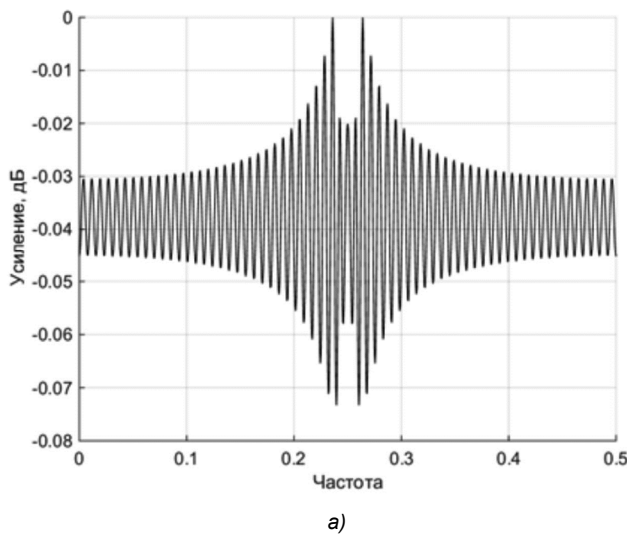


Рис. 7. Нормированные суммарные АЧХ для $N = 257$, $\alpha_n = 0,05$ при $M = \infty$ (а) и $M = 11$ (б)

На рис. 7 а и б для полученного решения при $M = \infty$ и $M = 11$ иллюстрируются упомянутые ранее суммарные АЧХ нормированные к 0 дБ. Как и ожидалось, из-за соответствующих значений Peak ISI, неравномерность АЧХ при $M = \infty$ меньше, чем при $M = 11$.

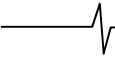
В каждом из двух обсуждаемых примеров отказ от традиционного расчета SRRC-фильтров позволяет существенно (вплоть до 8 раз) снизить их порядок при удовлетворении требований к АЧХ. Степень снижения зависит от приемлемого увеличения Peak ISI и PAPR. Выявлен полезный эффект квантования коэффициентов, позволяющий «превратить» недопустимые АЧХ фильтров пониженного порядка в допустимые. Отметим также, что поиск решений с $a_0 \geq 50$ дБ для $M \neq 8$ при $\alpha_n = 0,35$ и $M \neq 11$ при $\alpha_n = 0,05$ не имел успеха.

ВИП в синтезе ВЧА-фильтров

Синтез формирующих ВЧА-фильтров в [10] выполняется с помощью алгоритма Ремеза. При этом предлагается минимизировать ошибку вида

$$e' = \max \{ \delta_1, r_0 \delta_0, r \delta_2 \}, \tag{9}$$

где δ_0 – отклонение АЧХ от уровня $1/\sqrt{2}$ на частоте f_0 (см. (4)), δ_1 и δ_2 отклонения АЧХ определяемые как для



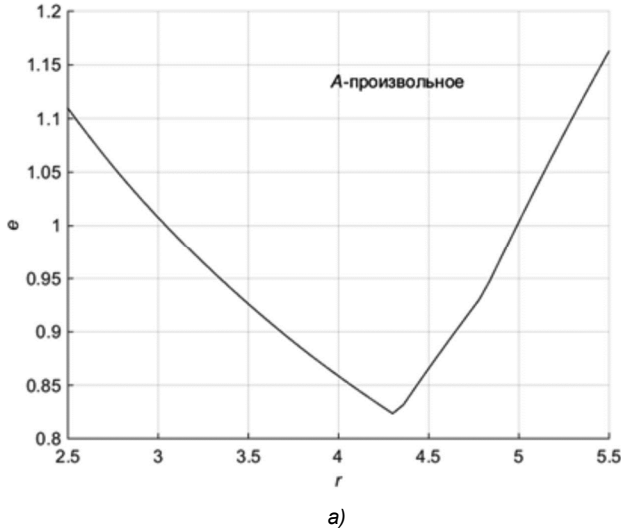
(6), а r и r_0 – заданные веса. В [10] показано, что уровень Peak ISI для синтезируемого таким образом ВЧ-фильтра существенно зависит от r , причем эта зависимость имеет единственный минимум, который предложено находить итеративно. Установлено также, что вес r_0 можно задавать в очень широких пределах без существенного влияния на уровень Peak ISI.

Техника ВИП хорошо встраивается в этот метод для решения задачи синтеза квантованных КИХ-фильтров с заданными требованиями по ослаблению a_0 и уровню Peak ISI. Ошибка (9) зависит от исходных α и r , а решение с квантованными коэффициентами – еще и от константы A , упомянутой выше. Положим $\alpha = \alpha_n$, $r_0 = 1$ и подвергнем вариации с равномерным шагом параметры r и A для минимизации ошибки вида

$$e = \max \left\{ \frac{\Delta}{\Delta_{\max}}, \frac{\delta_2}{\delta_{2\max}} \right\}, \quad (10)$$

где Δ – уровень Peak ISI в относительных единицах, а Δ_{\max} – его допустимое значение, $\delta_{2\max}$ – допустимый уровень отклонения δ_2 .

Синтез квантованного КИХ-фильтра заключается в



следующем. После нескольких проб для ряда N при $M = \infty$ определим диапазон изменения r в котором есть участок с $e < 1$. Для каждого значения r найдем нормированные коэффициенты фильтра, которые умножим на текущее A и проквантуем. Из всех полученных квантованных решений выберем то, для которого имеет место наименьшее значение e . Допустимому решению соответствует $e \leq 1$.

Выполним синтез фильтра с требованиями (8), положив в начале $\alpha_n = 0,35$. На рис. 8 а и б при $M = \infty$ и $M = 8$ показаны зависимости e от r , A для $N = 19$. Уменьшение M приводит к нарушению условия $e \leq 1$.

Для точки минимума e на рис. 8 а значения $a_0 = 51,7$ дБ, Peak ISI = -26,8 дБ и PAPR = 4,2 дБ. На рис. 8 б стрелка указывает на отрезок, для которого $e < 1$, $a_0 = 50,4$ дБ, Peak ISI = -26,9 дБ и PAPR = 4,2 дБ. Для точки этого отрезка ($r = 4,6$ и $A = 0,817$) нормированные АЧХ при $M = \infty$ и $M = 8$ представлены на рис. 9 а и б, а квантованные коэффициенты даны в табл. 2. Максимальное усиление фильтра равно 1,76. Заметим, что квантование коэффициентов при $A = 1$ для точки минимума кривой на рис. 8 а приводит к допустимому решению лишь при $M \geq 11$.

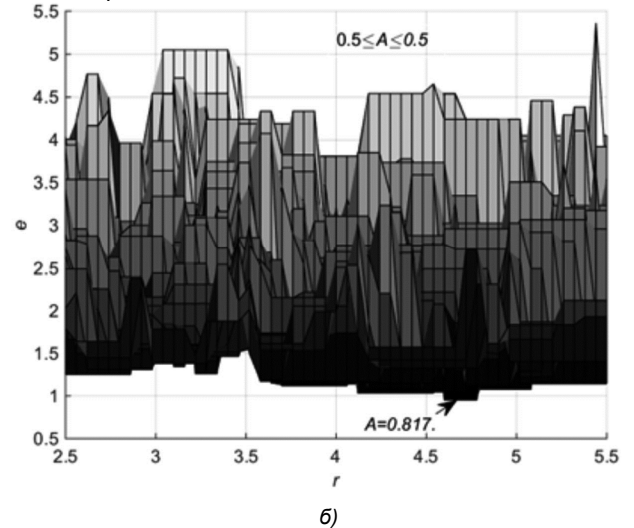


Рис. 8. Зависимости ошибки e от параметров r , A для $N = 19$, $\alpha_n = 0,35$, при $M = \infty$ (а) и $M = 8$ (б)

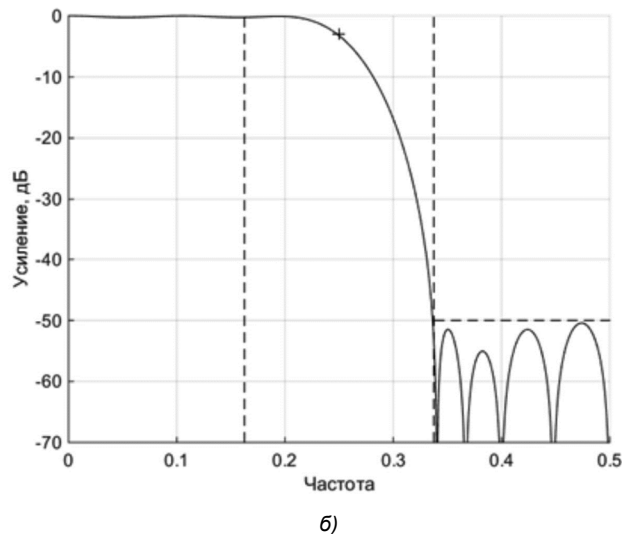
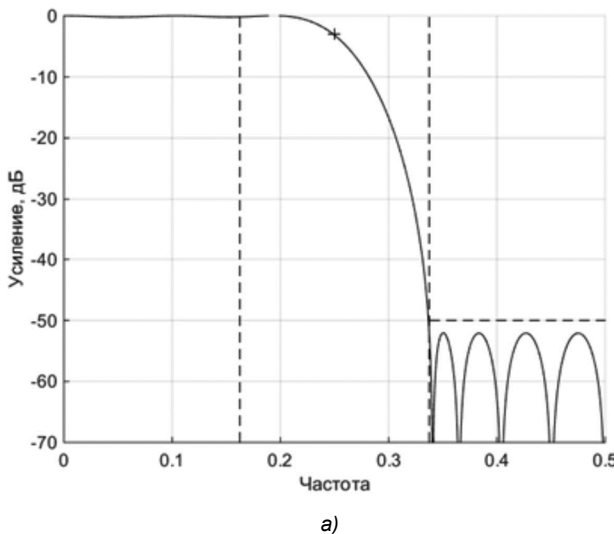


Рис. 9. Нормированные АЧХ фильтров для $N = 19$, $\alpha_n = 0,35$ при $M = \infty$ (а) и $M = 8$ (б)

Таблица 2. Квантованные коэффициенты ($M = 8$)

i	$h_i = h_{21-i}$
1	0,00390625
2	0,01953125
3	0
4	-0,0390625
5	0,01171875
6	0,08203125
7	-0,05078125
8	-0,171875
9	0,20703125
10	0,81640625

Теперь выполним синтез фильтра с требованиями (8) при $\alpha_n = 0,05$. На рис. 10 а и б при $M = \infty$ и $M = 12$ показаны зависимости ошибки e от параметров r, A для $N = 127$. Уменьшение M приводит к нарушению условия $e \leq 1$.

Для минимума кривой на рис. 10 а значения $a_0 = 50,7$ дБ, Peak ISI = -25,7 дБ и PAPR = 7,8 дБ. На рис. 10 б стрелка указывает на точку $r = 3,12$, $A = 0,99$ для которой e минимально, $a_0 = 50,1$ дБ, Peak ISI = -25,5 дБ и PAPR = 7,8 дБ, а нормированные АЧХ

фильтра при $M = \infty$ и $M = 12$ представлены на рис. 11. Квантование коэффициентов фильтра при $A = 1$ для точки минимума на рис. 10 а приводит к допустимому решению при $M = 14$.

ВИП в синтезе двухступенчатых ВЧА-фильтров

В [17] для синтеза формирующих фильтров предложен двухступенчатый подход, который ограничен коэффициентом передискретизации $K = 2$. Первой ступени соответствует полуполосный КИХ-фильтр нижних частот (ППФ) с $H_1(z)$ и заданным ослаблением АЧХ в полосе задерживания, а второй ступени – амплитудный КИХ-корректор (АК) с передаточной функцией $H_2(z)$, которой соответствует АЧХ

$$H_2(f) = \{H_1^2(f) + H_1^2(0,5 - f)\}^{-1/2}$$

Синтез каждого из этих двух фильтров прямой структуры можно выполнить на основе ВЧА с применение алгоритма Ремеза при единичных весах. Формирующий ВЧА-фильтр с результирующей $H(z) = H_1(z)H_2(z)$ обеспечивает заданные уровни ослабления и МСИ. Порядок формирующего фильтра $N = N_1 + N_2$, где N_1 и N_2 четные порядки ППФ и АК. Таким образом порядок N ограничен

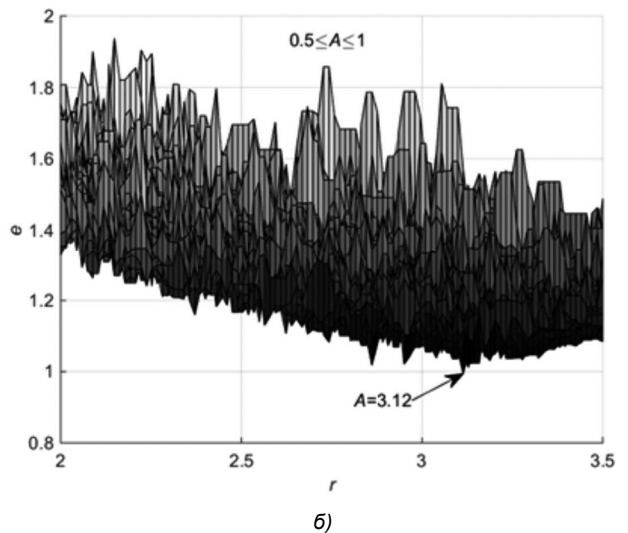
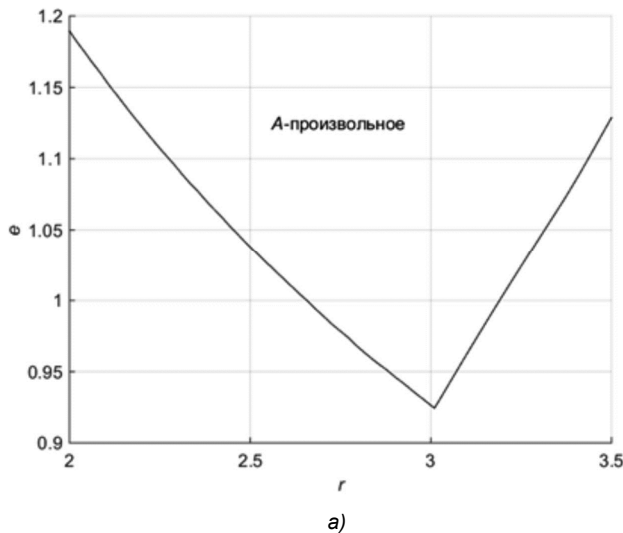


Рис. 10. Зависимости ошибки e от параметров r, A для $N = 127, \alpha_n = 0,05$ при $M = \infty$ (а) и $M = 12$ (б)

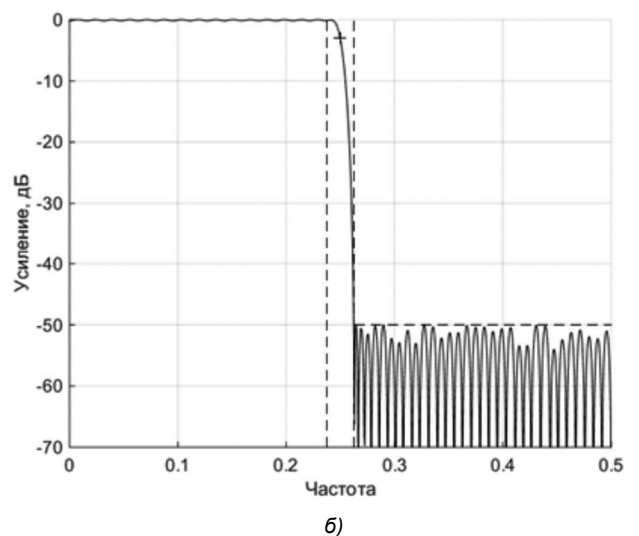
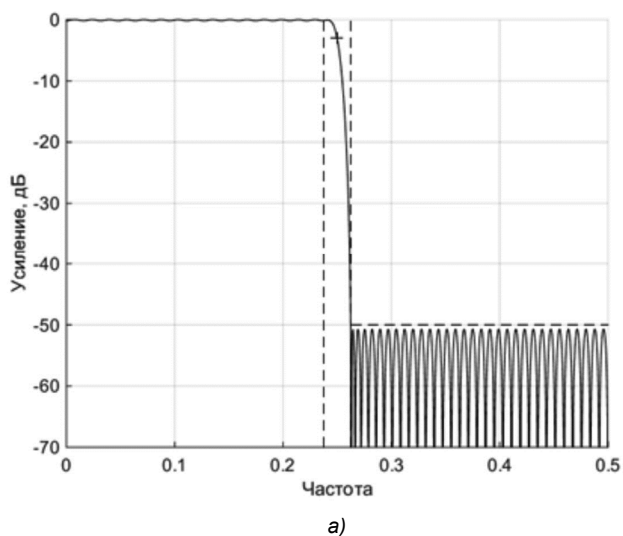


Рис. 11. Нормированные АЧХ фильтров для $N = 127, \alpha_n = 0,05$ при $M = \infty$ (а) и $M = 12$ (б)

четными значениями. Важной особенностью предложенного двухступенчатого метода является то, что практически половина коэффициентов линейно-фазовых ППФ и АК равна нулю, что сильно упрощает их реализацию.

В данном случае синтез квантованного КИХ-фильтра с $H(z)$ при помощи техники ВИП заключается в минимизации ошибки e определенной в (10). Для этого вариации подвергнем параметры α и A в предварительно выбранных диапазонах. Для ряда значений α находим нормированные коэффициенты ППФ и АК, которые умножаем на текущее значение A и квантуем. Из всех полученных таким образом решений выбираем, то для которого ошибка e минимальна. Решение считается допустимым при $e \leq 1$.

Обратимся к требованиям (8), положив $M = \infty$. Для $\alpha_n = 0,35$ ППФ с порядком $N_1 = 14$ обеспечивает выполнение (8) по ослаблению a_0 с запасом в 1 дБ. Фильтр на основе каскадного соединения этого ППФ и АК с порядком $N_2 \geq 20$ позволяет удовлетворить требованиям (8)

по уровню Peak ISI практически сохраняя указанный запас по a_0 . При увеличении N_2 от 20 до 80 уровень Peak ISI уменьшается от -26 дБ до -74 дБ. Дальнейшее увеличение N_2 очень слабо влияет на этот уровень. По существу, имеет место насыщение.

Для $N = 14 + 20 = 34$ на рис. 12 а и б при $M = \infty$ и $M = 9$ показаны зависимости ошибки e от параметров α , A . Минимуму e на рис. 12 а соответствуют $a_0 = 51,1$ дБ, Peak ISI = -26,0 дБ и PAPR = 5,5 дБ. На рис. 12 б стрелка указывает на точку, для которой e минимально, $a_0 = 50,0$ дБ, Peak ISI = -25,6 дБ и PAPR = 5,5 дБ, а нормированные АЧХ формирующих фильтров, ППФ и АК представлены на рис. 13 а и б при $M = \infty$ и $M = 9$. Квантованные коэффициенты для ППФ и АК даны в табл. 3. Все коэффициенты с четными индексами равны нулю, исключая h_8 для ППФ. Максимальное усиление для ППФ равно 1,9, а для АК – 1,7. Квантование коэффициентов фильтра при $A = 1$ для точки минимума кривой на рис. 12 а приводит к допустимому решению при $M \geq 11$.

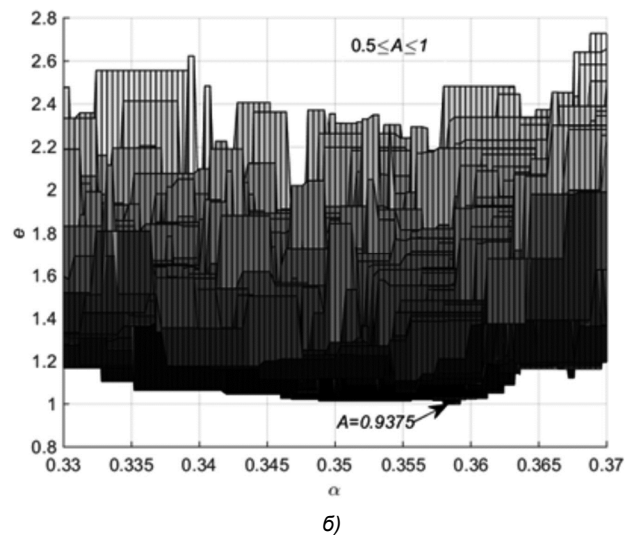
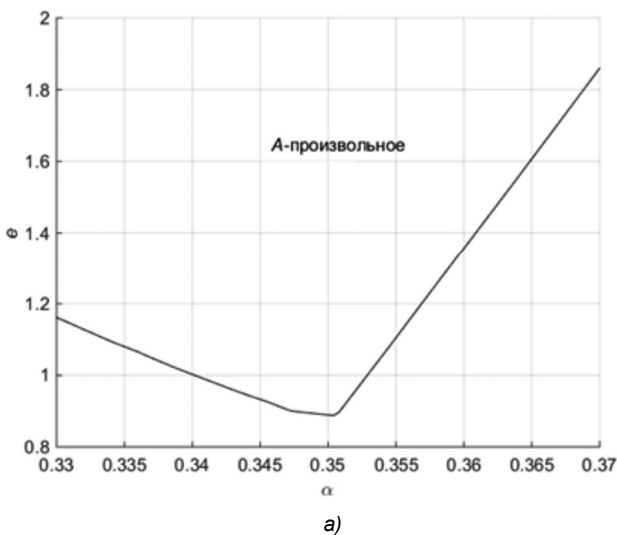


Рис. 12. Зависимости ошибки e от параметров α , A для $N = 34$, $\alpha_n = 0,35$ при $M = \infty$ (а) и $M = 9$ (б)

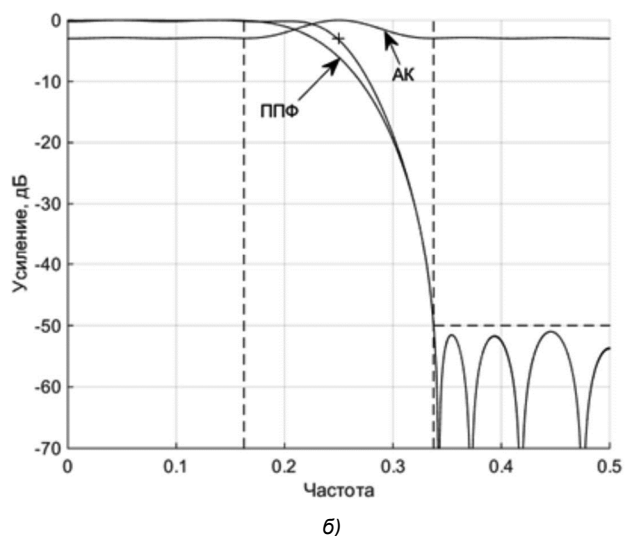
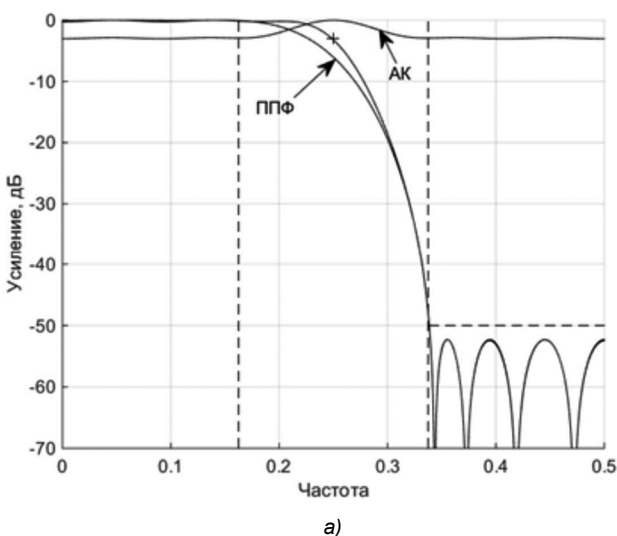


Рис. 13. Нормированные АЧХ формирующих фильтров, ППФ и АК для $N = 34$, $N_1 = 14$, $N_2 = 20$, $\alpha_n = 0,35$ при $M = \infty$ (а) и $M = 9$ (б)

Таблица 3. Квантованные коэффициенты ($M = 9$)

ППФ, $N_1 = 14$		АК, $N_2 = 20$	
i	$h_i = h_{16-i}$	i	$h_i = h_{22-i}$
1	-0,015625	1	-0,009765625
3	0,0546875	3	0,017578125
5	-0,15234375	5	-0,029296875
7	0,580078125	7	0,041015625
8	0,9375	9	-0,05078125
-	-	11	0,9375

Снова обратимся к требованиям (8), положив $M = \infty$. Для $\alpha_n = 0,05$ ППФ при $N_1 = 106$ обеспечивает выполнение (8) по ослаблению a_0 с запасом в 1 дБ. Фильтр на основе каскадного соединения этого ППФ и АК при $N_2 \geq 160$ позволяет удовлетворить (8) по уровню Peak ISI, практически сохраняя указанный запас по a_0 . При увеличении N_2 от 160 до 288 уровень Peak ISI уменьшается от -26 дБ до -34 дБ. Дальнейшее увеличение N_2 очень слабо влияет на этот уровень. Имеет место насыщение.

Для $N = 106 + 160 = 266$ на рис. 14 а и б при $M = \infty$ и $M = 12$ показаны зависимости ошибки e от параметров α , A . Точке минимума e на рис. 14 а соответствуют $a_0 = 51,0$ дБ, Peak ISI = -26,0 дБ и PAPR = 9,9 дБ. На

рис. 14 б стрелка указывает на точку, для которой e минимально, $a_0 = 50,5$ дБ, Peak ISI = -25,2 дБ и PAPR = 9,9 дБ, а нормированные АЧХ формирующих фильтров, ППФ и АК представленные на рис. 15 а и б при $M = \infty$ и $M = 12$. Квантование коэффициентов фильтра при $A = 1$ для точки минимума кривой на рис. 12 а соответствует допустимому решению при $M \geq 13$.

Интересно, что для каждого из двух рассмотренных примеров синтеза найденные допустимые решения с $e < 1$ при $M \neq \infty$ получены квантованием коэффициентов для решений с $e > 1$ при $M = \infty$, что можно увидеть, обратившись к рис. 12 и рис. 14.

Сравнение результатов синтеза формирующих КИХ-фильтров

В предыдущих разделах представлены примеры синтеза квантованных формирующих КИХ-фильтров тремя методами: SRRC+, ВЧА+ и ВЧА2+. Здесь знак + подразумевает объединение метода с техникой ВИП, а обозначение ВЧА2+ соответствует синтезу двухступенчатых фильтров. Полученные результаты при $\alpha_n = 0,35$ и $0,05$ сведены в табл. 4 и табл. 5, где \times и Σ означают количество умножителей и сумматоров в структуре фильтра. При подсчете этих элементов учтено наличие нулевых

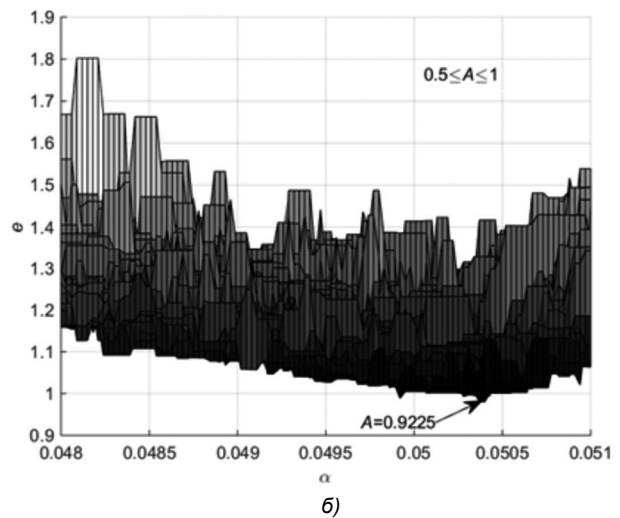
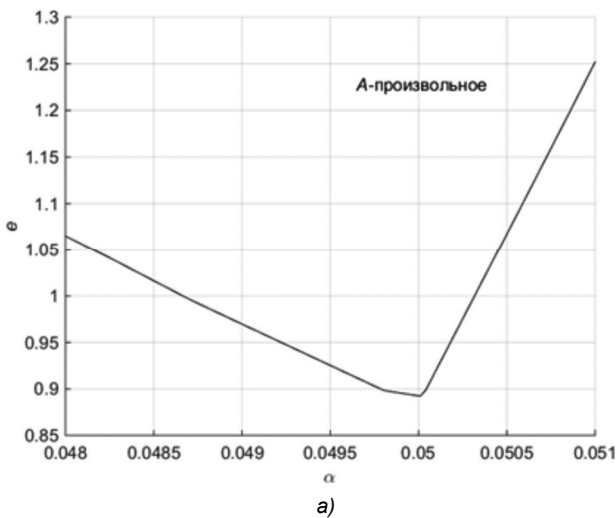


Рис. 14. Зависимости ошибки e от параметров α , A для $N = 266$, $\alpha_n = 0,05$ при $M = \infty$ (а) и $M = 12$ (б)

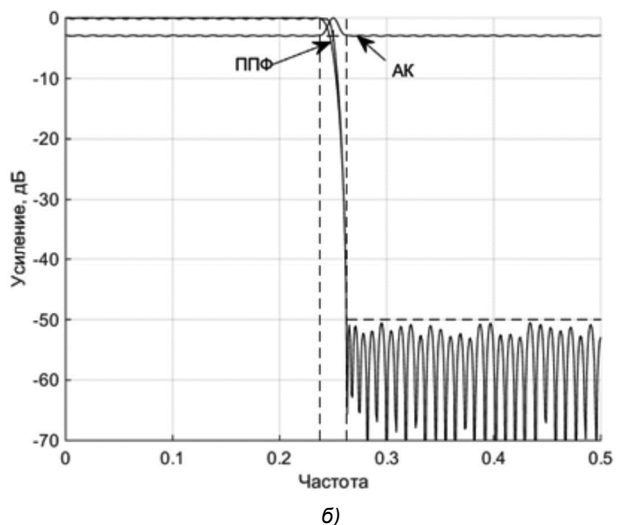
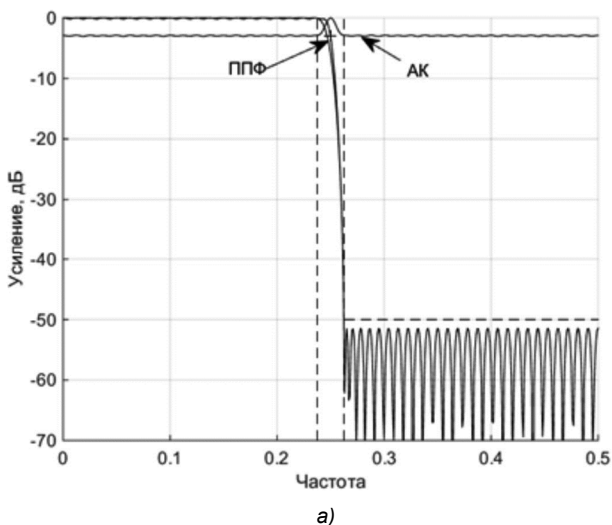


Рис. 15. Нормированные АЧХ формирующих фильтров, ППФ и АК для $N = 266$, $N_1 = 106$, $N_2 = 160$, $\alpha_n = 0,05$ при $M = \infty$ (а) и $M = 12$ (б)

Таблица 4. Результаты синтеза формирующих КИХ-фильтров при $\alpha_n = 0,35$

Метод	N	a_0 , дБ	Peak ISI, дБ	PAPR, дБ	M	\times	Σ
SRRC+	33	50,6	-26,9	5,5	8	16	31
ВЧА+	19	50,4	26,9	4,2	8	9	17
ВЧА2+	14+20=34 (11+10=21)	50,0	-25,6	5,5	9	11	18

Таблица 5. Результаты синтеза формирующих КИХ-фильтров при $\alpha_n = 0,05$

Метод	N	a_0 , дБ	Peak ISI, дБ	PAPR, дБ	M	\times	Σ
SRRC+	257	49,9	-26,8	8,1	11	109	217
ВЧА+	127	50,1	-25,5	7,8	12	63	125
ВЧА2+	106+160=266 (80+80=160)	50,5	-25,2	9,9	12	69	134

коэффициентов, обусловленное как спецификой синтеза, так и квантованием, а при подсчете умножителей учтена и симметрия ИХ фильтра.

Как видим, все результаты удовлетворяют требованиям (8) по a_0 и Peak ISI. Кроме того, близки по длине слова M для каждого из двух значений α_n . При $\alpha_n = 0,05$ в сравнении с $\alpha_n = 0,35$ уровень PAPR существенно увеличивается независимо от метода синтеза. Наименьшие значения этого параметра, получены методом ВЧА+. Как показывают дополнительные исследования, если порядки фильтров N в методах SRRC+ и ВЧА+ положить четными (это ограничение метода ВЧА2+), то наблюдаемый разброс в значениях PAPR в табл. 4 и табл. 5 уменьшается до 5,2-5,7 дБ и 9,6-9,9 дБ. Нижние границы соответствуют методу ВЧА+.

Метод SRRC+ значительно уступает методам ВЧА+ и ВЧА2+ по количеству умножителей и сумматоров в структуре фильтров. Метод ВЧА+ позволяет достичь более низкие порядки N и, следовательно, значения ГВЗ, а также наименьшее количество элементов задержки в структуре в сравнении с полученными двумя другими методами. Однако заметим, что в системах связи при коэффициенте передискретизации $K = 2$ перед фильтром передатчика включен интерполятор на 2, а после фильтра приемника – прореживатель на 2. Поэтому количество элементов задержки в этих фильтрах, спроектированных методом ВЧА2+, можно значительно уменьшить применив полифазное разбиение и замечательные тождества для многоскоростных фильтров [26]. При условии, что в передатчике ППФ включен после АК, а в приемнике – наоборот, общее количество элементов задержки будет соответствовать цифрам в скобках в табл. 4 и табл. 5. Хотя решения, найденные с помощью методов ВЧА+ и ВЧА2+ при этом сблизались, все же преимущество по общим затратам на реализацию остается за фильтрами, синтезированными методом ВЧА+.

Заключение

Рассмотрены три существенно отличающихся друг от друга метода синтеза согласованных квантованных формирующих линейно-фазовых КИХ-фильтров прямой структуры для систем цифровой связи. Первый – на основе получения частотной характеристики вида корень квадратный из приподнятого косинуса, а второй и третий – на основе взвешенной чебышевской аппроксимации АЧХ. Третьему методу соответствует двухэтап-

ная аппроксимация для полуполосного фильтра и амплитудного корректора, каскадное соединение которых образует формирующий фильтр. Синтез каждым методом направлен на достижение требуемых значений ослабления АЧХ в полосе задерживания формирующего фильтра и уровня МСИ на выходе каскадного соединения пары таких фильтров при минимальных значениях порядка и длины слова коэффициентов. Проблема квантования коэффициентов в каждом из методов решена с помощью техники вариации исходных параметров, которая иллюстрируется графически. Представлены результаты синтеза фильтров для двух значений фактора ската 0,35 и 0,05 при коэффициенте передискретизации 2.

Все результаты, полученные тремя методами удовлетворяют заданным требованиям по ослаблению в полосе задерживания (≥ 50 дБ) и МСИ (≤ -25 дБ) при близких значениях длины слова коэффициентов, отличающихся не более чем на 1 бит для каждого из двух значений фактора ската. Второй и третий методы в сравнении с первым приводят к существенно меньшему количеству умножителей и сумматоров в структурах фильтров. Второй – позволяет получить меньшие порядки фильтров и, следовательно, наименьшие значения ГВЗ. По уровню отношения пиковой- к средней мощности модулированного сигнала результаты имеют разброс 4,2-5,5 дБ и 7,8-9,9 дБ, соответственно для факторов ската 0,35 и 0,05. Нижние границы этого параметра достигнуты вторым методом.

Насколько хороши полученные квантованные формирующие КИХ-фильтры в сочетании с возможными дополнительными степенями интерполяции/прореживания в конкретных системах цифровой связи при наличии джиттера синхронизации, шумов, помех и нелинейных искажений можно выяснить путем математического и/или физического моделирования.

Литература

1. Beaulieu N. C., Damen M. O. Parametric construction of Nyquist-I pulses // IEEE Trans. Commun. 2004. Vol. 52. No. 12. Pp. 2134-2142.
2. Assalini A., Tonello A. M. Improved Nyquist pulses // IEEE Commun. Letters. 2004. Vol. 8. No. 2. Pp. 87-89.
3. Bobula M., Prokes A., Danek K. Nyquist filters with alternative balance between time- and frequency-domain parameters // EURASIP J. Adv. in Signal Processing. Vol. 2010. Article ID 903980. 11p.

4. Assimonis S. D., Matthaïou M., Karagiannidis G. K., Nossek J. A. Improved parametric families of intersymbol interference-free Nyquist pulses using inner and outer functions // IET Signal Processing. 2011. Vol. 5. No. 2. Pp. 157-163.
5. Samuelli H. On the design of optimal equiripple FIR digital filters for data transmission applications // IEEE Trans. on CAS. 1988. Vol. 35. No. 12. Pp. 1542-1546.
6. Ramachandran R. P., Kabal P. Minimax design of factorable Nyquist filters for data transmission systems // Signal Processing. 1989. Vol. 18. No. 3. Pp. 327-339.
7. Samuelli H. On the design of FIR digital data transmission filters with arbitrary magnitude specifications // IEEE Trans. on CAS. 1991. Vol. 38. No. 12. Pp. 1563-1567.
8. Farhang-Boroujeny B., Mathew G. Nyquist filters with robust performance against timing jitter // IEEE Trans. on SP. 1998. Vol. 46. No. 12. Pp. 3427-3431.
9. Ashrafi A., Harris F. J. A novel square-root Nyquist filter design with prescribed ISI energy // Signal Processing. 2013. Vol. 93. No. 9. Pp. 2626-2635.
10. Siohan P., Moreau de Saint-Martin F. New designs of linear-phase transmitter and receiver filters for digital transmission systems// IEEE Trans. on CAS-II.1999. Vol. 46. No. 4. Pp. 428-433.
11. Boonyanant P., Tantaratana S. Design and hybrid realization of FIR Nyquist filters with quantized coefficients and low sensitivity to timing jitter// IEEE Trans. on SP. 2005. Vol. 53. No. 1. Pp. 208-221.
12. Farhang-Boroujeny B. A square-root Nyquist (M) filter design for digital communication systems // IEEE Trans on SP. 2008. Vol. 56, No. 5. Pp. 2127-2132.
13. Yao C.-Y., Willson A. N. The design of hybrid symmetric-FIR/analog pulse-shaping filters // IEEE Trans. on SP. 2012. Vol. 60. No. 4. Pp. 2060-2065.
14. Ashrafi A. Optimized linear phase square-root Nyquist FIR filters for CDMA IS-95 and UMTS standards // Signal Processing. 2013. Vol. 93. No. 4. Pp. 866-873.
15. Traverso S. A family of square-root Nyquist filter with low group delay and high stopband attenuation // IEEE Commun. Letters. 2016. Vol. 20. No. 6. Pp. 1136-1139.
16. Yao C.-Y., Wang S.-C. A QCQP design method of the symmetric pulse-shaping filters against receiver timing jitter // ISCAS. 2017. 4p.
17. Xiao R., Lei Q., Guo X., Du W., Zhao Y. A design of two sub-stage square-root Nyquist matched filter // IEEE Access. 2018. Vol.6. May. Pp. 23292-23302.
18. Renfors M., Saramaki T., Pulse-shaping filters for digital transmission systems// GLOBECOM. 1992. Pp. 467-471.
19. Vaisanen K., Renfors M. Efficient digital filters for pulse-shaping and jitter-free frequency error detection and timing recovery // Signal Processing. 2001. Vol. 81. No. 4. Pp. 829-844.
20. Samuelli H. The design of multiplierless digital data transmission filters with powers-of-two coefficients // Proc. IEEE Int. Telecomm. Symp. 1990. Pp. 425-429.
21. Kim H. Computer simulation results and analysis for a root-raised cosine filter design using canonical signed digits// NASA Technical Memorandum 107327. 1996. 16p.
22. Bonnaud A., Feltrin E., Barbiero L. DVB-S2 extension: end-to-end impact of sharper roll-off factor over satellite link// SPACOMM. 2014. Pp. 36-41.
23. Lim Y. C., Yu Y. J. A width-recursive depth-first tree search approach for the design of discrete coefficient perfect reconstruction lattice filter bank // IEEE Trans. on CAS: II. 2003. Vol. 50. No. 6. Pp. 257-266.
24. Yli-Kaakinen J., Saramaki T., Bregovic R. An algorithm for the design of multiplierless two-channel perfect reconstruction orthogonal lattice filter banks// ISCCSP. 2004. Pp. 415-418.
25. 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.
26. Вайдьянатхан П. П. Цифровые фильтры, блоки фильтров и полифазные цепи с многочастотной дискретизацией: Методический обзор // ТИИЭР. 1990. Т. 78. № 3. С. 77-120.
27. 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.
28. 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.
29. Мингазин А. Т. Трехмерная графика в задаче анализа квантованных КИХ-фильтров // Цифровая обработка сигналов. 2020. № 2. С. 46-51.

Уважаемые коллеги!

В связи с ликвидацией АО «Роспечать» подписка на журнал «Цифровая обработка сигналов» открыта в офисе РНТОРЭС им. А.С. Попова. Заявки можно подать в любое время Карпушкиной Галине Ивановне по нашему электронному адресу: vznos-rntores@mail.ru на 2021 и 2022 годы. Стоимость одного номера **600 руб.** Годовой выпуск – **4 номера**. Подписка оформляется по Договору или выставлением счёта на оплату для юридических и физических лиц. Готовые тиражи журнала будут доставлены в наш офис. Их можно будет получить по адресу: ул. Авиамоторная, д. 8 «Научный центр» МТУСИ (оф. № 612) или по почте на адрес, указанный при подписке, при предварительной оплате почтовых услуг на наш расчётный счёт (200,0 руб.).

ПОВЫШЕНИЕ ЭФФЕКТИВНОСТИ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ НА ФОНЕ ГАРМОНИЧЕСКОЙ ПОМЕХИ ЗА СЧЁТ ВЫБОРА ФУНКЦИИ ПРЕДВАРИТЕЛЬНОГО ВЗВЕШИВАНИЯ ДЛЯ ЧАСТОТНОГО РЕЖЕКТОРА

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

INCREASING THE EFFICIENCY OF THE SIGNALS PROCESSING IN CASE OF CONTINUOUS WAVE INTERFERENCE BY CHOOSING THE FUNCTION OF THE PRELIMINARY WEIGHTING FOR FREQUENCY NOTCH

Kuzmin E.V.

The efficiency of the spread spectrum signal delay searching is investigated for the suppression of an intense additive continuous wave interference due to frequency rejection based on the discrete Fourier transform. To reduce the influence of the «pedestal effect» on the quality of processing, the weight (window) functions of Hann, Blackman, Parzen (de la Valle-Poussin), Henning and some others are considered. Statistical experiments have established and demonstrated an increase in the efficiency of spread spectrum signal searching under these conditions when using power-law variations of the Henning window (in comparison with others considered). The article presents curves of dependences of the probability of correct signal searching for various reception conditions and typical variants of the produced coherent accumulations.

Key words: signals searching, continuous wave interference, frequency notch, weight function, discrete Fourier transform.

Ключевые слова: поиск сигналов, гармоническая помеха, частотная режекция, весовая функция, дискретное преобразование Фурье.

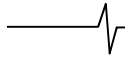
Введение и постановка задачи

Одним из наиболее распространённых видов мешающих сигналов являются узкополосные (сосредоточенные по спектру) помехи [1-13], в пределе – гармонические помехи (ГП), негативное влияние которых мотивирует многих исследователей на разработку различных алгоритмов для их нейтрализации [1-10], а также на анализ их влияния (к примеру, [11-14] и др.). В частности, известны работы, в которых борьба с помехой производится за счёт применения субполосной фильтрации [1, с. 126-128], [4, с. 47-48]. Данный способ предполагает наличие «банка» канальных полосовых фильтров, однотипные амплитудно-частотные характеристики (АЧХ) которых примыкают друг к другу и перекрывают полосу частот полезного сигнала, что делает возможным отключение (или ограничение) любого из парциальных каналов при фиксации превышения в них определённого порогового уровня [1; 4]. Возможным вариантом подавления ГП является применение адаптивных фильтров (АФ) [3, с. 288-294], [8], [9, с. 754-756, 758-771], обеспечивающих необходимую АЧХ за счёт расчёта оптимальных весовых коэффициентов. Кроме того, применяется частотная режекция (ЧР) на основе прямого и обратного дискретного преобразования Фурье (ДПФ, ОДПФ) [2], [9, с. 771-778], основанная на анализе значений спектра входной реализации и обнулении поражённого помехой участка спектра, выявляемого при превышении установленного порогового уровня. Существуют и иные способы борьбы с ГП, в ко-

Исследована эффективность поиска шумоподобного сигнала по времени запаздывания при подавлении интенсивной аддитивной гармонической помехи за счёт частотной режекции на основе дискретного преобразования Фурье. Для снижения влияния «эффекта пьедестала» на качество обработки рассмотрены весовые (оконные) функции Ханна, Блэкмана, Парзена (Валле-Пуссена), Хеннинга и некоторые другие. Статистическими экспериментами установлено и продемонстрировано повышение эффективности поиска шумоподобного сигнала в указанных условиях при использовании степенных вариаций окна Хеннинга (в сравнении с другими рассмотренными). Представлены семейства зависимостей вероятности правильного выполнения поиска сигнала для различных условий приёма и типовых вариантов производимых когерентных накоплений.

торых выполняется оценивание её параметров, например – [6], [9, с. 752-754]. Каждый из вариантов подавления ГП имеет преимущества и недостатки. Как показано в [9], АФ с трансверсальной структурой и частотная режекция на основе ДПФ обладают паритетной эффективностью применения, причём процедура ЧР-ДПФ выигрывает по ряду показателей (быстродействие, ресурсозатратность, сложность алгоритма) при практической реализации [9, с. 777]. Для реализации ЧР выполняется дискретное (быстрое) преобразование Фурье, а для минимизации влияния «эффекта пьедестала» используются весовые (оконные) функции (ВФ) [2; 7], [9, с. 775], которых известно достаточно много, к примеру: [15], [16, с. 176], [17, с. 288-303], [18].

С целью повышения качества обработки сигналов на фоне помех с использованием ДПФ применяются различные ВФ. Так, в [2] для предварительного «взвешивания» и последующего выполнения ДПФ применена ВФ Хэмминга. В [5] используется прямоугольная (единичная)



ВФ и обсуждаются возникающие при этом отрицательные эффекты. В [7] рассматриваются семь различных ВФ, обосновывается целесообразность использования ВФ Парзена и Ханна, но не демонстрируются какие-либо вероятностные зависимости, характеризующие качество приёма сигнала. В [9] для реализации процедуры ЧР-ДПФ в интересах повышения качества обработки шумоподобного сигнала (ШПС) применена ВФ Парзена [9, с. 777]. Там же [9] приведены числовые значения некоторых выбранных параметров для сравнения эффективности процедуры ЧР-ДПФ с эффективностью АФ. С учётом наличия разнообразия известных ВФ [15-18], отличающихся своими характеристиками и сложностью аналитического описания, представляется целесообразным и практически полезным уточнение и развитие вопроса об их рациональном выборе для конкретных задач обработки сигналов. А поскольку одним из необходимых этапов приёма ШПС является поиск по времени запаздывания [9, с. 118-135], [19, с. 103-109], на качество которого влияет наличие ГП [10; 12], то сравнительный анализ и выбор ВФ для реализации процедуры ЧР-ДПФ при решении задачи поиска является актуальной задачей.

Цель работы: выбор функции предварительного «взвешивания» для процедуры ЧР-ДПФ в интересах повышения эффективности обработки шумоподобных сигналов (в первую очередь поиска) на фоне гармонической помехи и шума.

Модель наблюдений и частотная режекция гармонической помехи

Рассмотрим аддитивную смесь полезного шумоподобного сигнала $s(t)$, гармонической помехи $m(t)$ и белого шума $\xi(t)$ (к примеру, [6; 8], [9, с. 752-753]):

$$y(t) = A_c s(t) + A_n m(t) + \xi(t), \tag{1}$$

$$m(t) = \sin(2\pi f_n t \pm \varphi_n),$$

которая в дискретном времени $t_n = nT$ с шагом дискретизации $T = 1/f_d$ может быть представлена в виде

$$y(n) = y(t_n) = A_c s(t_n) + A_n m(t_n) + \xi(t_n, \sigma_\xi^2), \tag{2}$$

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

где n – номер временной выборки; N – объём выборки; σ_ξ^2 – дисперсия квазизелого шума, определяемая спектральной плотностью мощности N_0 и частотой дискретизации f_d . Рассматриваемый в статье способ частотной режекции гармонической помехи [9, с. 772] основан на «пороговой» обработке частотных выборок $\dot{Y}(k)$, получаемых путём дискретного преобразования Фурье [16, с. 57]

$$\dot{Y}(k) = \mathbf{F}\{y(n)w(n)\} = \sum_{n=0}^{N-1} y(n)w(n)\exp(-j2\pi kn/N), \tag{3}$$

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

полученного по временным отсчётам произведения наблюдений аддитивной смеси $y(n)$ (2) и весовой

функции $w(n)$. Данный способ реализации процедуры ЧР-ДПФ предполагает обнуление значений (3) при $|\dot{Y}(k)| \geq z$, и может быть представлен аналогично [9, с. 772]:

$$y_{\text{чр}}(n) = \mathbf{F}^{-1}\{\dot{Y}_z(k)\} = N^{-1} \sum_{k=0}^{N-1} \dot{Y}_z(k) \exp(j2\pi kn/N), \tag{4}$$

$$\dot{Y}_z(k) = \begin{cases} \dot{Y}(k), & |\dot{Y}(k)| < z, \\ 0, & |\dot{Y}(k)| \geq z. \end{cases}$$

В выражениях (3), (4) использованы следующие обозначения: k – номер частотной выборки; $\mathbf{F}\{\cdot\}$ и $\mathbf{F}^{-1}\{\cdot\}$ – операторы прямого и обратного ДПФ соответственно; $j = \sqrt{-1}$ – мнимая единица; $z = \text{const}$ – значение устанавливаемого порога; точка сверху означает комплексный характер величины; $y_{\text{чр}}(n)$ – отсчёты процесса на выходе процедуры ЧР-ДПФ; $\dot{Y}_z(k)$ – отсчёты комплексного спектра (3), обработанные согласно (4) – т.е. спектральные отсчёты с подавленными компонентами помехи при условии $|\dot{Y}(k)| \geq z$. Выражение для ОДПФ в (4) дано согласно [16, с. 57]. Приведённое описание дополнительно поясняется структурной схемой, представленной на рис. 1. Частотные режекторы, подобные показанному на рис. 1, многократно встречаются в литературе, например в [2], [9, с. 771].

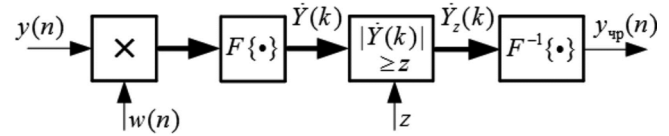
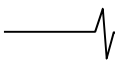


Рис. 1. Структурная схема процедуры ЧР на основе ДПФ-ОДПФ и предварительного «взвешивания» входной аддитивной смеси

Результаты статистических экспериментов

При проведении статистического исследования по выбору ВФ для процедуры ЧР-ДПФ использована опробованная методика [10; 12; 20], позволяющая получать зависимости вероятности правильного выполнения поиска ШПС от варьируемых условий наблюдения, в данном случае – при изменении отношения «ГП / сигнал» $q_{\text{пс}} = 20 \lg(A_n / A_c)$ («ГП / С»). Способ получения выходного эффекта (корреляционного «всплеска») процедуры поиска основан на применении ДПФ к квадратурно преобразованным отсчётам «взвешенной» входной реализации (2) и к отсчётам опорной псевдослучайной последовательности (длины 511), порождающей фазоманипулированный ШПС, одному периоду которого соответствует $N = 4096$. Отношение частоты дискретизации к центральной частоте ШПС равно 4. Зависимости получены методом статистического моделирования при 20000 испытаний. Задержка ШПС и начальная фаза ГП устанавливались случайными равномерно распределёнными величинами в каждом испытании. Частота ГП устанавливалась как фиксированной, так и случайной величиной.

На рис. 2-9 представлены семейства зависимостей вероятности P правильного выполнения поиска ШПС по задержке от нормированного (к максимальному значе-



нию $q_{\text{псmax}}$) отношения «ГП / С» $q_{\text{н}} = q_{\text{пс}} / q_{\text{псmax}}$. Нумерация кривых на рис. 2-9 означает использование в (3) конкретной ВФ $w(n)$: 1 – Ханна [18, с. 41]; 2 – Блэкмана [18, с. 43-44]; 3 – Парзена (Валле-Пуссена) [18, с. 51]; 4, 4a, 4b – Хеннинга $\sin^\alpha(\pi n/N)$ [18, с. 40], при параметре $\alpha = 3, 4, 5$ соответственно. Кривые на рис. 2-6, 8 получены при фиксированной частоте ГП, совпадающей с главным лепестком спектра ШПС. Кривые на рис. 7, 9 получены при случайной в каждом испытании частоте ГП, принимающей равновероятные значения в пределах полосы частот главного лепестка спектра ШПС. Отношение мощностей полезного сигнала $P_c = 0,5A_c^2$ и шума задавалось отношением $q_{\text{зн}} = 10 \lg(P_c/N_0)$ – т.н. энергетическим потенциалом (ЭП) [19, с. 11], выраженным в логарифмических единицах. Рис. 2, 4, 6, 8 получены при значении ЭП, равного 40 дБГц, а рисунки 3, 5, 7, 9 соответствуют ЭП, равному 45 дБГц. Каждое из представленных семейств получено при различном количестве производимых когерентных накоплений M , что отмечено в подрисуночных подписях. При $M = 1$ получение выходного эффекта процедуры поиска осуществлялось за счёт обработки одного периода полезного сигнала, а при $M > 1$ интервал корреляционной обработки M -кратно увеличивался.

При проведении исследований для всех рассмотренных условий наблюдения ШПС получены кривые вероятностей правильного выполнения поиска при отсутствии мер по нейтрализации ГП, т.е. без докорреляционного применения процедуры ЧР-ДГФ. Кроме того, получены аналогичные кривые при использовании в (3) прямоугольной ВФ. Эти зависимости имеют схожее поведение с показанными на рис. 2-9 кривыми, но не показаны в составе представленных семейств, поскольку занимают положение в окрестности значений $0 < q_{\text{н}} < 0,5$ – демонстрируют существенно более скромные характеристики эффективности в сравнении с кривыми 1-4. При планировании статистических вычислительных экспериментов предварительно рассматривались следующие ВФ (помимо вышеперечисленных): Бартлетта, Бомана, Блэкмана-Хэрриса, Гаусса, Кайзера, Натталла, Тьюки, Хэмминга и некоторые другие [18].

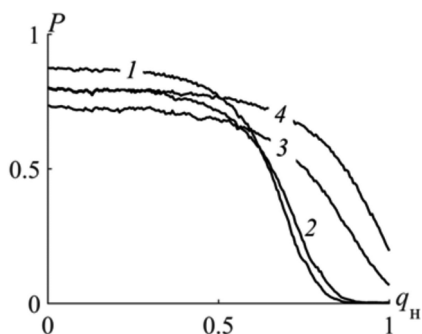


Рис. 2. Зависимость вероятности правильного выполнения поиска ШПС от нормированного отношения «ГП / С». Условия эксперимента: $q_{\text{зн}} = 40$ дБГц, $M = 2$

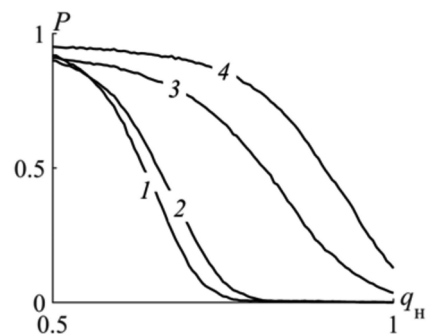


Рис. 3. Зависимость вероятности правильного выполнения поиска ШПС от нормированного отношения «ГП / С». Условия эксперимента: $q_{\text{зн}} = 45$ дБГц, $M = 1$

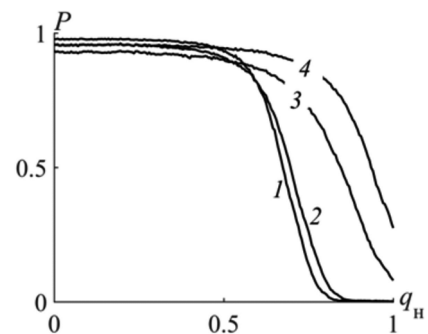


Рис. 4. Зависимость вероятности правильного выполнения поиска ШПС от нормированного отношения «ГП / С». Условия эксперимента: $q_{\text{зн}} = 40$ дБГц, $M = 3$

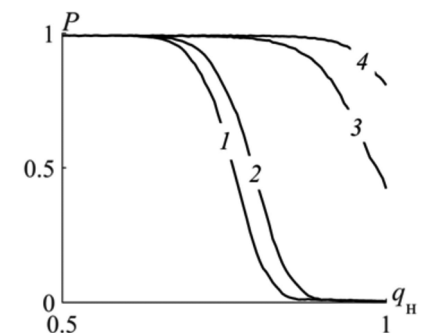


Рис. 5. Зависимость вероятности правильного выполнения поиска ШПС от нормированного отношения «ГП / С». Условия эксперимента: $q_{\text{зн}} = 45$ дБГц, $M = 2$

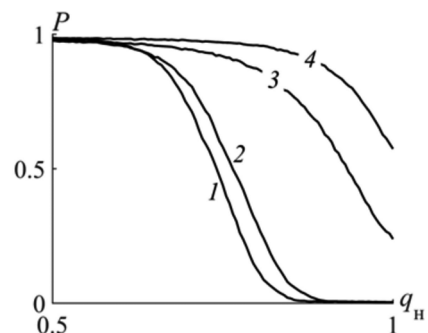


Рис. 6. Зависимость вероятности правильного выполнения поиска ШПС от нормированного отношения «ГП / С». Условия эксперимента: $q_{\text{зн}} = 40$ дБГц, $M = 4$

Далее, на основе полученных результатов проведённого статистического моделирования, сделаем выводы количественного и качественного характера. Сравним характер поведения кривых, а также дадим

¹ Некратной значению частоты дискретизации.

оценку повышения эффективности поиска ШПС на фоне ГП в зависимости от типа ВФ предварительного «взвешивания», предшествующей процедуре частотной режекции на основе прямого и обратного ДПФ.

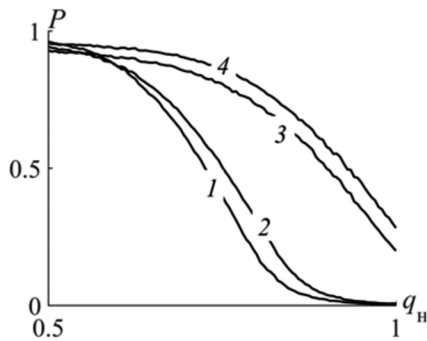


Рис. 7. Зависимость вероятности правильного выполнения поиска ШПС от нормированного отношения «ГП / С». Условия эксперимента: $q_{оп} = 45$ дБГц, $M = 1$

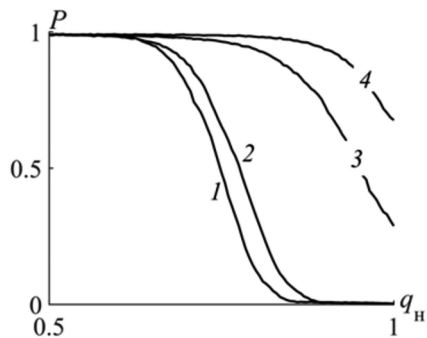


Рис. 8. Зависимость вероятности правильного выполнения поиска ШПС от нормированного отношения «ГП / С». Условия эксперимента: $q_{оп} = 40$ дБГц, $M = 5$

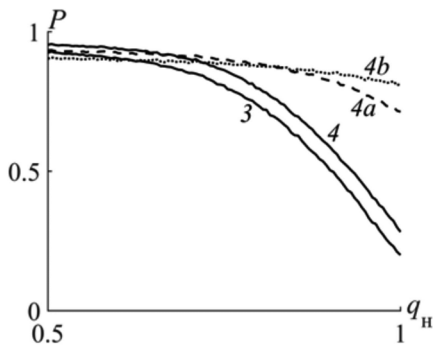


Рис. 9. Зависимость вероятности правильного выполнения поиска ШПС от нормированного отношения «ГП / С». Условия эксперимента: $q_{оп} = 45$ дБГц, $M = 1$

Обсуждение результатов

Как видно из рис. 2-9, тип применяемой ВФ существенным образом влияет на качество режекции ГП и, как следствие – на эффективность процедуры поиска ШПС по задержке при обработке на фоне гармонической помехи. Для рассматриваемых условий наблюдения сигнала (1), (2) все полученные зависимости обладают ожидаемым монотонно убывающим поведением при $q_n > 0,5$ и равномерным начальным участком в области сравнительно малых значений отношения «ГП / С». Визуальное и численное сравнение представленных зависимостей позволяет сделать вывод о типе ВФ, применение которой повышает эффективность по-

иска. На всех представленных семействах заметно превосходство характеристик процедуры поиска, соответствующих степенным вариациям ВФ Хеннинга (кривые 4, 4а, 4б). Весовая функция Парзена в составе процедуры ЧР-ДПФ (см. кривые 3) применительно к поиску ШПС по задержке в указанных условиях занимает «второе место», всегда уступая ВФ Хеннинга при значении показателя её степени $\alpha = 3$ (кривые 4). При значениях $\alpha = 4,5$ (кривые 4а, 4б) также наблюдается расширение области значений отношения «ГП / С» ($q_n > 0,75$), при которых вероятность правильного поиска имеет большие значения (в сравнении с кривыми 3). Одновременно с этим при $\alpha = 4,5$ наблюдается снижение значений вероятности P в области сравнительно малых значений отношения q_n . Применение ВФ Ханна и Блэкмана (кривые 1, 2) демонстрирует близкие характеристики. Обе ВФ позволяют получать некоторое преимущество в сравнении с прямоугольной ВФ (по выбранному показателю качества). Однако как видно из рисунков, они заметно проигрывают ВФ Хеннинга и ВФ Парзена. Все другие рассмотренные и перечисленные в статье ВФ не продемонстрировали повышения эффективности процедуры поиска (для принятых условий моделирования), за исключением ВФ Бомана, позволяющей получать характеристики, паритетные демонстрируемым кривыми 3 (т.е. за счёт применения ВФ Парзена). В табл. 1, 2 выборочно представлены результаты проведённого количественного сравнения эффективности применения ВФ Хеннинга ($\alpha = 3$, кривые 4) и ВФ Парзена (кривые 3) – показаны округлённые разности $\Delta q_{пс}$ значений отношений «ГП / С», при которых обеспечивается фиксированный уровень вероятности правильного выполнения поиска ($P = const$) для каждой из двух «лидирующих» ВФ. При проведении сравнения применена интерполяция полученных кривых. Данные табл. 1 получены на основе рис. 3, 5, а в скобках показано значение $\Delta q_{пс}$, вычисленное по данным рис. 7, т.е. при случайном характере частоты ГП. Данные табл. 2 получены на основе рис. 6, 8.

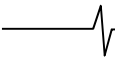
Таблица 1. Сравнение эффективности применения ВФ

M	$\Delta q_{пс}$, дБ	
	$P = 0,9$	$P = 0,99$
1	34,2 (17,2)	–
2	16,6	33,7

Таблица 2. Сравнение эффективности применения ВФ

M	$\Delta q_{пс}$, дБ	
	$P = 0,9$	$P = 0,99$
4	22,9	–
5	19,1	59,1

Как видно из результатов статистических экспериментов, для рассматриваемых условий наблюдения сигнала эффективность процедуры поиска, выражаемая вероятностью P , может быть достигнута при различных значениях отношения «ГП / С» в зависимости от типа применяемой ВФ. Для рассматриваемой задачи обработки сигнала (поиска ШПС по задержке) установленное и продемонстрированное повышение эффективности исчисляет-



ся значениями порядка десятков децибел. Коэффициенты прохождения сигнала и подавления помехи зависят от типа ВФ и количества режектируемых спектральных отсчётов.

Заключение

В статье проведено исследование влияния типа весовой функции, применяемой для предварительной обработки в процедуре ЧР-ДПФ, на эффективность поиска ШПС по задержке в присутствии аддитивной гармонической помехи и шума. Рассмотрены следующие ВФ: прямоугольная, Ханна, Блэкмана, Парзена, степенные вариации окна Хеннинга и ряд других. Представлены семейства зависимостей вероятностей правильного выполнения поиска ШПС как функций отношения «ГП / С» для различных значений энергетического потенциала и типовых вариантов производимых когерентных накоплений. Установлено и проиллюстрировано заметное повышение эффективности поиска ШПС на фоне ГП при использовании в процедуре ЧР-ДПФ весовой функции Хеннинга, при показателе её степени $\alpha=3$. Данная ВФ обладает простым аналитическим описанием, повышает потенциальные возможности и эффективность обработки ШПС в неблагоприятных условиях, что и позволяет рекомендовать её для этапа предварительного «взвешивания» при решении рассмотренных в статье задач.

Литература

1. Тузов Г.И. Статистическая теория приёма сложных сигналов. М.: Сов. радио, 1977. 400 с.
2. Davidovici S., Kanterakis E.G. Narrow-Band Interference Rejection Using Real-Time Fourier Transforms // IEEE Transactions on Communications, Jul. 1989. Vol. 37. № 7. pp. 713-722.
3. Уидроу Б., Стирнз С. Адаптивная обработка сигналов; пер. с англ. М.: Радио и связь, 1989. 440 с.
4. Витязев В.В. Цифровая частотная селекция сигналов. М.: Радио и связь, 1993. 240 с.
5. Шилов А.И., Бакитько Р.В., Польщиков В.П., Хацкелевич Я.Д. Предварительная обработка шумоподобных сигналов при наличии сильных интерференционных помех // Радиотехника. 2005. № 7. С. 31-35.
6. Перов А.И. Синтез оптимального алгоритма обработки сигналов в приёмнике спутниковой навигации при воздействии гармонической помехи // Радиотехника. 2005. № 7. С. 36-42.
7. Бакитько Р.В., Польщиков В.П., Шилов А.И., Хацкелевич Я.Д., Болденков Е.Н. Использование весовых

функций для предварительной обработки шумоподобных сигналов при наличии сильных интерференционных помех // Радиотехника. 2006. № 6. С.13-17.

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

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

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

11. Куликов Г.В., Нестеров А.В., Лелюх А.А. Помехоустойчивость приема сигналов с квадратурной амплитудной манипуляцией в присутствии гармонической помехи // Журнал радиоэлектроники. 2018. № 11. URL: <http://jre.cplire.ru/jre/nov18/9/text.pdf>.

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

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

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

15. Harris F.J. On the Use of Windows for Harmonic Analysis with the Discrete Fourier Transform // Proceedings of the IEEE, Jan. 1978. Vol. 66. pp. 51-83.

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

17. Макс Ж. Методы и техника обработки сигналов при физических измерениях: в 2-х томах; пер. с франц. М.: Мир, 1983. Т. 1. 312 с.

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

19. Цифровые радиоприемные системы: Справочник / под ред. М.И. Жодзишского. М.: Радио и связь, 1990. 208 с.

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

УДК 621.391.13

ИССЛЕДОВАНИЕ НОВОГО МЕТОДА МЯГКОГО ДЕКОДИРОВАНИЯ ПОМЕХОУСТОЙЧИВЫХ КОДОВ

Быховский М. А., д.т.н., профессор МТУСИ, e-mail: bykhmark@gmail.com

ANALYSIS OF THE METHOD OF SOFT DECODING OF ERROR-CORRECTING CODES

Bykhovskiy M.

The paper proposes a new method of soft decoding of a code combination of an error-correcting code and a method for determining the reliability of communication with a hard (HDD) and soft (SDD) method for decoding an error-correcting code (ECC), which depends on the marginal speed of signal transmission (R_f) belonging to AS with QAM, and the code speed (R_c) of the ECC. It is demonstrated that for small values of R_c , application of the SDD method provides energy gain equal to 2 dB as compared to the HDD method. This gain diminishes to 1 dB at high R_c values. The author provides recommendations on how to choose energy parameters of the communication system that would allow to reduce the length of the code for a given reliability of message reception, essentially without increasing the energy power of the communication line.

Possible energy losses of communication systems with a ECC as compared to the Shannon limit are introduced. It is demonstrated that these losses can be insignificant only for low-speed communication systems. For high-speed communication systems, they turn out to be rather material, especially when using a ECC with a low code speed. It is noted that in promising communication systems intended for the transmission of messages with high speed and high energy efficiency, it is advisable to use multidimensional AS that are optimal according to Shannon, which make it possible to ensure high reliability of message reception without the application of error-correcting codes.

Key words: Error-correcting codes, hard decoding, soft decoding, Shannon's threshold, energy efficiency of communication systems, two-dimensional and multi-dimensional signal ensembles.

Ключевые слова: помехоустойчивые коды, жесткое декодирование, мягкое декодирование, порог Шеннона, энергетическая эффективность систем связи, двумерные и многомерные ансамбли сигналов.

Введение

Одним из важных направлений исследований, связанных с повышением надежности передачи сообщений в современных системах связи, является разработка методов построения помехоустойчивых кодов (ПК) и эффективных алгоритмов их декодирования. Шенноном было установлено [1], что одной из возможностей повышения помехоустойчивости приема в системах связи является применение ПК, имеющих большую длину кодовых комбинаций (КК), которые позволяют исправлять количество ошибок в КК, пропорциональное их длине. Создание эффективных алгоритмов декодирования длинных кодов, имеющих достаточно простую техническую реализацию является актуальной задачей.

В данной работе описан новый метод мягкого декодирования ПК и выполнен анализ надежности связи, которая может быть обеспечена при использовании методов жесткого декодирования и мягкого декодирования ПК. Кроме того, в ней разработана методика, позволяющая определить энергетику линии связи, в которой применяются определенные ансамбли сигналов (АС), а также помехоустойчивые коды с определенными параметрами: длиной кодовых комбинаций, кодовой скоростью и

Предложен новый метод мягкого декодирования кодовой комбинации помехоустойчивого кода и разработана методика определения надежности связи при жестком (HDD) и мягком (SDD) методе декодирования помехоустойчивого кода (ПК), зависящей от удельной скорости передачи сигналов (R_f), принадлежащих АС с QAM, и кодовой скорости (R_c) ПК. Показано, что при малых значениях R_c применение метода SDD обеспечивает энергетический выигрыш, равный 2 дБ, по отношению к методу HDD. Этот выигрыш уменьшается до 1 дБ при больших значениях R_c . Сформулированы рекомендации по выбору энергетических параметров системы связи, выбор которых позволяет уменьшить длину кодовой комбинации при заданной надежности приема сообщений, практически не повышая энергетику линии связи.

Определены возможные энергетические потери систем связи с ПК по отношению к пределу Шеннона. Показано, что эти потери могут быть незначительны только для низкоскоростных систем связи. Для высокоскоростных систем связи они оказываются значительными, особенно при применении ПК с небольшой кодовой скоростью. Отмечено, что в перспективных системах связи, предназначенных для передачи сообщений с высокой скоростью и высокой энергетической эффективностью целесообразно применять оптимальные по Шеннону многомерные АС, которые позволяют обеспечить высокую надежность приема сообщений без использования помехоустойчивых кодов.

способностью исправлять ошибки, возникающие при демодуляции принятого сигнала. Оценены энергетические потери (ЭП) рассмотренных систем связи с ПК по отношению к пределу Шеннона, который, как было им

установлено, может быть достигнут, если в системе связи для передачи сообщений применяются только оптимальные многомерные АС сигналов, а ПК не используются.

Многопозиционные ансамбли сигналов, используемые для передачи символов кодовых комбинаций помехоустойчивых кодов

В современных системах связи для передачи символов КК по каналу связи используются, как правило, двумерные ансамбли сигналов (АС), такие, например, как многопозиционные сигналы с квадратурно-амплитудной (M-QAM), амплитудно-фазовой (M-APSK) модуляцией и др. Такие сигналы могут быть представлены сигнальными точками в двумерном евклидовом пространстве [2]. Ансамбли сигналов M-QAM и M-APSK используются, в частности, в системах наземного и спутникового вещания, параметры которых определены международными стандартами DVB-T2 и DVB-S2. Ниже рассмотрен случай, когда каждый сигнал такого АС используется для передачи одного 2^q -ичного символа КК. Каждой КК длиной в n символов при использовании для передачи сообщений по каналу связи двумерных сигналов соответствует многомерный сигнал (МС), имеющий $2n$ координат. В $2n$ -мерном евклидовом пространстве такому сигналу соответствует одна сигнальная точка.

В теории связи для определения значений информационных символов в принятой КК разработаны две разные процедуры – алгоритм жесткого декодирования (HDD – Hard decision decoding) и мягкого декодирования (SDD – Soft decision decoding) [2, 3]. При процедуре HDD осуществляется полная посимвольная жесткая демодуляция принятого сигнала, входящего в АС, который используется для передачи символов, входящих в КК. При этом в демодуляторе выносится решение о значении каждого принимаемого символа, причем некоторые из таких решений могут оказаться ошибочными. В результате на входе декодера формируется последовательность символов принятой КК. В декодере эта последовательность обрабатывается с учетом известных соотношений между информационными и избыточными символами в ПК, и осуществляется исправление ошибок, возникших при демодуляции принимаемых символов. По сути HDD КК на приемной стороне линии связи представляет собой процедуру определения принадлежности ПК кодовой комбинации, которая в n -мерном хэмминговом пространстве расположена на минимальном расстоянии до последовательности символов, сформированных на выходе демодулятора. Установлено [2, 3], что из-за того, что решения в демодуляторе о значении каждого символа принимаются независимо, процедура HDD имеет ЭП по отношению к SDD – оптимальному методу декодированию методом максимального правдоподобия (МП), равные, примерно, 2 дБ, т.е. в системах связи, в которых применяется HDD, для обеспечения одной и той же надежности приема требуется обеспечить на входе демодулятора сигнал, уровень которого на 2 дБ выше, чем в системах связи, в которых применяется SDD.

Разработан ряд процедур SDD [2, 3], основанных на

поиске максимально правдоподобной КК. В настоящее время в системах связи часто используются итерационные методы декодирования, основанные на последовательном многократном уточнении значения апостериорной вероятности для каждого символа принятой КК. Окончательное решение о значении символов КК принимается на последнем шаге итерационной процедуры. Итерационные методы достаточно сложны, так как количество итераций для принятия надежного решения составляет, обычно, величину $N \approx 50$. Разработаны также эффективные процедуры декодирования по составленному определенным образом списку КК, в котором максимально правдоподобная КК находится путем перебора [3, 4].

Основные параметры помехоустойчивых кодов

Начиная с первого помехоустойчивого кода (ПК), предложенного в 1947 г. знаменитым американским ученым Ричардом Хэммингом, были созданы ряд эффективных линейных кодов, в которых символы кодовой комбинации (КК) представляют собой последовательность 2^q -ичных символов, имеющие длину n . В таких ПК каждый символ в КК может быть представлен последовательностью из q двоичных символов и, следовательно, может принимать 2^q значений. В этих ПК по определенному правилу из $M_n = 2^{qn}$ всех возможных последовательностей длины n , для передачи информационных сообщений в этих последовательностях выбирают k позиций, на которых передаются информационные символы, а на остальных $(n-k)$ позициях передаются проверочные символы, представляющие собой разные линейные суммы по модулю 2^q значений информационных символов, расположенных на различных позициях в КК [2, 3, 5]. Количество различных КК в таком коде равно, очевидно, $M_k = 2^{qk}$. Величина $R_c = (k/n)$ представляет собой кодовую скорость передачи сообщений по дискретному q -ичному каналу связи. При жесткой демодуляции сигналов на приеме с определенной вероятностью в КК появляются ошибки в оценке значений отдельных символов, которые должны быть исправлены при ее декодировании.

Код способен исправить тем больше ошибок в КК, чем большее значение имеет минимальное хэммингово расстояние (d_H) между двумя последовательностями 2^q -ичных символов в КК, однако при увеличении d_H кодовая скорость ПК уменьшается. Расстояние d_H равно количеству позиций, на которых в этих КК стоят разные символы. Те КК, расстояние между которыми равно d_H , называются соседними. Величина d_H связана с величиной t_H – количеством ошибок, которое ПК позволяет исправить в КК, соотношением $d_H = (2t_H + 1)$, а также с кодовой скоростью ПК. Если количество ошибок, возникших при демодуляции принимаемого сигнала, превышает t_H , то вместо переданной КК будет принята одна из других КК кода. Важной характеристикой ПК является величина $\hat{d}_H = (d_H / n)$ – относительная величина минимального кодового расстояния – чем она больше, тем большую надежность приема сообщений обеспечивает ПК, выбранный для системы связи [5], т.е. тем меньше значение имеет вероятность ошибки декодирования КК

при заданном отношении сигнал/шум (ρ_s) на входе демодулятора. В [2, 3, 5 и др.] указаны конструкции эффективных ПК, позволяющие обеспечить высокую надежность связи при минимальном значении ρ_s . Важным свойством ПК является то [5], что, если расстояние Хэмминга между ближайшими его КК равно d_H , то такой код позволяет полностью восстановить любые стертые в КК комбинации символы, если количество позиций, на которых они расположены, не превышает (d_H-1) . Это свойство обусловлено тем, что все символы КК связаны друг с другом $(n-k)$ линейными уравнениями и неизвестные стертые символы, расположенные на известных позициях в КК, могут быть найдены при решении этих уравнений. Отметим, что, как будет показано в следующих разделах статьи, значения R_c и \hat{d}_H определяют важный параметр ρ_b – отношение сигнал/шум на входе демодулятора, приходящееся на один бит принятого сигнала, которое определяет надежность системы связи – значение вероятности ошибки при декодировании принятой КК, от которого зависит энергетика линии связи.

Приведем формулы, определяющие R_c и \hat{d}_H для нескольких ПК [5]: для кода Боуза – Чоудхури – Хоквингема (БЧХ), для кодов с максимально достижимым расстоянием (МДР) между КК, к которым относятся код Рида-Соломона (RS), для кодов с низкой плотностью проверок на четность (LDPC) и кодов Рида-Маллера (RM).

Для кодов БЧХ – $\hat{d}_H = 2(1-R_c)/\log_2(n)$, для 2^q -ичных кодов RS с МДР – $\hat{d}_H = (1-R_c)$. Исследования зависимости $\hat{d}_H(R)$ для длинных двоичных кодов (LDPC) показало [6], что она незначительно отличается от границы Плоткина [5] для двоичных кодов, т.е. $\hat{d}_H(R) \approx 0,5(1-R_c)$. В [7] рассмотрены 2^q -ичные коды LDPC и получена зависимость $\hat{d}_H(R)$ для таких кодов с компонентным кодом RS при $q = 8$, которая оказалась весьма близка к границе Варшавова – Гилберта и может быть весьма точно аппроксимирована формулой $\hat{d}_H(R_c) = (1-R_c)(1-\beta_q R_c)$, где $\beta_6 = 0,57$; $\beta_8 = 0,45$ и $\beta_{10} = 0,371$.

Для двоичных кодов RM установлено [5], что длина КК, количество в ней информационных символов и минимальное хэммингово расстояние между КК определяются следующими уравнениями: $n = 2^m$, $k = \sum_{i=0}^r C_m^i$, $\hat{d}_H = 2^{-r}$. Если учесть [5], что при $n \gg 1$, (и, следовательно, при $m \gg 1$), $k = nR_c = \sum_{i=0}^r C_m^i \cong \left(\frac{1-r/m}{r/m}\right)^r \times \left(\frac{1}{1-r/m}\right)^m \cong \left(\frac{me}{r}\right)^r$, то $r(R_c) \cong \frac{\log_2(nR_c)}{\beta - \log_2(nR_c)/\beta}$, где $\beta = \log_2[e(\log_2 n)]$, и $\hat{d}_H(R_c) = 2^{-r(R_c)}$. Сравнение исправляющих способностей кодов БЧХ и RM показывает, что коды RM при любой длине КК исправляют больше

ошибок, чем коды БЧХ. Так, например, при $R_c = 0,5$ и $n = 1000$ или 10000 для кода RM соответственно, $\hat{d}_H(10^3) = 0,115$ и $\hat{d}_H(10^4) = 0,048$, а для кода БЧХ – $\hat{d}_H(10^3) = 0,1$ и $\hat{d}_H(10^4) = 0,01$, т.е. исправляющая способность сравниваемых кодов при $n > 10000$ может отличаться более, чем в 5 раз. Отметим, что для длинных кодов параметры \hat{d}_H и \hat{t}_H связаны соотношением $\hat{d}_H = 2\hat{t}_H$.

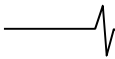
В данной работе предложен новый метод SDD, основанный на исследованиях Чейза [4], разработавшего несколько процедур составления ограниченного списка КК, перебором которых можно определить максимально правдоподобную КК_х, для которой многомерный сигнал МС_х находится на минимальном евклидовом расстоянии от принятого сигнала МС_т. Принятую кодовую комбинацию необходимо определить в результате обработки сигнала МС_т. Кроме того, в статье представлена методика оценки вероятностей ошибки декодирования ПК с кодовой скоростью R_c , у которого минимальное хэммингово расстояние между КК равно d_H , а длина КК равна n . Предполагается, что в системе связи для символов КК применяется АС с M-QAM. В такой системе обеспечивается удельная скорость передачи сообщений равна $R_f = q$ бит/сек·Гц. В статье получены формулы, позволяющие определить зависимости отношения сигнал/шум на входе демодулятора, приходящегося на один бит принятого сообщения ($\rho_b = \rho_s/R_f$), от кодовой скорости R_c . Такие зависимости характеризуют энергетическую эффективность (ЭЭ) систем связи, в которых используются методы HDD и SDD.

В работе определены также ЭП рассмотренных в ней систем связи с ПК по отношению к пределу Шеннона [1]. Анализ показал, что даже при использовании SDD применение ПК приводит к большим ЭП, которые особенно значительны в высокоскоростных системах связи. Это соответствует результатам, полученным в книге [8], в которой рассматривались возможности создания систем связи, имеющих незначительные ЭП по отношению к пределу Шеннона. В таких системах высокая надежность приема сообщений и малые ЭП обеспечиваются за счет применения в них ансамблей многомерных объемно- или поверхностно-сферических сигналов, вследствие чего отпадает необходимость использования для этих целей ПК.

Алгоритм Чейза мягкого декодирования двоичных помехоустойчивых кодов

Для понимания процедуры мягкого декодирования (SDD) целесообразно рассматривать, как уже отмечалось, отдельные КК, символы которых передаются с помощью двумерных АС, как многомерные сигналы (МС) в $2n$ -мерном евклидовом пространстве. Такой подход позволяет свести задачу оптимального декодирования принятой КК по критерию МП в хэмминговом пространстве к задаче нахождения в евклидовом пространстве соответствующего ей МС, для которого расстояние от принятого МС_т имеет минимальное значение.

Если АС с M-QAM ($M = 2^q$) предназначен для пере-



дачи значений 2^q -значных символов, то возможные координаты сигналов АС (x_1 и x_2) могут принимать следующие $2^{0,5q}$ значений [2]: $x_1 = d_E(2m_1 - 1 - 2^{0,5q})$ и $x_2 = d_E(2m_2 - 1 - 2^{0,5q})$, где $1 \leq m_1$ и $m_2 \leq 2^{0,5q}$ [2], d_E – минимальное значение между сигналами в АС с М-QAM, равное $d_E = 2\sqrt{V}$, где V – энергетический параметр, равный $V = 3\rho_s / (2^{R_f} - 1) = 3R_f\rho_b / (2^{R_f} - 1)$ (здесь $\rho_s = R_f\rho_b$ – отношение сигнал/шум на входе демодулятора, ρ_b – отношение сигнал/шум, приходящееся на один бит принятого сигнала). Значения евклидовых координат MC_i для i -й КК $_i$ ($i = 1 \dots 2^{qk}$), состоящей из n символов, представляют собой последовательности чисел x_{1j}^i, x_{2j}^i ($j = 1 \dots n$).

При этом евклидово расстояние между двумя МС (MC_k и MC_l) определяется следующей формулой:

$$D_{k,l} = \sqrt{\sum_{j=1}^n (x_{1j}^k - x_{1j}^l)^2 + (x_{2j}^k - x_{2j}^l)^2}. \text{ Отметим, что в том}$$

случае, если хэммингово расстояние между этими КК равно d_H , то в сумме, стоящей под знаком квадратного корня, отличаются от нуля только d_H слагаемых. Поэтому, если в n -мерном хэмминговом пространстве минимальное расстояние между двумя разными КК равно d_H , а минимальное евклидово расстояние между двумя разными сигналами двумерного ансамбля сигналов (АС) равно d_E , то минимальное евклидово расстояние между двумя разными МС в $2n$ -мерном евклидовом пространстве будет равно $D_M = \sqrt{d_H} d_E$. Это расстояние пропорционально квадратному корню из хэммингова расстояния между КК, которым соответствуют эти МС.

Если по каналу связи была передана КК $_r$, а на вход демодулятора поступил соответствующий ей сигнал МС $_r$, то на выходе синхронных детекторов (СД $_1$ и СД $_2$) в демодуляторе будут действовать сигналы, равные $y_{1j}^r = x_{1j}^r + n_{1j}$ и $y_{2j}^r = x_{2j}^r + n_{2j}$, где n_{1j} и n_{2j} независимые гауссовские величины, у которых $\overline{n_{1j}} = \overline{n_{2j}} = 0$, и $\overline{n_{1j}^2} = \overline{n_{2j}^2} = 0,5$ (черта сверху означает статистическое усреднение и предполагается, что мощность шума на входе демодулятора, нормированная к мощности принимаемого сигнала, равна 1). В системах связи с SDD значения y_{1j}^r и y_{2j}^r запоминаются в блоке памяти и затем используются для вычисления расстояния между МС $_r$ и МС $_i$ по формуле

$$D_{r,i} = \sqrt{\sum_{j=1}^n (y_{1j}^r - x_{1j}^i)^2 + (y_{2j}^r - x_{2j}^i)^2} \quad (1)$$

Отметим, что величина $D_{r,i}$ пропорциональна d_E и с увеличением отношения сигнал/шум (значений ρ_s или ρ_b) на входе демодулятора она увеличивается. При этом с увеличением d_E уменьшаются как вероятность ошибки при демодуляции отдельных символов КК $_r$, так

и ошибки при ее декодировании.

Для каждого МС, соответствующего одной из КК используемого кода, в $2n$ -мерном евклидовом пространстве существует зона правильного приема, представляющая собой $2n$ -мерный шар, радиус которого равен $D_z = \sqrt{d_{H1}} d_E$, где $d_{H1} = \text{int}(0,5d_H)$ (здесь $\text{int}(x)$ – целая часть числа x).

Если при передаче КК $_r$ из-за действия шума, поступающего на вход демодулятора, координаты принятого МС $_r$ не выйдут за пределы зоны правильного приема, то даже при жесткой демодуляции принятого сигнала МС $_r$ он будет преобразован в последовательность КК $_o$, 2^q -значных символов, у которой хэммингово расстояние до переданной кодовой последовательности не превысит $t_H = d_{H1}$, т.е. количество ошибок при приеме отдельных символов не превысит t_H – исправляющей способности ПК. Эти ошибки будут устранены при декодировании и переданная КК $_r$ будет принята правильно.

Оптимальным алгоритмом декодирования принятой КК $_r$, является, как известно, метод МП [3, 4], в результате которого следует найти МС $_x$, соответствующий определенной КК $_x$, для которого принятый сигнал МС $_r$ окажется в зоне правильного приема сигнала МС $_x$, т.е. евклидово расстояние $D_{r,x}$ между МС $_r$ и МС $_x$ не превысит

D_z . В этом случае в результате декодирования можно будет принять, что КК $_r = \text{КК}_x$. При достаточно большом значении отношения сигнал/шум на входе демодулятора, использовании метода SDD в результате декодирования информационная последовательность символов принятой КК $_r$ будет определена без ошибок.

Тривиальным алгоритмом оптимального декодирования является полный перебор всех возможных КК $_i$ ($i = 1 \dots M_k$), где $M_k = 2^{qk}$ – количество кодовых комбинаций, принадлежащих используемому в системе связи ПК, с вычислением на каждом этапе перебора значений $D_{r,i}$ и выборе той МС $_x$, для которой $D_{r,x} = \min_i(D_{r,i})$. Реализовать такой подход к декодированию практически невозможно из-за технической сложности, так как для ПК, у которого $k \gg 1$, объем перебора всех возможных КК $_i$ огромен.

В теории кодирования разработан ряд алгоритмов SDD, позволяющих сократить объем этого перебора. Одну из оригинальных и плодотворных идей SDD для двоичных кодов выдвинул в 1972 г. американский исследователь Д. Чейз [3, 4]. Она позволяет существенно сократить объем перебора и приблизиться по качеству приема сообщений к тому, который обеспечивает декодирование принимаемого МС $_r$ методом МП. Идея Чейза состояла в составлении существенно ограниченного списка КК, в котором почти наверняка содержится кодовая комбинация КК $_x$, для которой соответствующей ей МС $_x$ находился бы на минимальном евклидовом расстоянии от принятого МС $_r$. Ниже в этом разделе рассматривается применение идеи Чейза к декодированию 2^q -ичных ПК, символы которых передаются по каналу связи с помощью сигналов с М-QAM.

Для пояснения сути предложения Чейза рассмотрим

рис. 1. На этом рисунке представлена схема расположения зон правильного приема многомерных сигналов, соответствующих нескольким кодовым комбинациям KK_A, KK_B, KK_X и KK_D , а также MC_T , соответствующей принимаемой KK_T , и MC_0 – многомерного сигнала, соответствующего KK_0 – последовательности символов на выходе демодулятора, определявшего жесткие решения по каждому символу KK_T . Как показано на рис. 1, координаты MC_0 могут существенно отличаться при невысоком отношении сигнал/шум на входе демодулятора от координат MC_T . Может оказаться, что MC_0 попадет в зону правильного приема KK_A , тогда как MC_T находится в зоне правильного приема KK_X . Отметим, что при высоких отношениях сигнал/шум евклидово расстояние между MC_T и MC_0 может оказаться весьма незначительным. При этом оба эти сигнала могут оказаться в области правильного приема MC_X , соответствующего переданной KK_T . Для очень низкого значения отношения сигнал/шум MC_T может оказаться в зоне правильного приема MC , соответствующего KK , находящейся на значительном хэмминговом расстоянии от переданной. В этом случае при декодировании MC_T окажется невозможным исправить возникшие при демодуляции ошибки.

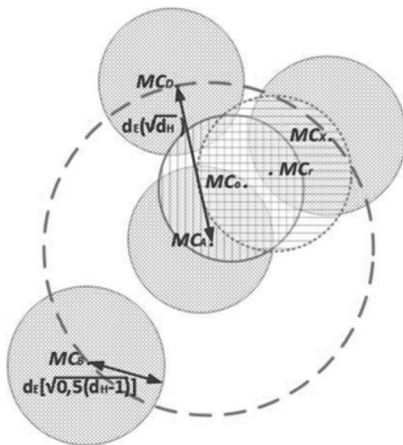


Рис. 1. Схема расположения зон правильного приема многомерных сигналов (MC), соответствующих нескольким кодовым комбинациям, а также MC_T и MC_0

Исследования Чейза показали [4], что, если в результате алгебраического декодирования MC_0 была получена KK_A и при этом расстояние между MC_A и MC_T превышает $(D_z(D_{r,A} > D_z))$, то с весьма большой вероятностью принятая KK_T будет находиться в списке тех, которые являются ближайшими к KK_A (на рис. 1 это KK_B, KK_X и KK_D и др.). Все такие KK находятся от KK_A на расстоянии Хэмминга, равном d_H . Чейз сделал важный вывод, что, если определить $(d_H - 1)$ позиций, на которых могут оказаться ошибочно принятые символы, то с помощью ПК правильные значения этих символов могут быть восстановлены.

Для того, чтобы найти в этом списке KK_T Чейз предложил использовать метод перебора для выполнения поэтапных изменений значений символов в KK_0 на d_{H1} выбранных позициях. При этом, на каждом этапе перебора после внесения таких изменений в KK_0 , осуществ-

ляется алгебраическое декодирование полученной последовательности и находится определенная KK_X , расположенная на хэмминговом расстоянии d_H от KK_A . Затем для нее формируется соответствующая MC_X , вычисляется по формуле (1) величина $D_{r,X}$ – евклидово расстояние между MC_X и MC_T , и проверяется выполнение условия $D_{r,X} \leq D_z$. Если это условие не выполняется, то указанные выше операции повторяются при выборе других d_{H1} позиций в KK_0 . Перебор возможных KK_X продолжается до тех пор, пока условие $D_{r,X} \leq D_z$ не будет выполнено. Тогда процедура декодирования завершается и принимается, что $KK_T = KK_X$.

Для того, чтобы оценить объем перебора, отметим, что в АС с M-QAM у каждого сигнала имеются четыре ближайших, расположенных от него на евклидовом расстоянии, равном d_E . Таким образом, на каждом этапе перебора для каждой выбранной в KK_0 позиции имеются пять возможных вариантов изменения в ней символа и, следовательно, соответствующих евклидовых координат MC_0 : эти координаты могут принять значение, равное $(x_{1j}^0 \pm d_E U)$ или $(x_{2j}^0 \pm d_E U)$, где $U = 1$, если один из символов x_{1j}^0 или x_{2j}^0 в KK_0 должен быть изменен, или же эти координаты не изменяются и тогда $U = 0$.

Первый алгоритм SDD Чейза предусматривает выбор любых d_{H1} позиций в KK_0 , имеющей длину n . Количество вариантов такого выбора равно, очевидно, $C_n^{d_{H1}}$ – числу сочетаний d_{H1} из n . Так как на каждой из выбранных позиций в системах, в которых применяется АС с M-QAM, возможны пять вариантов выбора значений символов, то список для поиска KK_T , являющейся максимально правдоподобной, будет содержать $M_1 = 5^{d_{H1}} C_n^{d_{H1}}$ разных кодовых комбинаций.

Второй предложенный Чейзом алгоритм SDD, также весьма близкий по качеству приема сигналов к алгоритму МП, заключался в том, что в демодуляторе при жестких решениях о значениях символов в KK_0 оценивается также и надежность этих решений. Это позволяет выбрать в этой кодовой комбинации $(d_{H1} - 1)$ позиций, на которых расположены наименее надежные символы, и составить список KK , в которых символы, расположенные на этих позициях, могут быть изменены. Такой список содержит $M_2 = 5^{d_{H1}}$ разных кодовых комбинаций.

Отметим, что $M_2 \ll M_1 \ll 2^{qk}$. Алгоритмы Чейза существенно сокращают объем перебора по сравнению с полным перебором при поиске максимально правдоподобной KK_T , хотя он остается значительным. Существенным их недостатком является то, что в них не используются соотношения, которые связывают между собой все символы KK , принадлежащие ПК, выбранному для системы связи, а также то, что на каждом этапе перебора требуется осуществлять декодирование KK_0 в которой изменены значения символов на d_{H1} определенных позициях. Отметим, что исследованиям второго алгоритма Чейза посвящены ряд исследований [9...12],

в которых рассматривались, в основном, методы упрощения процедуры перебора КК, внесенных в ограниченный список для поиска КК_х.

Новый алгоритм мягкого декодирования 2^q-ичных помехоустойчивых кодов

Предлагаемый в этом разделе метод SDD основан на важной закономерности появления определенного количества ошибок в принятой КК_г при демодуляции соответствующего ей МС_г в зависимости от n -длины КК_г и p_{er} – вероятности ошибки определения значения принимаемого символа при жесткой демодуляции сигналов M-QAM.

В КК_о – последовательности из n символов, появляющейся на выходе демодулятора, количество t_{er} ошибочно принятых символов является случайным, имеющим при $n \gg 1$ гауссово распределение вероятностей. Среднее значение величины t_{er} равно, очевидно, $n_{er} = np_{er}$, а среднеквадратическое значение – $\sigma_{er} = \sqrt{np_{er}(1-p_{er})}$. Причем, так как $(\sigma_{er}/n_{er}) = \sqrt{(1-p_{er})/np_{er}} \ll 1$ при $n \gg 1$, то диапазон флуктуаций количества ошибок в КК существенно меньше их среднего значения. Это означает, что в КК_г с большой степенью вероятности практически только для n_{er} символов их значения определены с ошибкой, а значения остальных символов определены точно. Причем можно утверждать, что количество символов, значение которых определены с низкой надежностью в этой КК_г, с большой вероятностью не превышает $d_{er} = 2t_{er}$. Если для исправления ошибок в КК_г применить ПК, у которого минимальное хэммингово расстояние между разными КК равно $d_H \geq [d_{er} + 1]$, а длина КК имеет большое значение ($n \gg 1$), то, используя ПК, можно обеспечить высокую надежность связи, выбрав энергетику линии связи так, чтобы на входе демодулятора отношение сигнал/шум было бы таким, что $p_{er} < (\hat{d}_H / 2)$. При этом вероятность ошибки при декодировании КК (P_{dec}) будет весьма незначительна, так как с помощью ПК все ошибки в определении значений символов в демодуляторе будут устранены. Для выполнения условия $p_{er} < (\hat{d}_H / 2)$ следует значение p_{er} выбирать равным $p_{er} = \gamma(\hat{d}_H / 2)$, где величина γ , как показывают выполненные в последующих разделах статьи расчеты, может быть принимать значения $\gamma = 0,7...0,9$. При выборе параметра γ следует иметь в виду, что при меньших значениях γ требуется на входе демодулятора обеспечить большее отношение сигнал/шум, т.е. необходимо увеличить энергетический потенциал линии связи.

Новый метод SDD имеет, как и алгоритм Чейза, два этапа. На первом этапе выполняется жесткая демодуляция сигналов M-QAM и формируется последовательность символов КК_о. Затем, в соответствии с отмеченными выше правилами, определяются евклидовы коор-

динаты x_{1j}^o и x_{2j}^o многомерного сигнала МС_о, с помощью которого символы переданной КК_г с использованием сигналов с M-QAM были переданы по каналу связи. На втором этапе находятся номера позиций символов в КК_о, на которых значения символов определены с низкой надежностью. Для этого, используя оценки координат y_{1j}^r и y_{2j}^r МС_г, значения которых получены в результате мягкой демодуляции МС_г и хранятся в памяти демодулятора, а также координаты x_{1j}^o и x_{2j}^o многомерного сигнала МС_о, вычисляются величины $\Delta_{1j} = |y_{1j}^r - x_{1j}^o|$ и $\Delta_{2j} = |y_{2j}^r - x_{2j}^o|$, с помощью которых вычисляется евклидово расстояние между МС_о и МС_г,

равное $D_{r,A} = \sqrt{\sum_{j=1}^n (\Delta_{1j}^2 + \Delta_{2j}^2)}$. Если условие $D_{r,A} \leq D_z$

выполняется, то процедура декодирования считается завершенной и оценки значений всех символов, входящих в последовательность КК_о, сделаны без ошибок и равны символам принятой КК_г. Если же это условие не выполняется, то КК_о содержит ряд ошибочно принятых символов, для исправления которых с помощью ПК требуется найти номера позиций, на которых они расположены. Выше было показано, что, определив энергетику линии связи так, чтобы выполнялось условие

$p_{er} < (\hat{d}_H / 2)$, можно с большой вероятностью гарантировать, что в КК_о количество символов, значения которых в демодуляторе могли быть определены неверно, будет меньше, чем $(d_H - 1)$, а значения остальных $(n - d_H + 1)$ символов в КК_о приняты без ошибок. Определить номера позиций символов, принятых с ошибкой, можно, вычисляя $D_{r,A}$ по формуле (1). Вклад символа, расположенного на j -й позиции в последовательности КК_о, в величину $D_{r,A}$ равен $\Delta_j^2 = (\Delta_{1j}^2 + \Delta_{2j}^2)$. Поэтому номера позиций, на которых расположены $(d_H - 1)$ самые большие значения величин Δ_j^2 в последовательности Δ_j^2 ($j = 1...n$), дают номера всех позиций символов в КК_о, значения которых были, возможно, в демодуляторе определены с ошибкой. В последовательности КК_о на этих позициях следует поставить знак стирания. Значения этих символов могут быть восстановлены, так как ПК, у которого хэммингово расстояние между КК равно d_H , позволяет, как уже отмечалось выше, восстановить значения $(d_H - 1)$ стертых символов.

Отметим преимущества данного метода по сравнению с методом Чейза. Описанный выше метод является универсальным и применим к любым 2^q-ичным ПК. В отличие от алгоритмов, предложенных Чейзом, этот метод не является переборным. Кроме того, он не требует исправления ошибок последовательности КК_о символов и определения кодовой комбинации ПК, соответствующей этой последовательности. Он основан на определении $(d_H - 1)$ номеров позиций в КК_о, на которых расположены стертые символы, и нахождения их значений

путем решения системы линейных уравнений, представляющих собой суммы по модулю 2^q неизвестных значений стертых символов и значений других $(n - d_H + 1)$ известных информационных и проверочных символов в принятой кодовой комбинации. Поскольку положение стертых символов в KK_0 известны, то для декодирования линейных кодов может быть использован простой метод. Количество вычислений, которые необходимы для исправления $(d_H - 1)$ стираний в KK , пропорционально $G_{ser} = q^2(d_H - 1)^2$ [13, стр. 50]. Из оценки G_{ser} – сложности данного метода $S_D D$, видно, что с увеличением кодовой скорости (R_c), когда уменьшается количество ошибок (т.к. $\hat{d}_H \sim (1 - R_c)$), исправляемых ПК, количество вычислений для определения KK_r этим методом SDD также уменьшается.

Отметим, что во втором переборном алгоритме SDD Чейза количество вычислений, необходимых для определения наиболее правдоподобной KK , составляет $M_2 = 5^{d_{H1}} \gg G_{ser}$. Реализации SDD в системах связи, в которых применяются итерационные методы, также требует весьма большого объема вычислений, так как обработка принятой KK_r требует N -кратного определения апостериорных вероятностей символов принимаемой KK ($N \approx 50$).

Из приведенного анализа следует, что техническая реализация предлагаемого метода SDD является, по видимому, самой простой из тех, которые сегодня применяются в системах связи. Следует обратить внимание на еще одно преимущество предлагаемого этого метода – он обеспечивает минимальное время, необходимое для декодирования принятой кодовой комбинации, обеспечивая минимальную задержку между поступлением сигнала на вход демодулятора и появлением информационных символов на выходе декодера. В ряде случаев к системам связи предъявляются весьма жесткие требования к величине такой задержки.

Оценка надежности приема сообщений в системах с HDD и SDD

Получим оценки надежности приема сообщений в системах с HDD и SDD, в которых используется ПК, а для передачи сигналов – АС с M-QAM. Будем считать, что для передачи 2^q -ичных символов ПК применяются $M = 2^q$ -позиционные АС с M-QAM, обеспечивающие удельную скорость передачи сообщений по каналу связи, равную $R_f = q$ бит/сек·Гц. Известно [2], что для АС с M-QAM нормированное к мощности шума минимальное расстояние d_E разными сигналами равно $d_E = 2\sqrt{V}$, где $V = 3\rho_s / (2^{R_f} - 1) = 3R_f\rho_b / (2^{R_f} - 1)$ (здесь ρ_s – отношение сигнал/шум на входе демодулятора, ρ_b – отношение сигнал/шум, приходящееся на один бит принятого сигнала).

В системах с HDD в демодуляторе сигналов с M-QAM имеются два квадратурных канала приема, в которых установлены синхронные детекторы (СД) [2]. При детектировании принятого сигнала на их выходах

появляются напряжения, определяющие координаты сигнальной точки принятого сигнала с M-QAM. Эти напряжения при отсутствии шума могут принимать $2^{q/2}$ разных опорных уровней, причем соседние уровни отличаются друг от друга на величину, равную d_E . Опорные уровни сигналов с M-QAM, определяющие двумерные координаты сигнальной точки, на выходах СД дают значения символов, которые могли быть переданы по каналу связи. Из-за действия шума при приеме конкретного сигнала уровни напряжения на выходах СД отличаются от опорных. В каждом канале приема в демодуляторе между уровнями устанавливаются пороги, равные $0,5d_E = \sqrt{V}$ – половине расстояния между соседними уровнями. Решение о том, какой символ был принят, выносится путем сравнения с порогом каждого из принятых уровней на выходе СД. Если из-за действия шума смещение координат сигнальной точки не превысило порога, ошибки в оценке значения символа в демодуляторе не произойдет, в противном случае, это значение будет определено с ошибкой. Так как в системах связи шум, действующий на входе демодулятора, распределен по гауссову закону, то вероятность ошибки при определении значения принятого символа определяется следующей формулой [2]:

$$p_{er} = 1 - [1 - \operatorname{erfc}(\sqrt{V}/2)]^2, \quad (2)$$

где $\operatorname{erfc}(x) = \left(\frac{2}{\sqrt{\pi}}\right) \int_x^\infty e^{-x^2} dx$ – функция Крампа. Из (2)

следует, что $\operatorname{erfc}(\sqrt{V}/2) = [1 - \sqrt{1 - p_{er}}]$. Для того, чтобы определить из (2) энергетический параметр V , при котором обеспечивается требуемое значение вероятности p_{er} , воспользуемся формулой для вычисления функции $\Psi(Z)$, обратной функции $Z = \operatorname{erfc}(x)$. Функцию $\Psi(Z)$ с высокой точностью можно рассчитать таким образом [8]:

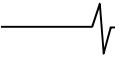
$$\Psi(Z) = u(Z) - \frac{c_0 + c_1 u(Z) + c_2 u(Z)^2}{1 + d_1 u(Z) + d_2 u(Z)^2 + d_3 u(Z)^3}, \quad (3)$$

где $u(Z) = \sqrt{2 \ln[(Z)^{-1}]}$, $c_0 = 2,525517$, $c_1 = 0,802853$, $c_2 = 0,010328$, $d_1 = 1,432788$, $d_2 = 0,189269$, $d_3 = 0,001308$. В рассматриваемом случае величина Z , как видно из (2), зависит от p_{er} : $Z(p_{er}) = 0,5 [1 - \sqrt{1 - p_{er}}]$. При этом, энергетический параметр V можно рассчитать по формуле $V = \{\Psi[Z(p_{er})]\}^2$.

Из (3) следует соотношение, по которому можно определить параметр ρ_{Hb} – отношение сигнал/шум, приходящееся на один бит принятого сигнала при жестком декодировании KK помехоустойчивого кода:

$$\rho_b = \frac{(2^{R_f} - 1)}{3R_f} \{\Psi[Z(p_{er})]\}^2. \quad (4)$$

Величина p_{er} в (4) определяет значение энергетического параметра V – энергетику линии связи, которую при проектировании линии связи важно выбрать таким образом, чтобы ПК, который используется для передачи



сообщений, мог бы с большой вероятностью исправить те ошибки в определении значений символов КК, которые возникли при демодуляции принятых сигналов.

Последовательность 2^q -ичных символов, сформированных на выходе демодулятора, поступает на вход декодера. Для каждой КК эта последовательность имеет длину n , а распределение вероятностей количества ошибок в КК является биномиальным [2]. Вероятность P_{decH} – ошибки при HDD, равна вероятности того, что количество ошибок в этой последовательности окажется больше t_H – количества ошибок, которое может быть исправлено кодом. Эта вероятность определяется формулой:

$$P_{decH} = \sum_{i=t_H+1}^n C_n^i P_{er}^i (1-P_{er})^{n-i} \cong e^{-n \left[t_H \ln \left(\frac{t_H}{P_{er}} \right) + (1-t_H) \ln \left(\frac{1-t_H}{1-P_{er}} \right) \right]} \quad (5)$$

Приближенное соотношение в (5) получено в результате оценки суммы методом Чернова [2].

Метод SDD, предложенный Чейзом, основан на определении $(d_H - 1)$ позиций тех символов в КК, значения которых надежно оценить в жестком демодуляторе оказалось невозможно, и они оказались стертыми. Поэтому для нахождения значений этих символов он предложил использовать метод перебора. Однако, вместо перебора для этого можно использовать, как показано выше, гораздо более простую процедуру решения системы линейных уравнений, связывающих значения стертых символов в КК со значениями нестертых, которые с весьма высокой вероятностью являются достоверными. Известно [5], что ПК, у которого минимальное расстояние между КК в ПК равно d_H , способен полностью восстановить $d_{er} = 2t_{er} = (d_H - 1)$ стертых символов.

Если обозначить p_{esr} – вероятность появления в КК стертых символов, то вероятность ошибки декодирования при использовании метода SDD, предложенного Чейзом, может быть определена по формуле, аналогичной (4):

$$P_{decS} = \sum_{i=d_H}^n C_n^i P_{esr}^i (1-P_{esr})^{n-i} \cong e^{-n \left[\hat{d}_H \ln \left(\frac{\hat{d}_H}{P_{esr}} \right) + (1-\hat{d}_H) \ln \left(\frac{1-\hat{d}_H}{1-P_{esr}} \right) \right]}, \quad (6)$$

в которой $\hat{d}_H = (d_H/n)$. Величина p_{esr} в (6) определяет значение энергетического параметра V для метода SDD. Из рассуждений, аналогичных тем, которые были приведены после формулы (4), следует, что для того, чтобы обеспечить малое значение вероятности P_{decS} при использовании ПК с достаточно большой длиной КК, необходимо, чтобы при выборе энергетике линии связи было бы обеспечено выполнение условия $p_{esr} = \gamma \hat{d}_H$, где величина γ может быть выбрана равной $\gamma = 0,7 \dots 0,9$.

Таким образом, если применяются методы HDD или SDD, то значения ρ_{bH} и ρ_{bS} – отношений сигнал/шум, приходящихся на один бит принятого сигнала, можно

определить по формулам:

$$\rho_{bH} = \frac{(2^{R_f} - 1)}{3R_f} \{ \Psi[Z(p_{er})] \}^2 \text{ и}$$

$$\rho_{bS} = \frac{(2^{R_f} - 1)}{3R_f} \{ \Psi[Z(p_{esr})] \}^2. \quad (7)$$

При проектировании системы связи весьма важно знать насколько их ЭЭ к близка предельной, определяемой границей Шеннона [1]. В системах связи, в которых применяются ПК с кодовой скоростью R_c и АС, обеспечивающие передачу сигналов с удельной скоростью, равной R_f , удельная скорость передачи информационных символов по линии связи составляет $R_o = R_f R_c$ бит/сек·Гц. Предел Шеннона [1] для системы связи, обеспечивающей передачу сообщений с такой удельной скоростью, равен

$$\rho_{bsh} = (2^{R_o} - 1) / R_o. \quad (8)$$

Анализ полученных результатов

В этом разделе представлен анализ результатов расчетов по формулам (5...8) для кодов с МДР, для которых $\hat{d}_H = (1 - R_c)$. Аналогичные расчеты можно выполнить и для других видов ПК, используя для этого формулы, приведенные в предыдущем разделе. На рис. 2 представлены зависимости $\rho_{bH}(R_f, R_c)$, $\rho_{bS}(R_f, R_c)$ и $\rho_{bsh}(R_f, R_c)$, рассчитанные для ПК с большой длиной КК, которые позволяют обеспечить малые значения вероятностей ошибки при декодировании ПК методом HDD и SDD. Анализ этих зависимостей показывает, что для любых значений R_f и для сравнительно низких значениях кодовой скорости ($R_c \approx 0,5$) использование метода SDD позволяет получить энергетический выигрыш по отношению к методу HDD равный, примерно, 3 дБ. Этот результат соответствует общей теории кодирования [2, 3].

С увеличением R_c этот выигрыш уменьшается и при $R_c \approx 0,9$ он составляет величину ≈ 1 дБ. Такой характер изменения выигрыша с увеличением R_c естественен, так как при $R_c = 1$ (т.е. когда ПК не применяется) этот выигрыш вообще отсутствует (равен 0 дБ). Сравнение графиков, приведенных на рис. 2 а) и рис. 2 б), при разных значениях параметра γ , от которого зависят необходимые для обеспечения надежной связи вероятности p_{er} и p_{esr} , определяющие энергетику линии, показывает, что его уменьшение с $\gamma = 0,85$ до $\gamma = 0,75$, повышает ее примерно на $0 \dots 0,5$ дБ.

Сопоставление штрих-пунктирных зависимостей рис. 2 для систем с SDD и точечными, определяющими порог Шеннона, показывает, что для любых значениях R_f и R_c энергетические потери (ЭП) систем связи, в которых используются сигналы АС с М-QAM и ПК, значительны. При этом для высокоскоростных систем связи, когда R_f имеет большие значения, эти потери существенно выше, чем для систем, в которых сообщения

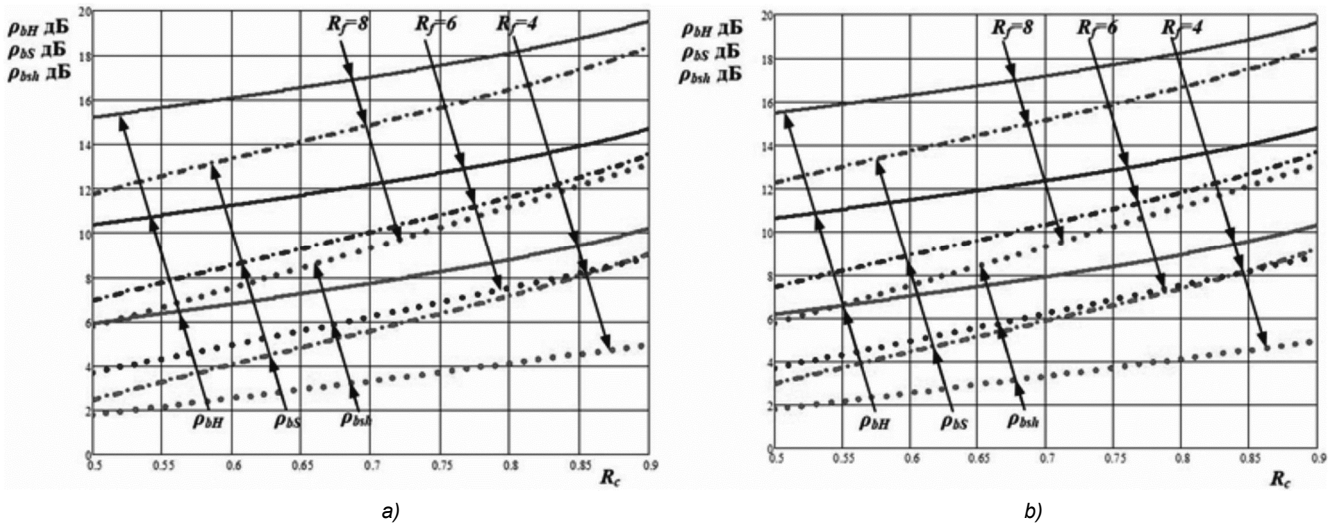


Рис. 2. Зависимости $\rho_{bH}(R_f, R_c)$, $\rho_{bS}(R_f, R_c)$ и $\rho_{bsh}(R_f, R_c)$, (рис. 2 а) – $\gamma = 0,85$; рис. 2 б) – $\gamma = 0,75$)

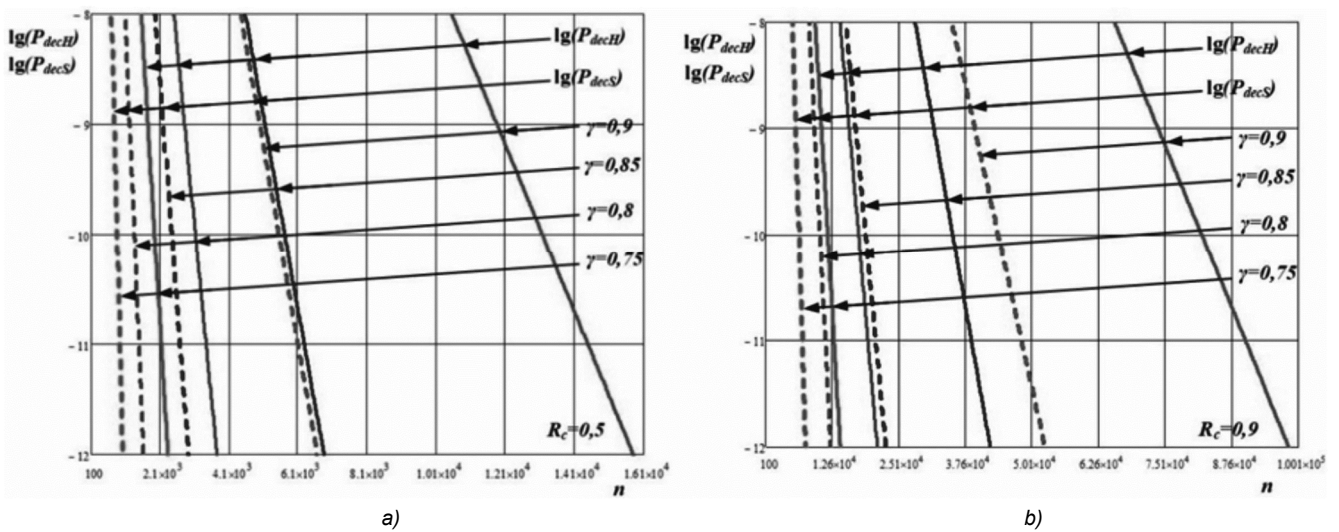


Рис. 3. Зависимости $\lg[P_{decH}(n, R_c)]$ и $\lg[P_{decS}(n, R_c)]$ от n – длины КК

передаются с меньшей скоростью. Следует также отметить, что особенно высоки ЭП в системах, в которых применяются ПК с небольшой кодовой скоростью R_c . Так, например, при $R_f = 8$ бит/сек·Гц ЭП систем с ПК составляют 5...6 дБ при любых значениях R_c ; если же $R_f = 4$ бит/сек·Гц, то ЭП систем с ПК составляют 0,5...1 дБ при $R_c = 0,5$ и ≈ 3 дБ при $R_c = 0,9$. Отсюда следует, что только в сравнительно низкоскоростных системах связи, в которых параметры АС (R_f) и ПК (R_c) имеют небольшие значения, можно обеспечить высокую надежность приема сообщений и малые ЭП по отношению к пределу Шеннона.

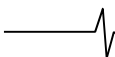
Отметим, что в первых публикациях, посвященных перспективам применения в системах связи новых турбокодов [14] и кодов LDPC [15], указывалось, что эти коды обеспечивают исключительно низкие ЭП по отношению к пределу Шеннона. Однако следует обратить внимание на то, что данные утверждения относились к системам связи, в которых для передачи сообщений использовались сигналы с простой фазовой модуляци-

ей (PSK) и ПК с $R_c = 0,5$. В технической литературе в ряде случаев утверждается, что применение таких кодов большой длины при любых значениях R_f и R_c позволяет обеспечить высокую надежность связи и низкие ЭП по отношению к пределу Шеннона. Это не соответствует действительности и результаты данной статьи показывают, что применение ПК в высокоскоростных системах связи всегда приводит к большим ЭП по отношению к пределу Шеннона. Это важное положение впервые было обосновано в [8].

Для надежной передачи сообщений в системах связи целесообразно, как было показано Шенноном [16], использовать оптимальные многомерные поверхностно- и объемно-сферических ансамбли сигналов, при применении которых отпадает необходимость применения ПК. В [8] предложена конкретная конструкция таких сигналов и рассмотрены вопросы построения для них модуляторов и демодуляторов.

На рис. 3 представлены зависимости вероятностей $P_{decH}(n, R_c)$ и $P_{decS}(n, R_c)$ от n – длины КК.

Сплошные кривые относятся к системам с HDD, а пунктирные – к системам с SDD. На рисунках указаны



значения параметров γ , от которых, как указывалось выше, зависит энергетика линии, обеспечивающая высокую надежность связи. Зависимости на рис. 3 а) построены при $R_c = 0,5$, а на рис. 3 б) – при $R_c = 0,9$. Из рис. 3 видно, что при декодировании ПК по методу HDD длина КК, необходимая для получения высокой надежности приема сообщений, почти в два раза больше, чем при декодировании ПК по методу SDD. Кроме того, из рис. 3 видно, что для ПК, у которых $R_c = 0,9$, длина КК почти в 10 раз больше, чем для ПК, у которых $R_c = 0,5$. Значительное влияние на длину КК при заданном значении P_{dec} оказывает параметр γ – при изменении его значения от $\gamma = 0,75$ до $\gamma = 0,9$ необходимая длина КК увеличивается примерно в 8 раз.

Отметим, что при применении ПК с длинными КК сложности технической реализации систем связи возрастают. Следует также иметь в виду, что в системах с ПК с длинными КК существенно увеличивается задержка при приеме сообщений, что является недопустимым в ряде специальных систем связи. Поэтому при проектировании системы связи значение параметра γ следует выбирать как можно меньшим. При обсуждении зависимостей, представленных на рис. 2, указывалось, что при уменьшении этого параметра с $\gamma = 0,85$ до $\gamma = 0,75$ энергетика линии связи увеличивается на небольшую величину – примерно на 0,5 дБ. Поэтому целесообразно значение параметра γ выбирать в этом интервале.

Заключение

В данной статье предложен новый метод мягкого декодирования кодовой комбинации помехоустойчивого кода и разработана методика определения надежности связи при жестком (HDD) и мягком (SDD) методе декодирования. Надежность связи зависит от удельной скорости передачи сигналов (R_f), принадлежащих АС с QAM, кодовой скорости (R_c) ПК и длины (n) КК. Показано, что при малых значениях R_c применение метода SDD обеспечивает по отношению к методу HDD энергетический выигрыш, равный 2 дБ. Этот выигрыш уменьшается до 1 дБ при больших значениях R_c . Сформулированы рекомендации по выбору энергетических параметров системы связи, выбор которых позволяет при заданной надежности приема сообщений уменьшить длину кодовой комбинации, практически не повышая энергетика линии связи.

Определены возможные энергетические потери систем связи с ПК по отношению к пределу Шеннона. Показано, что эти потери могут быть незначительны только для низкоскоростных систем связи. Для высокоскоростных систем связи они оказываются значительными, особенно при применении ПК с небольшой кодовой скоростью.

Создание систем связи с характеристиками, близкими к предельным по Шеннону, имеет большое практическое значение. В 2017 г. в Международном Союзе Электросвязи были сформулированы требования к пер-

спективным системам беспроводного доступа, пользователи которой должны иметь возможность передачи сообщений в канале с ограниченной полосой частот до 100 Мбит/с. В статье отмечено, что в перспективных системах связи, предназначенных для передачи сообщений с высокой скоростью и высокой энергетической эффективностью целесообразно применять оптимальные многомерные АС, которые позволяют обеспечить высокую надежность приема сообщений без использования помехоустойчивых кодов.

Литература

1. Shannon C. Communication in the presence of noise, Proc. IRE, № 1, 1949. (Перевод на русский язык статьи «Связь при наличии шума», опубликованной в книге Шеннон К. Работы по теории информации и кибернетике. М.: Из-во иностранной литературы / под ред. Р.Л. Добрушина и О.Б. Лупанова).
2. Прокис Дж. Цифровая связь // пер. с английского под ред. Д.Д. Кловского. М.: Советское радио, 2000.
3. Дж. Кларк мл., Дж. Кейн. Кодирование с исправлением ошибок в системах цифровой связи. М.: Радио и связь, 1987.
4. D. Chase, A class of algorithms for decoding block codes with channel measurement information, IEEE Trans. Inf. Theory, vol. IT-18, № 1, pp. 170-182, Jan. 1972.
5. Питерсон У., Уэлдон Э. Коды, исправляющие ошибки. М.: Мир, 1976.
6. Uryvsky L., Osypchuk S, The analytical description of regular LDPC codes correcting ability. Transport and Telecommunication, 2014, vol.15, № 3, С. 177-184.
7. Фролов А.А., Зяблов В.В., Границы минимального кодового расстояния для двоичных кодов на двудольных графах, Пробл. передачи информ., 2011, том 47, выпуск 4, 27-4.
8. Быховский М.А. Гиперфазовая модуляция – оптимальный метод передачи сообщений в гауссовских каналах связи. М.: Техносфера, 2018.
9. Vicente Torres 1, Javier Valls 1, Maria Jose Canet and Francisco García-Herrero, Soft-Decision, Low-Complexity Chase Decoders for the RS (255,239) Code. Electronics 2019, 8, 10 p.
10. Yingquan Wu, Fast Chase Decoding Algorithms and Architectures for Reed-Solomon Codes, IEEE Trans. Inf. Theory. Vol. 58, № 1, January 2012, pp. 109-129
11. Siyun Tang and Xiao Ma Member, IEEE A New Chase-type Soft-decision Decoding Algorithm for Reed-Solomon Codes. Electronics and Communication Engineering, Sun Yatsen University 2013 pp. 1-28
12. Немировский Э.Э., Романенко Г.В., Михайловская Л.Г. Аналитические оценки квазиоптимальных методов приема в целом блочных кодов. Проблемы передачи информации, вып. 4, 1981, с. 34-40.
13. Форни Д. Каскадные коды. М.: МИР, 1970, с. 205.
14. Berrou C., Glavieux A., Thitimajshima P. Near Shannon limit error-correcting coding and decoding: Turbo-codes. Proc. IEEE Int. Conf. Communications, Geneva, Switzerland, 1993, pp. 1064-1070.
15. MacKay D.J.C., Neal R.M. Near Shannon limit performance of low density parity check codes. Electronics Letters, 13th March, Vol. 33, № 6, 1997.
16. Shannon C. Probability of error for optimal codes in Gaussian channel. Bell System Techn. J., May, 1959. (Перевод на русский язык статьи «Вероятность ошибки для оптимальных кодов в гауссовском канале», опубликована в книге Шеннон К. Работы по теории информации и кибернетике. М.: Из-во иностранной литературы // под ред. Р.Л. Добрушина и О.Б. Лупанова, 1963).

УДК 621.396.96

АЛГОРИТМ ФОРМИРОВАНИЯ ДЕТАЛЬНЫХ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ ИЗОБРАЖЕНИЙ С КОМПЕНСАЦИЕЙ ТРАЕКТОРНЫХ НЕСТАБИЛЬНОСТЕЙ ПОЛЕТА НОСИТЕЛЯ РЛС ПО УГЛУ СНОСА

*Муравьев Н.П., инженер конструкторского отдела АО «РИФ» (г. Воронеж), nikitamuraviev10@gmail.com;
Рязанцев Л.Б., к.т.н., доцент Военного учебно-научного центра Военно-воздушных сил «Военно-воздушная академия имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (г. Воронеж), kernel386@mail.ru*

ALGORITHM FOR GENERATING DETAILED RADAR IMAGES WITH COMPENSATION OF FLIGHT'S TRAJECTORY INSTABILITIES OF THE SAR'S CARRIER BY THE LEEWAY

Muraviev N.P., Ryzantsev L.B.

The article is devoted to the development of an algorithm that provides up to two... three times declined the computational costs of the on-board computer when generating radar images by excluding image elements from the calculation that are not included in the main beam of the antenna pattern. The calculation of the elements is carried out taking into account the presence of trajectory instabilities in the angle of demolition caused by a crosswind during the flight of a small-sized unmanned aerial vehicle. The leeway is determined based on an estimate of the average Doppler frequency in the signal at the output of the radar receiver.

Key words: synthetic aperture radar, trajectory instability, leeway, radar images.

Ключевые слова: РЛС с синтезированной апертурой антенны, траекторные неустойчивости, угол сноса, радиолокационное изображение.

Введение

В последнее время наблюдается активное использование средств радиолокации на малогабаритных беспилотных летательных аппаратах (БЛА) для решения задач воздушного мониторинга, картографирования, контроля за коммуникациями и других задач в военной и гражданской сфере [1-4]. Существующие технологии цифровой обработки сигналов за счет применения методов синтеза апертуры антенны позволяют реализовать формирование радиолокационных изображений (РЛИ) с высоким пространственным разрешением в единицы дециметров и лучше в масштабе времени близком к реальному [5], а технологии миниатюризации – снизить массогабаритные характеристики аппаратуры до нескольких килограмм, что позволяет осуществить их установку на малоразмерные БЛА, в том числе и мультикоптеры [2]. Несмотря на высокие потенциальные возможности таких РЛС, получение детальных РЛИ связано со значительными вычислительными затратами, которые существенно увеличиваются при наличии траекторных неустойчивостей полета носителя РЛС [6]. Так, при жестко закрепленной антенне и отсутствии управления положением луча диаграммы направленности в азимутальной плоскости, что характерно при установке РЛС на малоразмерные БЛА, наличие бокового ветра приводит к изменению угла сноса и отклонению луча диаграммы направленности антенны от направления, перпендикулярного вектору скорости носителя (рис. 1). Это приводит к тому, что при реализации алгоритмов формирования РЛИ, которые являются весьма требовательными к производительности бортовых вычислителей, приходится существенно увеличивать размер кадра изображения по путе-

Статья посвящена разработке алгоритма, обеспечивающего до двух...трех раз снижение вычислительных затрат бортового вычислителя при формировании радиолокационных изображений за счет исключения из расчета элементов изображения, не входящих в основной луч диаграммы направленности антенны. Расчет элементов осуществляется с учетом наличия траекторных неустойчивостей по углу сноса, вызванных боковым ветром в процессе полета малоразмерного беспилотного летательного аппарата. Определение угла сноса производится на основе оценки средней доплеровской частоты в сигнале на выходе приемного устройства РЛС.

вой дальности (рис. 2). Так как, расчет яркостей элементов разрешения РЛИ производится в пределах всего кадра, в том числе, и не попадающих в луч диаграммы направленности РЛС, это приводит к пропорциональному увеличению вычислительных затрат и времени формирования кадра РЛИ. Кроме того, постоянное изменение положения луча диаграммы направленности в процессе полета носителя существенно затрудняет реализацию полосового режима съемки, а ненулевые значения яркостей элементов разрешения, обусловленные боковыми лепестками и зонами неоднозначности, находящимися вне основного луча диаграммы направленности РЛС, оказывают негативное воздействие на качество работы алгоритмов автоматической фокусировки РЛИ.

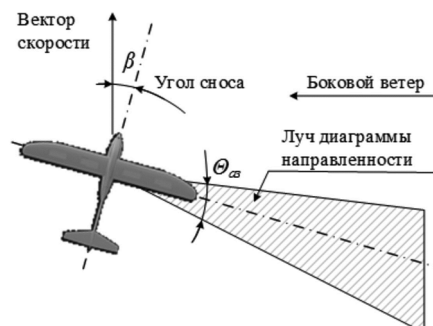


Рис. 1. Геометрия съемки при наличии бокового ветра

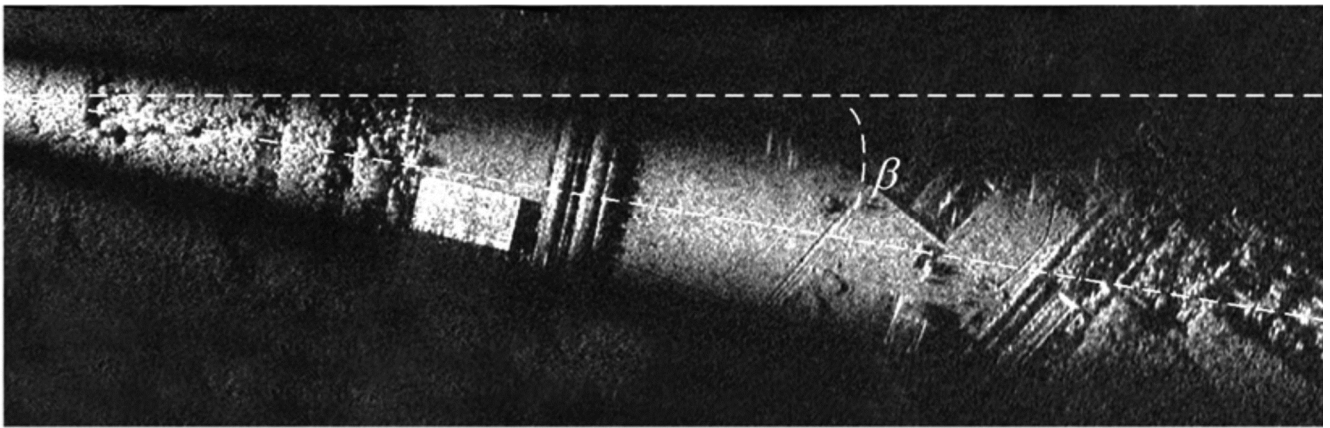


Рис. 2. Радиолокационное изображение, сформированное при наличии бокового ветра

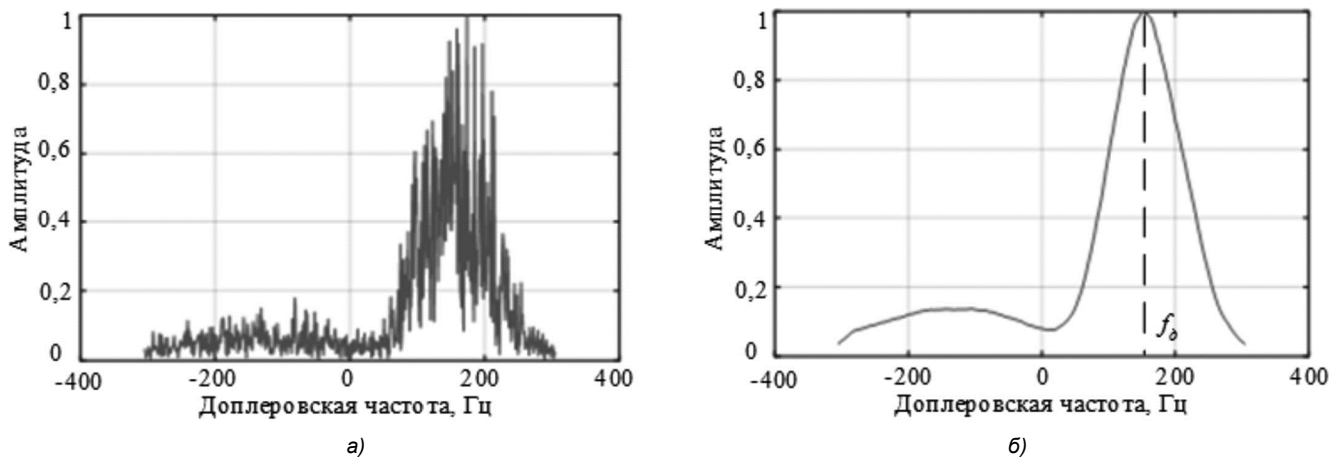


Рис. 3. Вид усредненного спектра доплеровских частот до (а) и после (б) применения фильтра Гаусса

Таким образом, целью статьи является разработка алгоритма компенсации угла сноса на радиолокационном изображении при ведении радиолокационной съемки малогабаритным БЛА для снижения вычислительных затрат, времени формирования кадра и геометрической коррекции радиолокационных изображений.

Разработка алгоритма формирования РЛИ с компенсацией угла сноса связана с разработкой дополнительных процедур оценки угла сноса на основе обработки принятого сигнала РЛС, выбора элементов разрешения в пределах луча диаграммы направленности и геометрической трансформации РЛИ с компенсацией углового смещения.

Процедура оценки угла сноса на основе обработки принятого сигнала РЛС

В большинстве случаев для получения значений угла сноса летательных аппаратов используются доплеровские измерители скорости и угла сноса [8], однако их установка на малоразмерные БЛА затруднительна ввиду массогабаритных ограничений. Получение оценки угла сноса в этом случае может быть осуществлено на основе анализа параметров усредненного спектра доплеровских частот путем обработки принятого сигнала РЛС в процессе формирования РЛИ. Для этого принятый сигнал в каждом периоде зондирования сжимается по дальности и накапливается в течении времени синтезирования с последующим вычислением преобразования Фурье по соответствующим элементам дальности для получения

спектров доплеровских частот. Полученные спектры усредняются (рис. 3, а) по дальности и фильтруются (рис. 3, б), например, с использованием медианного или гауссовского фильтра для сглаживания шума и устранения выбросов, обусловленных отражениями от ярких объектов, расположенных в зоне обзора.

Определение угла сноса осуществляется по положению максимума спектра доплеровских частот (рис. 3, б) в соответствии с выражением

$$\beta = \arcsin\left(\frac{f_d \lambda}{2V_n}\right), \quad (1)$$

где f_d – положение максимума спектра доплеровских частот; $\lambda = c/f_0$, f_0 – длина волны и частота зондирующего сигнала соответственно; c – скорость света; V_n – скорость полета носителя РЛС.

В ряде случаев при съемке неоднородной местности форма спектра доплеровских частот может иметь несколько близкорасположенных максимумов и выполнение операций усреднения спектров и фильтрации не обеспечивает достаточной точности получения оценки β . Для повышения качества работы процедуры оценки угла сноса целесообразным является дополнительное использование процедур калмановской фильтрации, обеспечивающих уточнение оценок между отдельными кадрами РЛИ. Получение оценки угла сноса $\hat{\beta}_k$, являющейся компонентом оценки вектора состояния \hat{x}_k в моменты формирования k -го

кадра РЛИ может быть осуществлено на основе следующих рекуррентных уравнений [9]:

$$\hat{\mathbf{x}}_k = \tilde{\mathbf{x}}_k + \mathbf{K}_k \mathbf{v}_k, \quad \hat{\mathbf{P}}_k = (\mathbf{I} - \mathbf{K}_k \mathbf{H}_k) \tilde{\mathbf{P}}_k, \quad (2)$$

$$\mathbf{v}_k = \beta_k - \mathbf{H}_k \tilde{\mathbf{x}}_k, \quad (3)$$

$$\mathbf{K}_k = \tilde{\mathbf{P}}_k \mathbf{H}_k^T \mathbf{V}_k^{-1}, \quad \mathbf{V}_k = \mathbf{H}_k \tilde{\mathbf{P}}_k \mathbf{H}_k^T + \sigma_\beta^2, \quad (4)$$

$$\tilde{\mathbf{x}}_k = \mathbf{F}_k \hat{\mathbf{x}}_{k-1}, \quad \tilde{\mathbf{P}}_k = \mathbf{F}_k \hat{\mathbf{P}}_{k-1} \mathbf{F}_k^T + \mathbf{Q}_{k-1}, \quad (5)$$

где $\mathbf{x} = [\beta \ \dot{\beta}]^T$ – вектор состояния; $\hat{\mathbf{x}}_k, \hat{\mathbf{P}}_k$ – оценки вектора состояния и его ковариационная матрица соответственно; $\tilde{\mathbf{x}}_k, \tilde{\mathbf{P}}_k$ – экстраполированные значения вектора состояния и ковариационной матрицы на текущем k -м кадре соответственно; \mathbf{K}_k – коэффициент усиления невязки \mathbf{v}_k фильтра; $\sigma_\beta^2, \mathbf{Q}_{k-1}$ – дисперсия шума измерений угла сноса и ковариационная матрица формирующего шума соответственно; $\mathbf{F}_k, \mathbf{H}_k = [1 \ 0]$ – матрицы перехода и измерений соответственно; $\mathbf{x}^T, \mathbf{x}^{-1}$ – операции транспонирования и взятия обратной матрицы соответственно \mathbf{x} ; \dot{x} – производная от x .

В предположении о равномерном изменении угла сноса матрица перехода \mathbf{F}_k и ковариационная матрица формирующего шума \mathbf{Q}_{k-1} будут иметь вид:

$$\mathbf{F}_k = \begin{bmatrix} 1 & T_k \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{Q}_{k-1} = \begin{bmatrix} T_{k-1}^3/3 & T_{k-1}^2/2 \\ T_{k-1}^2/2 & T_{k-1} \end{bmatrix} \sigma_\xi^2, \quad (6)$$

где T_k – промежуток времени между измерениями угла сноса в процессе формирования кадров РЛИ; σ_ξ^2 – дисперсия формирующего шума, величина которой определяет качество фильтрации (на практике выбирается в пределах $(0,1 \dots 1,0) \sigma_\beta^2$).

Процедура выбора элементов разрешения в пределах луча диаграммы направленности и геометрической трансформации РЛИ с компенсацией углового смещения

В общем случае процесс формирования РЛИ заключается в оценке амплитуды сигнала для каждого m, n -го элемента разрешения в пределах зоны обзора РЛС, которая реализуется операцией согласованной фильтрации [5]

$$\hat{A}_{m,n} = \left| \int_{-T_c/2}^{T_c/2} S_\Sigma(t) S_{on}(t, R_{m,n}) dt \right|, \quad (7)$$

где $S_\Sigma(t)$ – сигнал на выходе приемного устройства; $S_{on}(t, R_{m,n})$ – опорный сигнал, представляющий собой сигнал с единичной амплитудой, фаза которого соответствует фазе демодулированного эхосигнала точечного отражателя, расположенного в m, n -й элементе разрешения зоны обзора; T_c – время синтезирования апертуры; $R_{m,n}(t) = \sqrt{h_n^2 + x_m^2 + (y_n - V_n t)^2}$ – закон изменения дальности до точечного отражателя, расположенного в m, n -м элементе разрешения; h_n, V_n – высота и скорость полета носителя РЛС; x_m, y_n – координаты m, n -го элемента разрешения.

Процедура выбора элементов разрешения в пределах луча диаграммы направленности и последующей геометрической трансформации РЛИ заключается в расчете массива точек $p(x_m, y_n)$, координаты которых находятся в пределах луча диаграммы направленности, с последующим вычислением для каждой точки оценки ее яркости в соответствии с выражением (7). Расчет массива точек осуществляется в два этапа. На первом этапе производится расчет координат точек $p(x'_m, y'_n)$ при отсутствии угла сноса (рис. 4, а), на втором (рис. 4, б) – расчет координат точек $p(x_m, y_n)$, осуществляемых путем применения операции поворота на плоскости на величину угла сноса к координатам точек $p(x'_m, y'_n)$. Это обеспечивает сопоставление индексов элементов разрешения m и n на геометрически скорректированном РЛИ с координатами точек, находящимися в луче диаграммы направленности, отклоненном на величину угла сноса. Результатом является компенсация углового смещения на РЛИ, обусловленного наличием угла сноса.

Вычисление координат точек $p(x'_m, y'_n)$ осуществляется на основе заданных параметров формируемого кадра РЛИ: удаления до ближней границы кадра x_0 , протяженности кадра по горизонтальной дальности L_x , а также размеров элементов разрешения по горизонтальной Δx и путевой Δy дальности, рассчитываются значения координат элементов разрешения на земной поверхности, находящихся в пределах формируемого кадра РЛИ

$$x'_m = x_0 + m \Delta x, \quad y'_n = n \Delta y - L_y / 2, \quad (8)$$

где $m = 0, 1, \dots, N_x - 1$; $n = 0, 1, \dots, N_y - 1$; $N_x = L_x / \Delta x$; $N_y = L_y / \Delta y$; $L_y = 2(x_0 + L_x) \text{tg}(\Theta_{az}/2)$; Θ_{az} – ширина диаграммы направленности антенны в азимутальной плоскости.

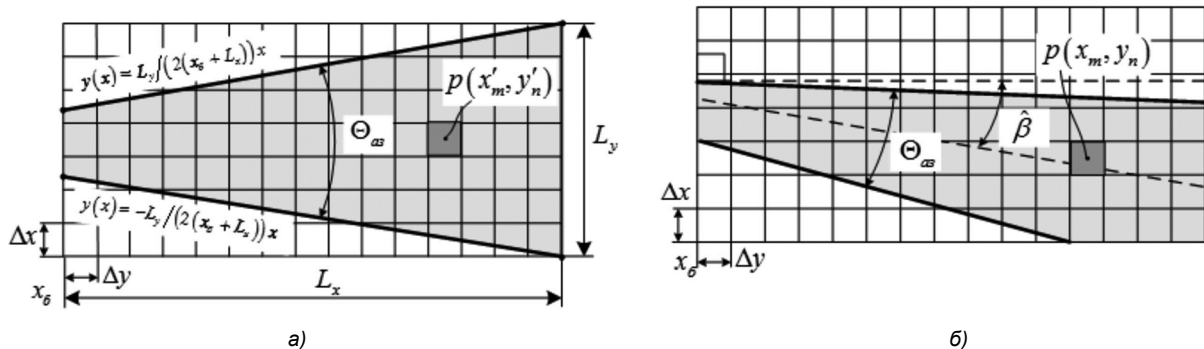


Рис. 4. К определению геометрического места элементов разрешения в пределах луча диаграммы направленности

Затем из рассчитанных значений x_m и y_n формируется массив точек $p(x_m, y_n)$, находящихся в области, ограниченного сверху и снизу прямыми (рис. 4), представляющими границы луча диаграммы направленности РЛС

$$-kx'_m \leq y'_n \leq kx'_m, \quad (9)$$

где $k = L_y / (2(x'_0 + L_x))$.

Массив точек $p(x'_m, y'_n)$ представляет собой координаты элементов разрешения в пределах луча диаграммы направленности при нулевом значении угла сноса летательного аппарата. В процессе полета, когда луч диаграммы направленности отклоняется на величину угла сноса. Тогда координаты элементов разрешения в пределах луча диаграммы направленности могут быть вычислены на основе известных геометрических трансформаций, основанных на применении математических операций поворота

$$x_m = x'_m \cos(\hat{\beta}) - y'_n \sin(\hat{\beta}), \quad (10)$$

$$y_n = x'_m \sin(\hat{\beta}) + y'_n \cos(\hat{\beta}), \quad (11)$$

где $\hat{\beta}$ – оценки угла сноса после выполнения процедур калмановской фильтрации (2-6).

Последовательность действий при реализации алгоритма формирования детальной РЛИ с компенсацией траекторных нестабильностей полета носителя РЛС по углу сноса с учетом рассмотренных процедур представлена на рис. 5.

Результаты работы алгоритма

Качество работы алгоритма оценивалось при проведении натурального эксперимента с использованием малогабаритной программно-определяемой РЛС С-диапазона [1], в процессе которого проводилась оценка производительности предложенного алгоритма. Ширина спектра зондирующего сигнала – 500 МГц, что обеспечивало потенциальное разрешение 0,3 м, носитель РЛС – вертолет Robinson R44, скорость полета носителя – 130 км/ч. Алгоритм реализован на языке высокого уровня C++. Оценка производительности осуществлялась на вычислителе Intel Core i3-4130 3,4 ГГц. Параметры РЛИ при его формировании представлены в таблице. Сформированное изображение с компенсацией угла сноса представлено на рис. 6.

Результаты исследования алгоритма показывают, что среднее время формирования РЛИ без выполнения процедур геометрической трансформации (рис. 2) и с выполнением рассмотренных процедур при параметрах формирования РЛИ, указанных в таблице, составляет около 50...60 с в зависимости от угла сноса, а при выполнении процедур – около 20...30 с. Причем, чем большее значение угла сноса – тем больший наблюдается выигрыш по времени формирования РЛИ. Это объясняется увеличением размеров кадра при больших значениях угла сноса.

Таким образом предложенный способ, обеспечивает от двух до трех раз уменьшение времени, затрачиваемого

Параметры формирования РЛИ

Параметр	Значение
Время синтезирования T_c , с	1
Ближняя граница по горизонтальной дальности x'_0 , м	1500
Протяженность кадра по горизонтальной дальности L_x , м	4500
Размер элемента разрешения по горизонтальной дальности Δx , м	1
Размер элемента разрешения по путевой дальности Δy , м	1
Ширина диаграммы направленности Θ_{az} , град	10



Рис. 5. Последовательность действий при реализации алгоритма формирования РЛИ с компенсацией по углу сноса

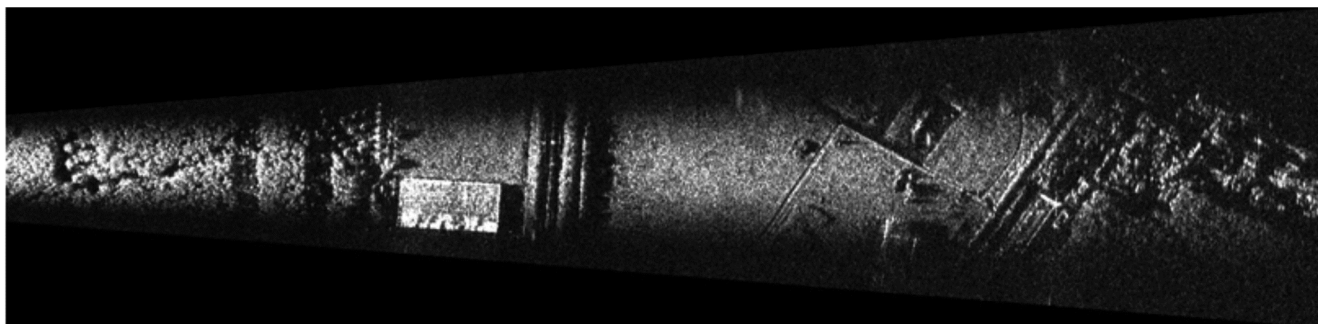


Рис. 6. РЛИ, сформированное с компенсацией угла сноса

на формирование РЛИ при наличии траекторных нестабильностей полета по углу сноса. Наряду с уменьшением времени формирования применение процедур геометрической коррекции позволяет повысить качество работы алгоритмов автоматической фокусировки, упростить процедуру дальнейшей геопривязки изображений к цифровым картам местности, а также улучшить восприятие изображений оператором дешифровщиком.

Литература

1. Купряшкин И.Ф., Лихачев В.П., Рязанцев Л.Б. Малогабаритные многофункциональные РЛС с непрерывным частотно-модулированным излучением. Монография. М.: Радиотехника, 2020. 280 с.
2. Купряшкин И.Ф., Лихачев В.П., Рязанцев Л.Б. Краткий опыт создания и первые результаты практической съемки поверхности малогабаритной РЛС с синтезированием апертуры антенны с борта мультикоптера. Журнал радиоэлектроники [электронный журнал], 2019. № 4. Режим доступа: <http://jre.cplire.ru/jre/apr19/12/text.pdf>.
3. Дмитриев А.В., Жарков Д.С., Ярцев И.М., Половинкина А.С. Макет малогабаритной программно-определяемой РЛС с синтезированием апертуры антенны на мультикоптере // Сборник трудов XXV Международной научно-технической конференции, посвященной 160-летию со дня рождения А.С. Попова. Воронеж: ВГУ, 2019. С. 164-180.

4. Брайткрайц С.Г., Ильин Е.М., Полубехин А.И., Прищеп Д.В., Юрин А.Д., Хомяков К.А. Проблемы и пути создания радиолокационных систем для беспилотных летательных аппаратов тактического и оперативно-тактического назначения // Известия Тульского государственного университета. Тула: ТГУ, 2018. С. 303-313.

5. Гнездилов М.В., Купряшкин И.Ф., Лихачев В.П., Рязанцев Л.Б. Алгоритм формирования радиолокационных изображений с субметровым разрешением в малогабаритных РЛС с синтезированной апертурой // Цифровая обработка сигналов, 2018. № 2. С. 53-58.

6. Гуляев Г.А., Иванникова М.В., Рязанцев Л.Б., Унковский А.В. Исследование влияния траекторных нестабильностей полета носителя малогабаритной РЛС с синтезированной апертурой на качество формируемых радиолокационных изображений // Цифровая обработка сигналов, 2021. № 2. С. 25-31.

7. Авиационные системы радиовидения. Монография. Под ред. Г.С. Кондратенкова. М.: Радиотехника, 2015. 648 с.

8. Колчинский В.Е., Мандуровский И.А., Константиновский М.И. Автономные доплеровские устройства и системы навигации летательных аппаратов / Под ред. В.Е. Колчинского. М.: Сов. радио, 1975. 432 с.

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

НОВЫЕ КНИГИ

Умняшкин С.В.

Основы теории цифровой обработки сигналов: Учебное пособие. Издание пятое, исправленное и дополненное. Москва: ТЕХНОСФЕРА, 2019. – 550 с.: ил.

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.

Соловьев В.В.

Проектирование функциональных блоков встраиваемых систем на FPGA – М.: Изд-во «Горячая линия-Телеком», 2020 г. – 348 м.: ил.

Рассмотрены основы проектирования функциональных блоков, которые наиболее часто встречаются во встраиваемых системах, на программируемых пользователем вентильных матрицах FPGA (field programmable gate array – FPGA). Рассмотрено проектирование на FPGA путем описания на языке Verilog и с помощью IP-ядер блоков памяти различного типа: одно-портовой, двух-портовой RAM, ROM, FIFO, LIFO, а также сдвиговых регистров в блоках встроенной памяти. Представлено несколько методик проектирования устройств управления: в виде микропрограммного автомата (МПА) по граф-схеме алгоритма (ГСА), на основе блок-схем автоматов (ASM), а также на основе блок-схем автоматов с трактом обработки данных (FSMD). Приведена методика проектирования на FPGA одно-тактного процессора, а также три методики проектирования много-тактных процессоров. Особое внимание уделено отладке процессора PIC и оценке его производительности, приводятся рекомендации по увеличению производительности процессоров.

Представлена общая методология проектирования цифровых фильтров, рассмотрен пример разработки цифрового фильтра в системе MATLAB, моделирования фильтра в системе ModelSim и реализация фильтра на FPGA в системе Quartus. Рассмотрены вопросы проектирования подсистем синхронизации встраиваемых систем на FPGA. Описаны принципы функционирования блоков фазовой автоподстройки частоты PLL, особенности архитектуры и функционирования блоков PLL в FPGA, а также способы конфигурирования блоков PLL в проектах на FPGA.

Для специалистов в области разработки встраиваемых систем, научных работников, аспирантов.



КОРРЕЛЯЦИОННЫЙ И СТРУКТУРНЫЙ АНАЛИЗ СПЕКТРА ГРАДИЕНТОВ ГИПЕРСПЕКТРАЛЬНЫХ ИЗОБРАЖЕНИЙ В ЗАДАЧЕ СПЕКТРАЛЬНОЙ СЕЛЕКЦИИ КОНТУРОВ ЗАДАННЫХ ОБЪЕКТОВ

Шипко В.В., к.т.н., докторант кафедры автоматизации управления летательных аппаратов (и вычислительных систем) ВУНЦ ВВС «Военно-воздушная академия им. проф. Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина», г. Воронеж; e-mail: shipko.v@bk.ru

CORRELATION AND STRUCTURAL ANALYSIS OF THE GRADIENT SPECTRUM OF HYPERSPECTRAL IMAGES IN THE PROBLEM OF SPECTRAL SELECTION OF THE CONTOURS OF GIVEN OBJECTS

Shipko V.V.

Investigations of the effectiveness of correlation and structural functions in the problem of identifying the contours of spectrally selective objects in hyperspectral images have been carried out. The results obtained indicate a higher noise immunity and information content of the structural function in comparison with the correlation function. An approach to the synthesis of an optimal algorithm for extracting the contours of spectrally selective objects based on the distribution densities of the values of the structure function of spectral images of gradients is proposed.

Key words: hyperspectral images, gradient, correlation function, structure function, random functions with stationary increments.

Ключевые слова: гиперспектральное изображение, градиент, корреляционная функция, структурная функция, случайные функции со стационарными приращениями.

Введение

В настоящее время развитие средств дистанционного зондирования Земли характеризуется внедрением технологий гиперспектральной съёмки в видимом и ближнем инфракрасном диапазонах [1, 2]. Гиперспектральная съёмка позволяет формировать сотни и даже тысячи изображений в узких спектральных зонах. С учетом того, что спектры поглощения различных веществ и материалов уникальны, такой подход позволяет определять тип и состояние растительности и почвенного покрова, идентифицировать материал наблюдаемых объектов. Одним из свойств гиперспектральных изображений (ГСИ) является сильная корреляция между смежными спектральными компонентами зондируемой поверхности, но в то же время открывается возможность анализа характера изменения спектра отражения света различных объектов по набору этих спектральных компонент методами цифровой обработки.

Как известно [3-5], важным промежуточным этапом множества конечных задач цифровой обработки изображений является выделение контуров объектов. Использование контурных изображений позволяет существенно сократить вычислительные затраты различных алгоритмов последующего анализа и распознавания, что особенно актуально для обработки многокомпонентных ГСИ. Существует множество методов и алгоритмов выделения контуров на однокомпонентных изображениях [3], однако классический подход выделения контуров в каждой спектральной компоненте и их

Проведены исследования эффективности корреляционной и структурной функций в задаче выделения контуров спектрально-селективных объектов на гиперспектральных изображениях. Полученные результаты свидетельствуют о более высокой помехоустойчивости и информативности структурной функции по сравнению с корреляционной. Предложен подход к синтезу оптимального алгоритма выделения контуров спектрально-селективных объектов на основе плотностей распределения значений структурной функции спектральных изображений градиентов.

покомпонентный анализ являются малоэффективным для многокомпонентных ГСИ. Это связано в основном с отсутствием возможности учета взаимосвязи между спектральными компонентами. Анализировать последовательно контура каждого спектрального канала является задачей трудоемкой и неэффективной, а усреднение полученных результатов приводит к потере ценной информации о спектральной взаимосвязи. Хорошие результаты показал подход на основе меры различимости двух точек на ГСИ [6-8]. В качестве такой меры, в частности, используют коэффициент корреляции Пирсона, распространенный на некоторую окрестность относительно анализируемой точки пространства компонент градиентов ГСИ. Однако существуют специфические задачи, где необходимо выделить объекты со спектральными характеристиками, сходными с характеристиками из спектральной библиотеки или выделить спектрально-селективные объекты в определенном спектральном диапазоне, либо выделить объекты с заданными спектральными характеристиками из полученного изображения и т.д. Поэтому интерес представляет получение расширенной (функциональной) взаимосвязи каждой компоненты градиентов по отношению ко всем остальным компонентам для возможности более гибкого выделения контуров. С учетом наличия градиентов каж-

дой спектральной компоненты ГСИ, которые уже сами по себе являются пространственной характеристикой яркостных перепадов, в качестве их функциональной взаимосвязи рассмотрим корреляционную и структурную функции.

Корреляционный и структурный анализ спектра градиентов ГСИ

Одной из самых распространенных и хорошо изученных характеристик взаимосвязи является корреляционная функция (КФ). Для дискретной случайной функции спектра градиентов КФ можно записать в следующем виде:

$$r_{i,j}^\tau = \left(L - \tau \sum_{l=1}^{L-\tau} g_{i,j}^{l+\tau} \cdot g_{i,j}^l \right) - \left(\sum_{l=1}^{L-\tau} g_{i,j}^{l+\tau} \cdot \sum_{l=1}^{L-\tau} g_{i,j}^l \right) \div \sqrt{\left(L - \tau \sum_{l=1}^{L-\tau} (g_{i,j}^l)^2 - \left(\sum_{l=1}^{L-\tau} g_{i,j}^l \right)^2 \right) \cdot \left(L - \tau \sum_{l=1}^{L-\tau} (g_{i,j}^{l+\tau})^2 - \left(\sum_{l=1}^{L-\tau} g_{i,j}^{l+\tau} \right)^2 \right)}$$

где $i = 1, \dots, m, j = 1, \dots, n$; m, n – число строк и столбцов изображения $\Lambda = [\lambda_{i,j}^1 \ \lambda_{i,j}^2 \ \dots \ \lambda_{i,j}^L]^T$ соответственно; $\lambda_{i,j}^l \in [0, \dots, 2^N - 1]$ – значения яркости i, j -го элемента компоненты l ; l – индекс компоненты ГСИ, $l = 1, \dots, L, N$ – степень квантования яркости компонент изображения Λ ; $g_{i,j}^l = \text{Grad}[\lambda_{i,j}^l]$ – изображения градиентов яркости в компонентах ГСИ; $\text{Grad}[\cdot]$ – градиентный оператор; τ – интервал корреляции, $\tau = 1, \dots, L - 1$.

Корреляционная характеристика удобна в использовании в случае исследования стационарных случайных функций. Однако реальные функции спектра градиентов ГСИ нельзя рассматривать как стационарные, особенно для случая спектрально-селективных объектов. На рис. 1 а представлены возможные случайные функции спектра градиентов ГСИ в условиях наличия аддитивного гауссовского шума с СКО $\sigma_{ш} = 3$, а на рис. 1 б их КФ согласно выражению (1). Как видно из рис. 1, КФ такого вида проблематично использовать для оценки характе-

ра изменения функции спектра градиентов $g_{i,j}^l$ в силу нестационарного (неоднородного) характера значений градиентов по компонентам l . Особенностью КФ является ее максимальное значение в компоненте, взятой в качестве начала отсчета. Обычно КФ спадает до определенного уровня, далее идут ее флуктуации вблизи этого уровня. Радиус корреляции (расстояние от начала отсчета до уровня спада КФ) здесь характеризует размер неоднородности градиентов по спектру.

При отсутствии априорной информации о стационарности случайной функции не всегда возникает необходимость использования теории нестационарных функций общего вида. Существует большой класс нестационарных функций, охватывающий стационарные функции в качестве частного случая, и вместе с тем соответствующая теория может быть развита сильнее, чем это можно сделать в самом общем случае. Одним из таких классов является класс случайных функций со стационарными приращениями, для которых сохраняется локализация по частоте для моментов второго порядка, то есть сохраняется понятие спектральной интенсивности [9]. Случайные функции со стационарными приращениями относятся к классу случайных функций, нестационарных по математическому ожиданию.

Таким образом, когда функция спектра градиентов $g_{i,j}^l$ представляет собой нестационарную случайную функцию, можно вместо $g_{i,j}^l$ рассматривать разность $\Delta g_{i,j}^l = g_{i,j}^{l+\tau} - g_{i,j}^l$. При не слишком большом τ медленные изменения функции $g_{i,j}^l$ будут мало сказываться на значениях $\Delta g_{i,j}^l$, и тем меньше, чем они медленнее. Если $g_{i,j}^l$ содержит постоянную составляющую, то она вообще выпадает из $\Delta g_{i,j}^l$. В результате подавления компонент с очень большими периодами может оказаться, что приращение $g_{i,j}^l$ стационарно. В случае, когда $\Delta g_{i,j}^l$ есть случайная стационарная функция l , то функ-

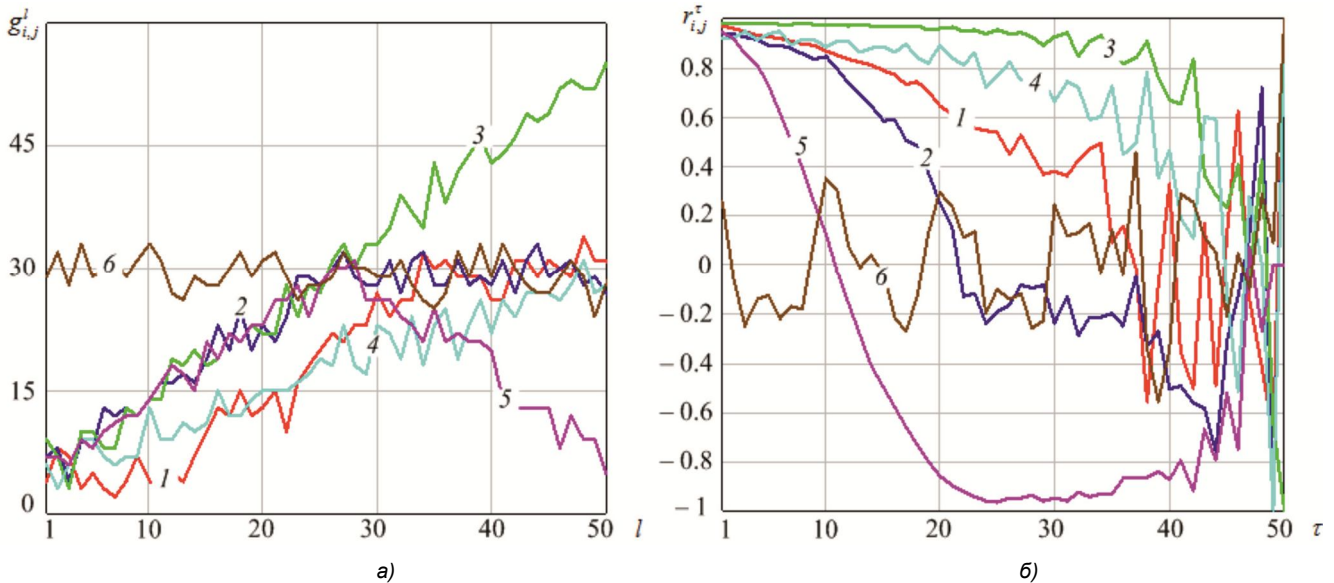
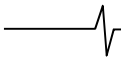


Рис. 1. Спектры градиентов (а) и их корреляционные функции (б)



цию $g_{i,j}^l$ называют случайной функцией со стационарными первыми приращениями или просто случайной функцией со стационарными приращениями [9]. Основной характеристикой случайной функции со стационарными приращениями является структурная функция (СФ), которая инвариантна к изменениям среднего случайной функции и функционально связана с характеристиками ее спектральных свойств.

Структурная функция в дискретной форме определяется следующим образом [10]:

$$s_{i,j}^\tau = \frac{1}{L-\tau} \sum_{l=1}^{L-\tau} (g_{i,j}^{l+\tau} - g_{i,j}^l)^2, \quad (2)$$

или в более практичном варианте

$$s_{i,j}^\tau = \frac{1}{L-\tau} \sum_{l=1}^{L-\tau} |g_{i,j}^{l+\tau} - g_{i,j}^l|. \quad (3)$$

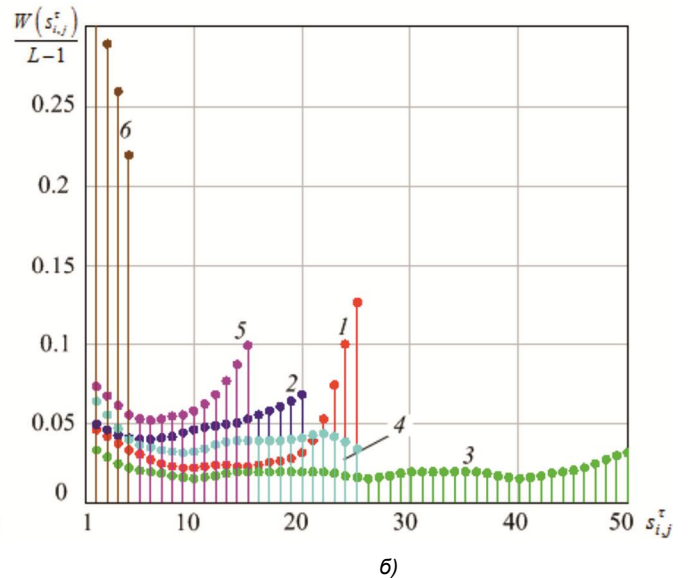
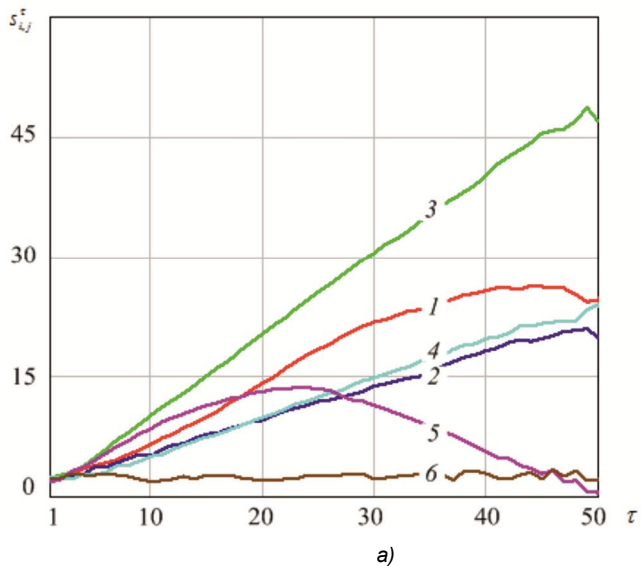
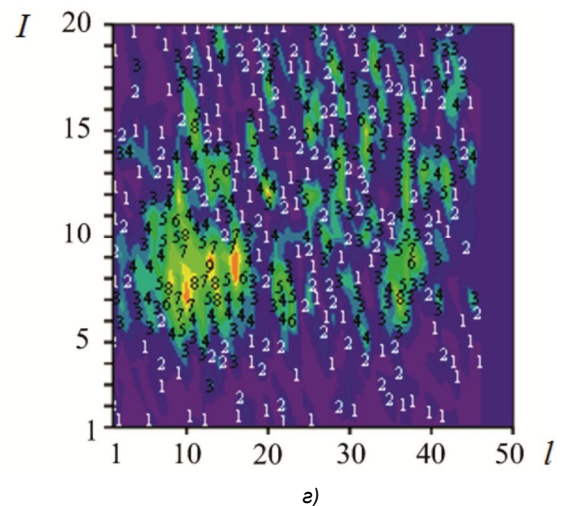
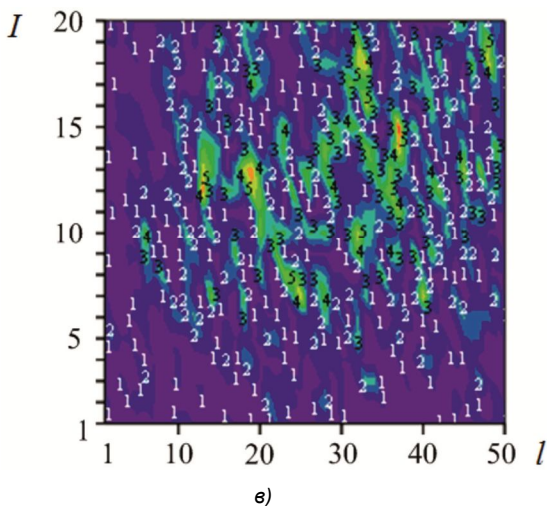
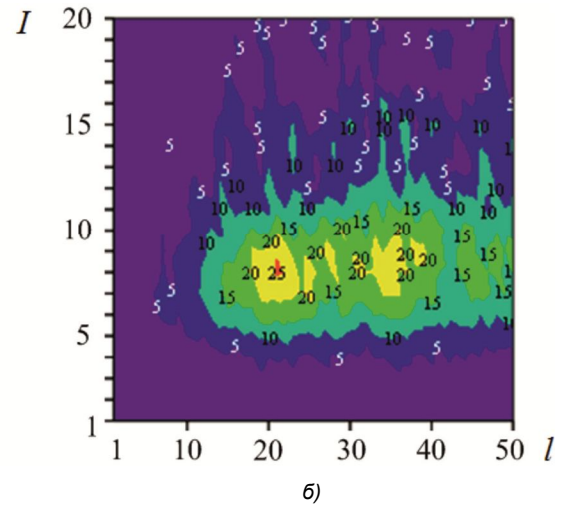
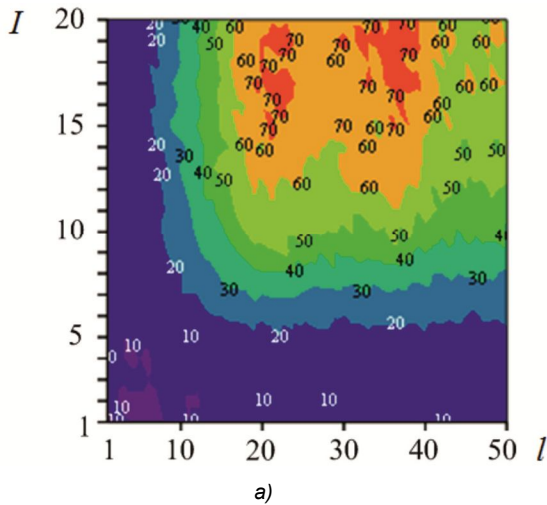


Рис. 2. Структурная функция (а) и ее плотность распределения (б)



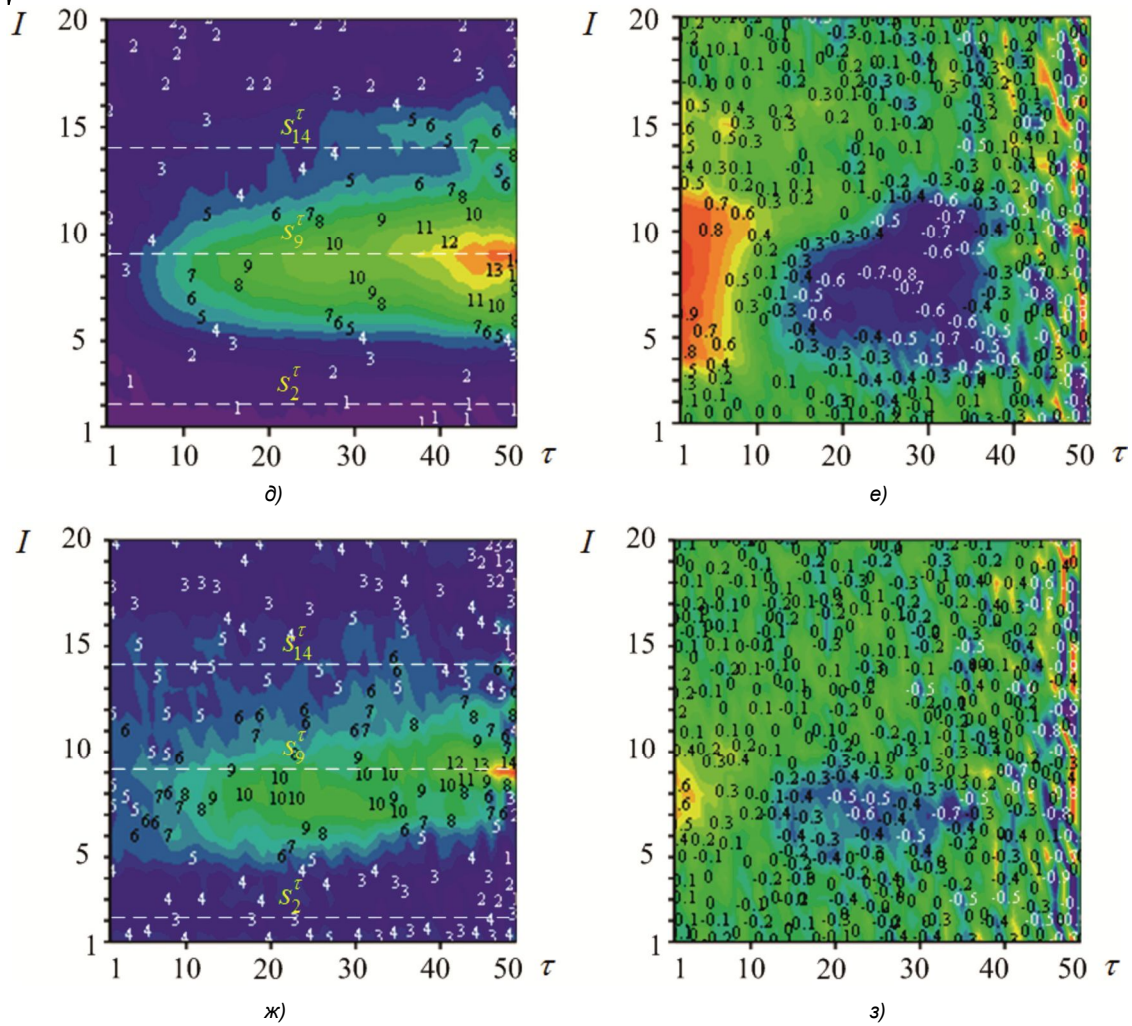


Рис. 3. Характеристики участка строки ($I=1, \dots, 20$) гиперспектрального изображения, со спектральными компонентами $l=1, \dots, 50$: а – λ_i^l ; б – g_i^l ; в – Δg_i^l при $\tau=1$; г – Δg_i^l при $\tau=1$; д – s_i^{τ} ; е – r_i^{τ} ; ж – s_i^{τ} при $\sigma_w=5$; з – r_i^{τ} при $\sigma_w=5$

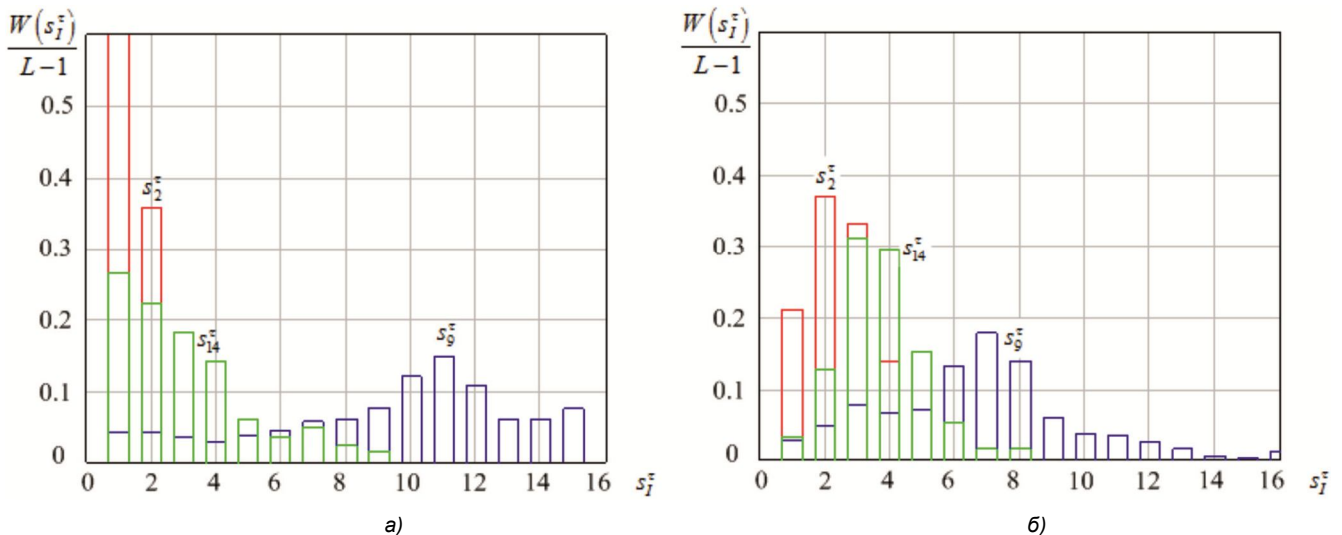


Рис. 4. Плотности распределения СФ представленных на рис. 3 (д) – а, рис. 3 (ж) – б

На рис. 2 представлены СФ (3) и их нормированные плотности распределения (гистограммы) $W(s_{i,j}^{\tau})$ соответствующие случайным функциям спектра градиентов $g_{i,j}^l$ показанных на рис. 1 а. Видно, что $s_{i,j}^{\tau}$ более наглядно отображают характер изменения $g_{i,j}^l$ по срав-

нению с $r_{i,j}^{\tau}$, при этом полученные плотности распределения $W(s_{i,j}^{\tau})$ можно использовать в качестве апостериорных оценок для алгоритма обнаружения контуров с заданным характером изменения градиентов в спектральных компонентах ГСИ.

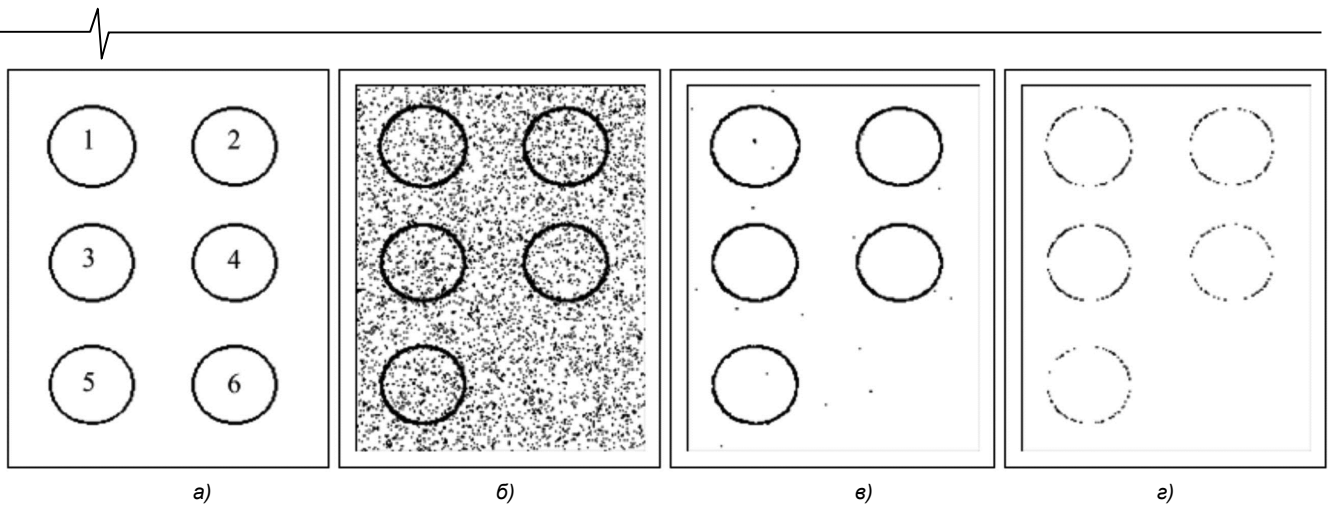


Рис. 5. Результаты выделения контуров спектрально-селективных объектов алгоритмом корреляции градиентов: а – идеальные контура тестовых объектов; б – $T = 0,2$; в – $T = 0,6$; г – $T = 0,8$

В качестве еще одного примера на рис. 3 представлены некоторые характеристики участка строки ($I = 1, \dots, 20$) реального гиперспектрального изображения, со спектральными компонентами $l = 1, \dots, 50$ с явно выраженным изменением значений перепада яркости по спектру. На рис. 3 показаны поверхности значения яркости λ_l^j (а); градиентов яркости g_l^j (б) полученные оператором Собела; приращения Δg_l^j этих градиентов по спектру при $\tau = 1$ (в) и $\tau = 5$ (г) подтверждающие их локальную спектральную однородность. Видно, что с увеличением интервала τ наблюдается выделение резких перепадов градиентов g_l^j в спектральных компонентах. Также на рис. 3 представлены соответствующие СФ s_l^r (д) отображающие характер изменения градиентов g_l^j в спектральных компонентах, и КФ r_l^r (е) этих градиентов, а также аналогичные СФ (ж) и КФ (з) при воздействии на исходное изображение белого гауссовского шума с СКО $\sigma_{ш} = 5$.

На рис. 4 а, б для сравнения показаны плотности распределения СФ (s_2^r, s_9^r, s_{14}^r) выделенных на рис. 3 д, ж соответственно.

Полученные результаты свидетельствуют о более высокой помехоустойчивости и информативности СФ по сравнению с КФ.

В дальнейшем предполагается перспективным использование плотностей распределения структурных функций градиентов в качестве апостериорных оценок при синтезе статистически оптимального обнаружителя контуров с заданным характером изменения градиентов в спектральных компонентах ГСИ, например, по критерию максимума правдоподобия [11].

На рис. 5 а представлено тестовое изображение контуров спектрально-селективных объектов характеризующихся спектральными градиентами, представленными на рис.1, где градиенты объекта 1 соответствуют кривой 1, объекта 2 кривой 2, объект 3 кривой 3 и т.д. На рис. 5 б-г показаны результаты выделения контуров алгоритмом градиента корреляции, представленным в [6] для разных пороговых значений T .

На рис. 6 показаны результаты выделения контуров алгоритмом на основе оценки математического ожидания распределения значений СФ $W(s_{i,j}^r)$ представленных на рис. 2 б, также для разных пороговых значений. При этом на рис. 6 д-з представлены результаты двух порогового (интервального) сравнения с нижним $T_{н}$ и верхним $T_{в}$ пороговыми значениями. Как видно, алгоритм на основе структурного анализа дает более гибкую возможность выделения контуров заданных объектов и может быть использован при реализации различных подходов сегментации ГСИ.

Таким образом, структурный анализ нестационарных случайных функций спектра градиентов в каждой точке ГСИ приводит к более гибкому выделению контуров заданных объектов. Параметры структурных функций обладают свойствами инвариантности относительно некоторых форм нестационарности градиентов (проявляющихся, например, при смещенности по математическому ожиданию). Как показывают многие исследования, например представленные в [9, 10], структурная функция для случайных функций со стационарными приращениями служит столь же основной характеристикой, как корреляционная функция для стационарных функций. Поэтому целесообразно использование именно структурного анализа при выделении контуров объектов с заданными характеристиками изменения градиентов по спектральным компонентам ГСИ.

Заключение

Исследования показали перспективность применения метода структурного анализа спектра градиентов, являющегося по сути развитием алгоритма межспектральной разности при выделении заданных спектрально-селективных объектов. Результаты моделирования и анализ реальных ГСИ позволил выявить предпосылки для синтеза оптимального алгоритма обнаружения контуров спектрально-селективных объектов по заданным плотностям распределения значений структурной функции спектральных изображений градиентов, что определяет дальнейшие исследования в этом направлении.

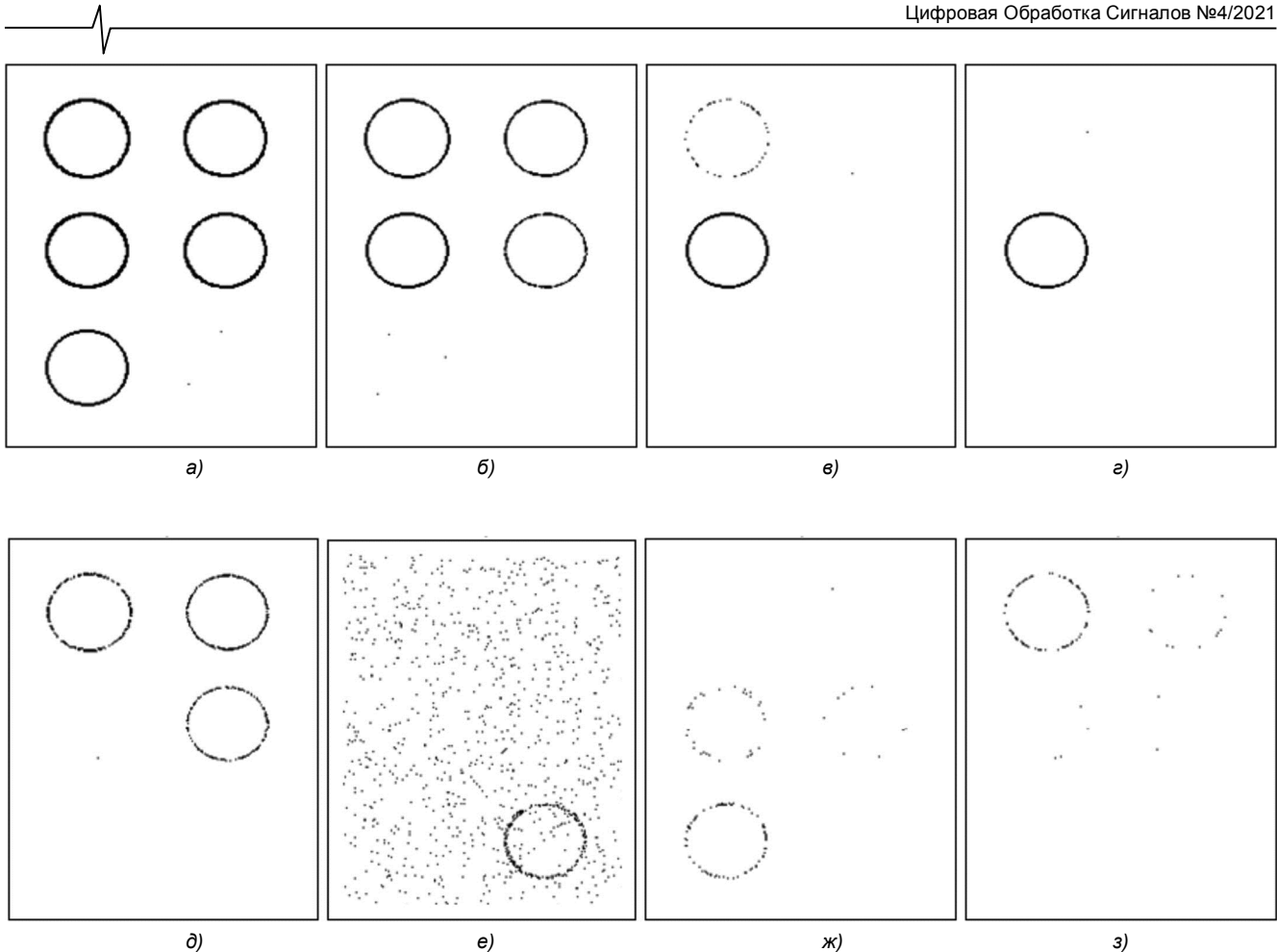


Рис. 6. Результаты выделения контуров спектрально-селективных объектов алгоритмом на основе анализа структурной функции: а – $T = 5$; б – $T = 13$; в – $T = 20$; г – $T = 22$; д – $T_b = 20$, $T_n = 15$; е – $T_b = 3$, $T_n = 2$; ж – $T_b = 10$, $T_n = 9$; з – $T_b = 21$, $T_n = 19$

Литература

1. Виноградов А.Н., Егоров В.В., Калинин А.П., Родионов А.И., Родионов И.Д. Линейка авиационных гиперспектрометров ультрафиолетового, видимого и ближнего инфракрасного диапазонов // Оптический журнал. 2016. Т. 88. № 4. С. 54–62.

2. Пожар В.Э., Балашов А.А., Булатов М.Ф. Современные спектральные оптические приборы НТЦ УП РАН // Научное приборостроение. 2018. Т. 28. № 4. С. 49-57.

3. Гонсалес Р., Вудс Р. Цифровая обработка изображений. М.: Техносфера, 2019. 1104 с.

4. Ким Н.В. Обработка и анализ изображений в системах технического зрения: Учебное пособие. М. Издательство МАИ, 2014. 144 с.

5. Обработка изображений в авиационных системах технического зрения / Под ред. Л.Н. Костяшкина, М.Б. Никифорова. М.: Физматлит, 2016. 240 с.

6. Антонушкина С.В., Еремеев В.В., Макаренков А.А.,

Московитин А.Э. Особенности анализа и обработки информации от систем гиперспектральной съемки земной поверхности / Цифровая обработка сигналов. 2010. №4. С. 38-43.

7. Современные технологии обработки данных дистанционного зондирования Земли / Под ред. В.В. Еремеева. М.: Физматлит, 2015. 460 с.

8. Шереметьева Т.А., Филиппов Г.Н., Малов А.М. Применение метода целевой визуализации для обработки гиперспектральных изображений // Оптический журнал. 2015. Т. 82. № 1. С. 32-36.

9. Рытов С.М. Введение в статистическую радиофизику. Часть 1. Случайные процессы М.: Наука. 1976. 496 с.

10. Прохоров С.А., Графкин В.В. Структурно-спектральный анализ случайных процессов. Самара: СНЦ РАН, 2010. 128 с.

11. Левин Б.Р. Теоретические основы статистической радиотехники. М: Советское радио, 1968. 504 с.

ВИЗУАЛИЗАЦИЯ ШАБЛОНОВ МАКСИМАЛЬНОЙ АКТИВАЦИИ ФИЛЬТРОВ СВЕРТОЧНОЙ НЕЙРОННОЙ СЕТИ В ЗАДАЧЕ КЛАССИФИКАЦИИ ЗАШУМЛЕННЫХ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ ИЗОБРАЖЕНИЙ ОБЪЕКТОВ

Купряшкин И. Ф., д.т.н., доцент, начальник кафедры «Военного учебно-научного центра Военно-воздушных сил «Военно-воздушная академия имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (г. Воронеж), e-mail: ifk78@mail.ru;

Мазин А. С., адъюнкт кафедры «Военного учебно-научного центра Военно-воздушных сил «Военно-воздушная академия имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (г. Воронеж), e-mail: mazinant@rambler.ru

VISUALIZATION OF CONVOLUTIONAL NEURAL NETWORK PATTERNS IN THE NOISY RADAR IMAGES CLASSIFICATION PROBLEM

Kupryashkin I.F., Mazin A.S.

The procedure for preparing training and test data is described, the structure of a deep convolutional neural network and the results of object classification on MSTAR dataset radar images with different noise-to-signal ratios are given. The images of the patterns providing the maximum activation of the convolutional layers filters in the presence and absence of noise are shown. A conclusion is formulated about the validity of radar images of the general property of convolutional neural networks, which consists in the complication of the textures of the filters of the higher layers. It is shown that the textural features of the classification become less pronounced under jamming conditions.

Key words: synthetic aperture radar, deep convolutional neural network, object classification.

Ключевые слова: РЛС с синтезированной апертурой антенны, глубокая сверточная нейронная сеть, классификация изображений объектов.

Введение

Вопросы классификации отметок объектов на радиолокационных изображениях (РЛИ) с использованием глубоких сверточных нейронных сетей (ГСНС) на сегодняшний день достаточно подробно освещены в ряде зарубежных публикаций [1-8]. Как правило, ГСНС демонстрируют более высокие точности распознавания объектов по сравнению с алгоритмами, рассматриваемыми как традиционные (K-Neighbor, SVM, AdaBoost, Random Forest, CART и др.) [9]. Высокая эффективность распараллеливания вычислительного процесса, реализующего алгоритмы работы ГСНС, стимулирует их аппаратную реализацию на ПЛИС [10, 11] и других платформах цифровой обработки сигналов.

Однако исследованиям вопросов эффективности ГСНС в условиях, когда классифицируемые РЛИ сформированы в условиях преднамеренных шумовых помех, на сегодняшний день уделяется недостаточное внимание. В связи с этим для иллюстрации базовых возможностей ГСНС в задаче классификации объектов на зашумленных РЛИ в настоящей работе приведено краткое описание процедуры подготовки данных, архитектуры сети VGG-типа, условий ее обучения и результатов работы. Кроме того, с целью наглядной визуализации представлений, формируемых слоями ГСНС в процессе обучения, показаны примеры входных изображений (шаблонов), обеспечивающих максимальную активацию их фильтров. Эти шаблоны характеризуют классифика-

Описан порядок подготовки обучающих и тестовых данных, приведена структура глубокой сверточной нейронной сети и результаты классификации отметок объектов на радиолокационных изображениях набора MSTAR при различном отношении помеха/сигнал. Приведены изображения шаблонов, обеспечивающие максимальную активацию фильтров сверточных слоев при наличии и отсутствии помех. Сформулирован вывод о справедливости и для радиолокационных изображений общего свойства сверточных нейронных сетей, состоящего в усложнении текстур фильтров более высоких слоев. Показано, что текстурные признаки классификации в условиях помех становятся менее выраженными.

ционные признаки изображений, и дают некоторое представление о том, в виде комбинации каких составляющих описывается представление объекта в слоях обученной ГСНС.

Подготовка обучающих и тестовых наборов данных

В качестве исходных данных использована открытая часть известного набора MSTAR [12], включающего радиолокационные изображения десяти образцов военной техники с разрешением 0,3 м (рис. 1), полученные по результатам съемки авиационной РЛС X-диапазона.

Весь имеющийся набор изображений разбит на обучающий (1923 изображения, угол визирования при съемке 17 градусов), проверочный (891 изображение, угол визирования 17 градусов) и тестовый (2503 изображения, угол визирования 15 градусов) наборы.

Каждое исходное изображение представляет собой массив комплексных отсчетов \hat{I} , размерность которого для объектов разных классов является различной (минимальная составляет 128×128 отсчетов). На начальном этапе подготовки данных осуществляется подавление фона местности на каждом изображении для исключе-

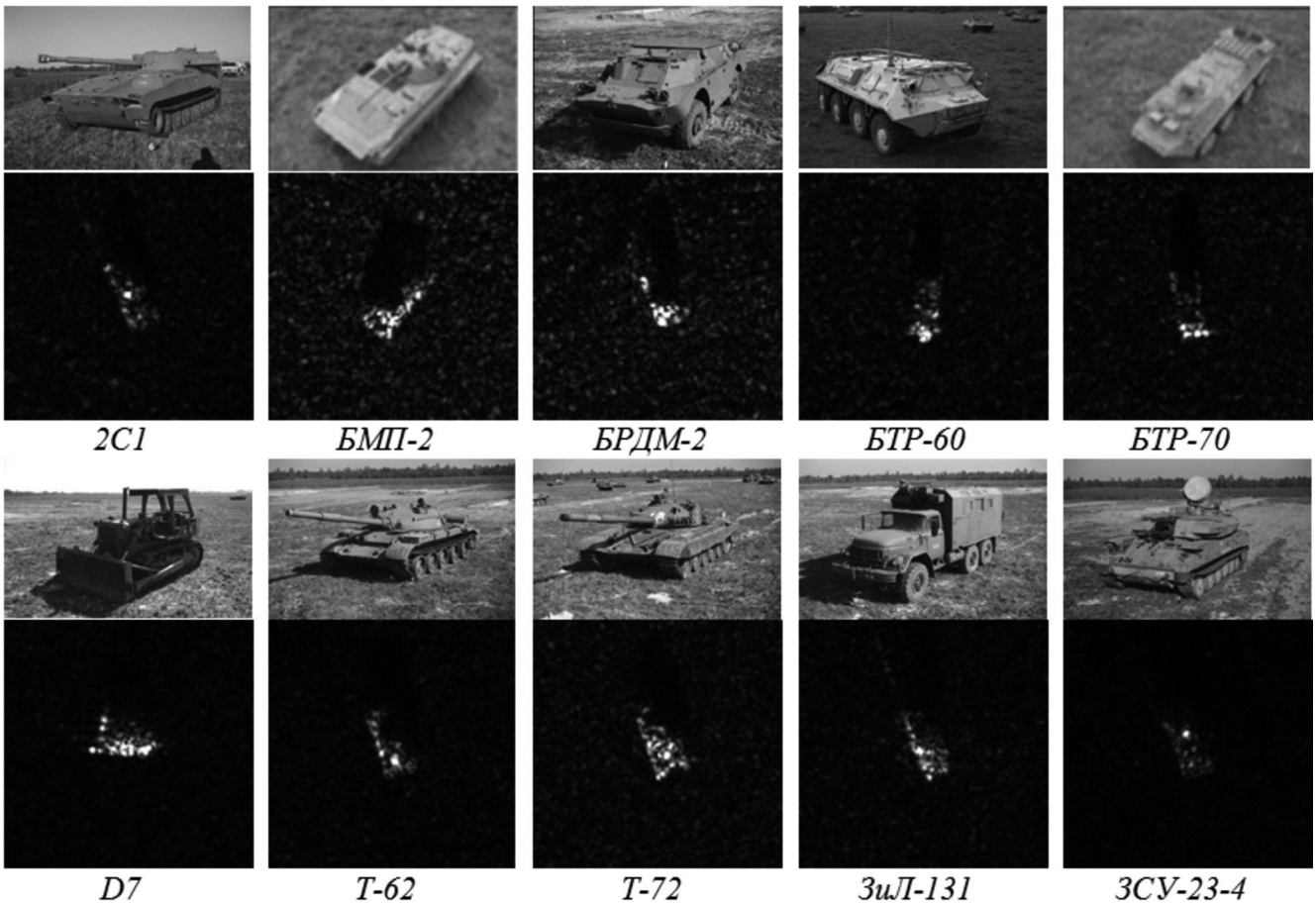


Рис. 1. Оптические и радиолокационные изображения объектов набора MSTAR

ния его влияния на результат работы сети. Так как при отсутствии фона исходная размерность изображений набора MSTAR от 128×128 отсчетов и более является избыточной, на следующем этапе осуществляется ее понижение до 44×44 отсчетов (именно при такой минимальной размерности отметки объектов всех классов полностью помещаются в пределах кадра изображения).

Результат воздействия шумовой помехи представляется как помеховое изображение в виде матрицы комплексных некоррелированных значений $\hat{\eta} = \eta_c + j\eta_s$ размерностью 44×44, при этом элементы матриц действительной η_c и мнимой η_s частей распределены по гауссовскому закону с нулевым средним и единичной дисперсией.

Для обеспечения соответствия корреляционных характеристик сигнального и помехового изображений над матрицами $\hat{\mathbf{I}}$ и $\hat{\eta}$ осуществляется процедура пространственной фильтрации

$$\begin{aligned} \hat{I}_{ij} &= \sum_{m=1}^N \sum_{n=1}^N \hat{I}_{mn} G(m-i, n-j); \\ \hat{\eta}_{ij} &= \sum_{m=1}^N \sum_{n=1}^N \hat{\eta}_{mn} G(m-i, n-j), \end{aligned} \quad (1)$$

где $G(m, n) = \exp\left(-\frac{m^2 + n^2}{2}\right)$ – матрица весовых коэффициентов пространственного фильтра.

Полученные сигнальные и помеховые изображения поэлементно (попиксельно) суммируются с последующим вычислением амплитуд отсчетов

$$I_{ij} = \left| \hat{I}_{ij} + k\hat{\eta}_{ij} \right|, \quad (2)$$

где $k = \frac{M\{|\hat{\mathbf{I}}| > 0\}q}{\sqrt{D\{\hat{\eta}\}} \sqrt{\pi}}$; $\{|\hat{\mathbf{I}}| > 0\}$ – оценка среднего значения амплитуд ненулевых отсчетов сигнального изображения $\hat{\mathbf{I}}$; q – требуемое отношение помеха/сигнал на РЛИ; $D\{\hat{\eta}\}$ – оценка дисперсии элементов матрицы $\hat{\eta}$ после фильтрации (1).

На заключительном этапе изображение (2) преобразуется в целочисленный беззнаковый восьмибитный формат в соответствии с правилом

$$I_{ij} = \begin{cases} \bar{I}_{ij}, & \bar{I}_{ij} \leq 2^8 \\ 2^8, & \bar{I}_{ij} > 2^8 \end{cases}, \quad (3)$$

где $\bar{I}_{ij} = \text{int}\left\{2^9 \times \frac{I_{ij} - I_{\min}}{I_{\max}}\right\}$; $I_{\max} = \max\{\mathbf{I}\}$ и

$I_{\min} = \min\{\mathbf{I}\}$ – максимальная и минимальная амплитуды отсчетов соответственно.

Сформированные изображения сохраняются в отдельных файлах. После загрузки данных из них и перед подачей на вход нейронной сети целочисленные значения диапазона [0;255] преобразуются в вещественные значения диапазона [0;1] путем деления на 255.

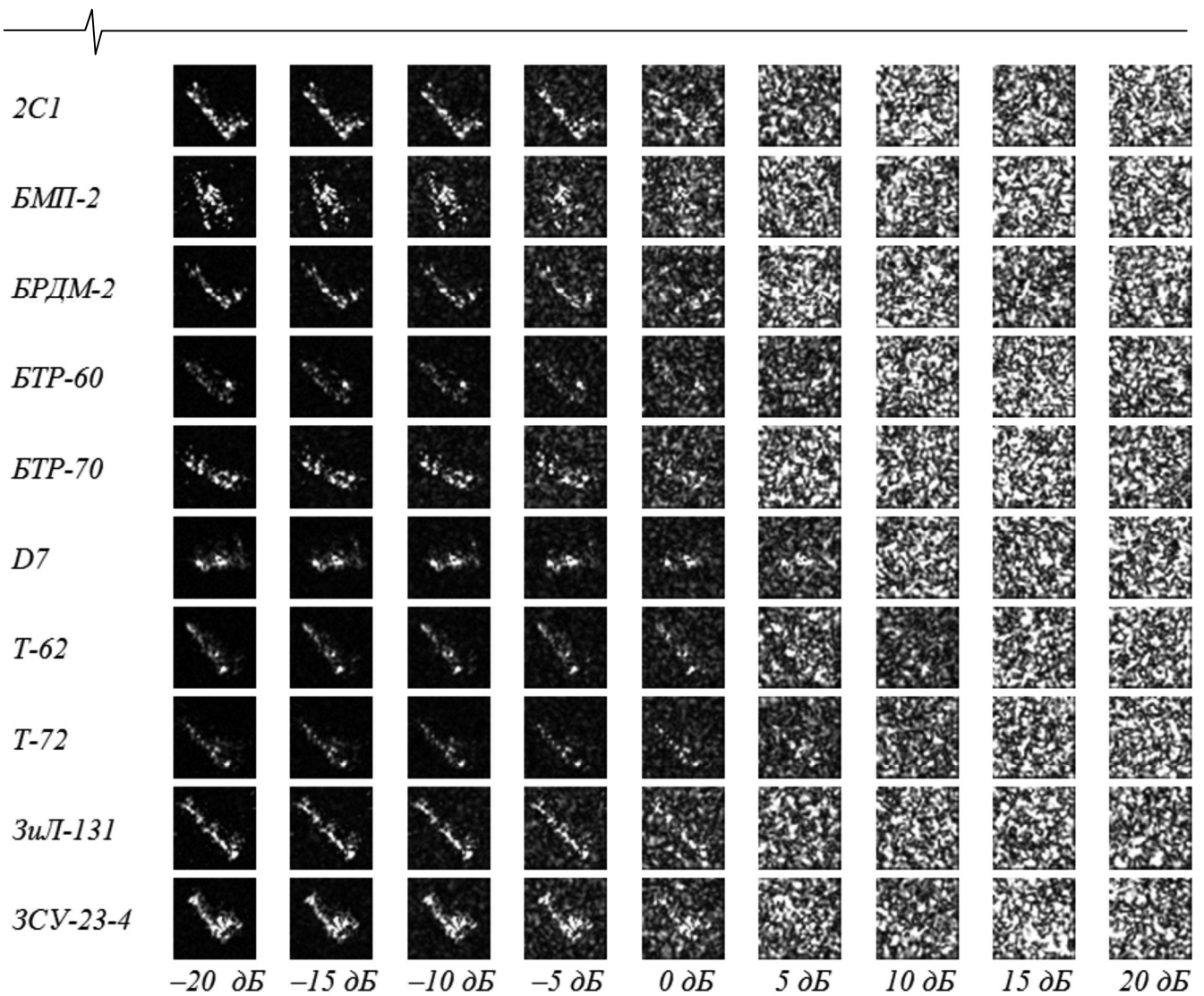


Рис. 2. Примеры изображений обучающих наборов изображений при различном отношении помеха/сигнал

Примеры изображений обучающих наборов, сформированных при $q = -20; -15; -10; -5; 0; 5; 10; 15; 20$ дБ, приведены на рис. 2.

Архитектура глубокой сверточной нейронной сети и результаты ее обучения

Разработка и обучение сети, для которой далее в работе принято обозначение C-CNN (Custom Convolutional Neural Network), осуществлялось с использованием фреймворка TensorFlow 2.0 и библиотеки Keras [13]. Архитектура C-CNN (рис. 3) включает четыре пары сверточных слоев (Convolution Layers) с одинаковыми ядрами 3×3 , единичным шагом свертки и количеством фильтров 32, 64, 128 и 256 в каждой паре соответственно. После каждой пары включены слои подвыборки (MaxPooling) 2×2 . Классификатор включает полносвязный входной слой на 4096 входов и 256 выходов, слой 50-процентного прореживания (Dropout) и выходной слой с 10 выходами по числу классов объектов. В качестве функции активации сверточных слоев и входного слоя классификатора используется кусочно-линейная (ReLU).

В беспомеховой обстановке сеть C-CNN на тестовом наборе продемонстрировала точность классификации 97,91 %, т.е. из 2503 изображений неверно распознала 52.

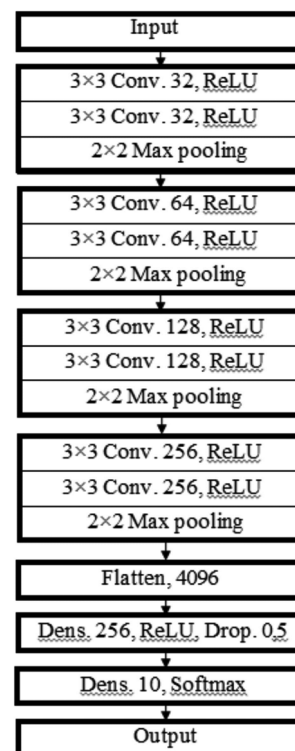


Рис. 3. Архитектура GCHC C-CNN

Точности классификации при различных отношениях помеха/сигнал на обучающем и тестовом наборах

Обучающий набор	Тестовый набор (отношение помеха/сигнал)									
	б/п	-20	-15	-10	-5	0	5	10	15	20
б/п	97,91	27,8	19,31	13,42	11,22	10,93	10,97	10,97	10,93	10,93
-20	97,47	97,79	73,59	34,85	17,74	11,81	11,01	10,97	10,93	10,93
-15	88,50	94,67	96,59	76,64	22,11	11,25	10,97	10,93	10,97	10,89
-10	59,61	65,10	85,01	96,23	49,27	17,18	10,37	08,57	07,93	07,53
-5	49,31	49,43	51,04	67,74	93,18	27,20	08,73	07,73	07,81	07,77
0	40,10	40,14	39,98	41,06	51,88	86,13	20,91	09,77	08,61	09,09
5	26,60	26,76	26,84	27,20	30,32	39,70	55,01	14,66	09,33	09,01
10	13,42	13,58	13,74	14,62	16,50	19,07	24,67	27,44	14,78	11,73
15	10,81	10,97	10,93	10,97	10,93	10,97	13,18	13,98	13,18	11,21
20	10,97	10,85	10,93	10,93	10,93	10,93	10,97	10,93	10,93	10,93

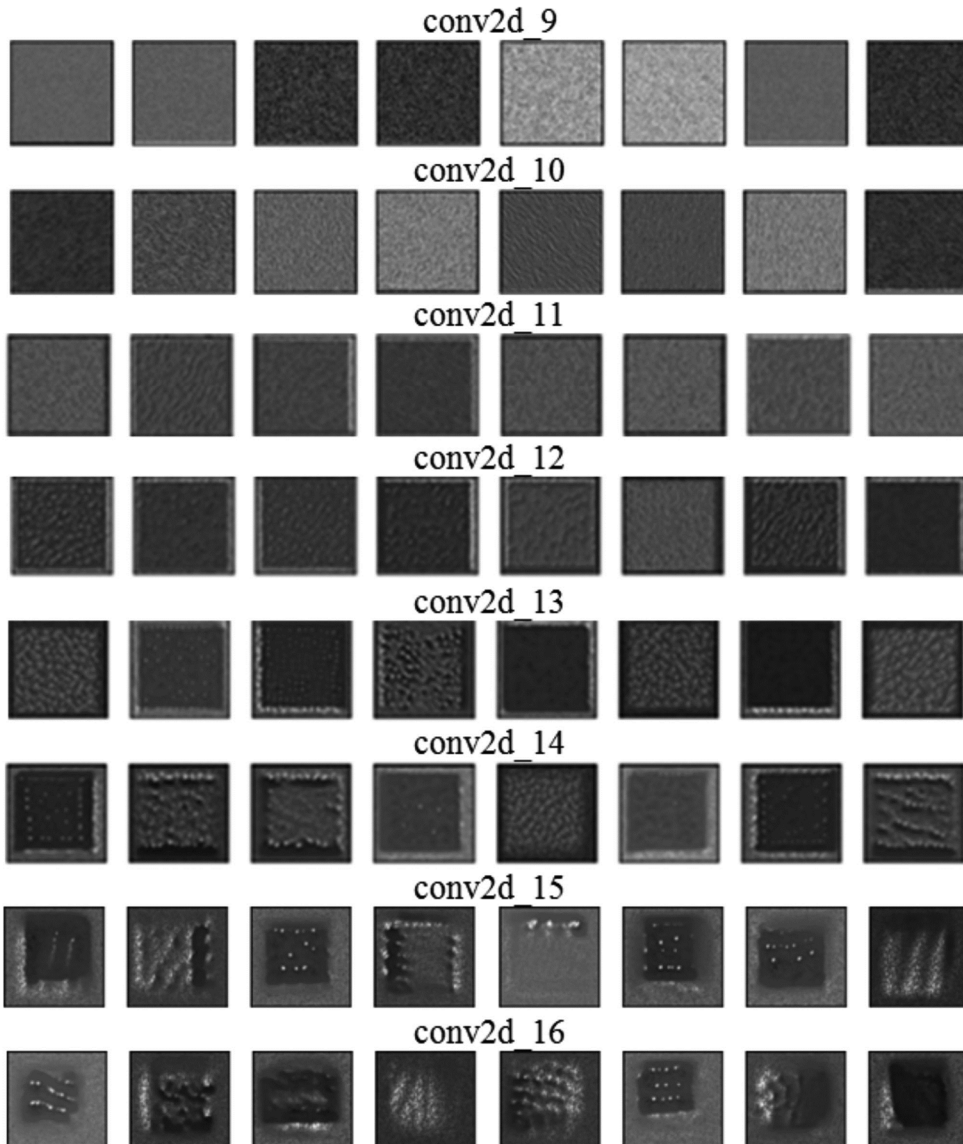


Рис. 4. Входные изображения, обеспечивающие максимальную активацию фильтров сверточных слоев

Далее сеть C-CNN обучалась на всех наборах зашумленных изображений по отдельности, для каждого полученного набора весов проводилось тестирование при всех отношениях помеха/сигнал. Достигнутые значения точности классификации приведены в таблице.

На рис. 4 показаны входные изображения (шаблоны), обеспечивающие максимальную активацию фильтров сверточных слоев (по восемь для каждого слоя) сети,

обученной в беспомеховой обстановке. Для их получения использовался метод градиентного восхождения в пространстве входов, описанный в [13].

Видно, что в более высоких слоях фильтры начинают описывать все более сложные текстурные признаки, что вообще является типичным для сверточных сетей [13]. При этом отчетливо видна характерная рамка по периметру изображений, особенно для фильтров высо-

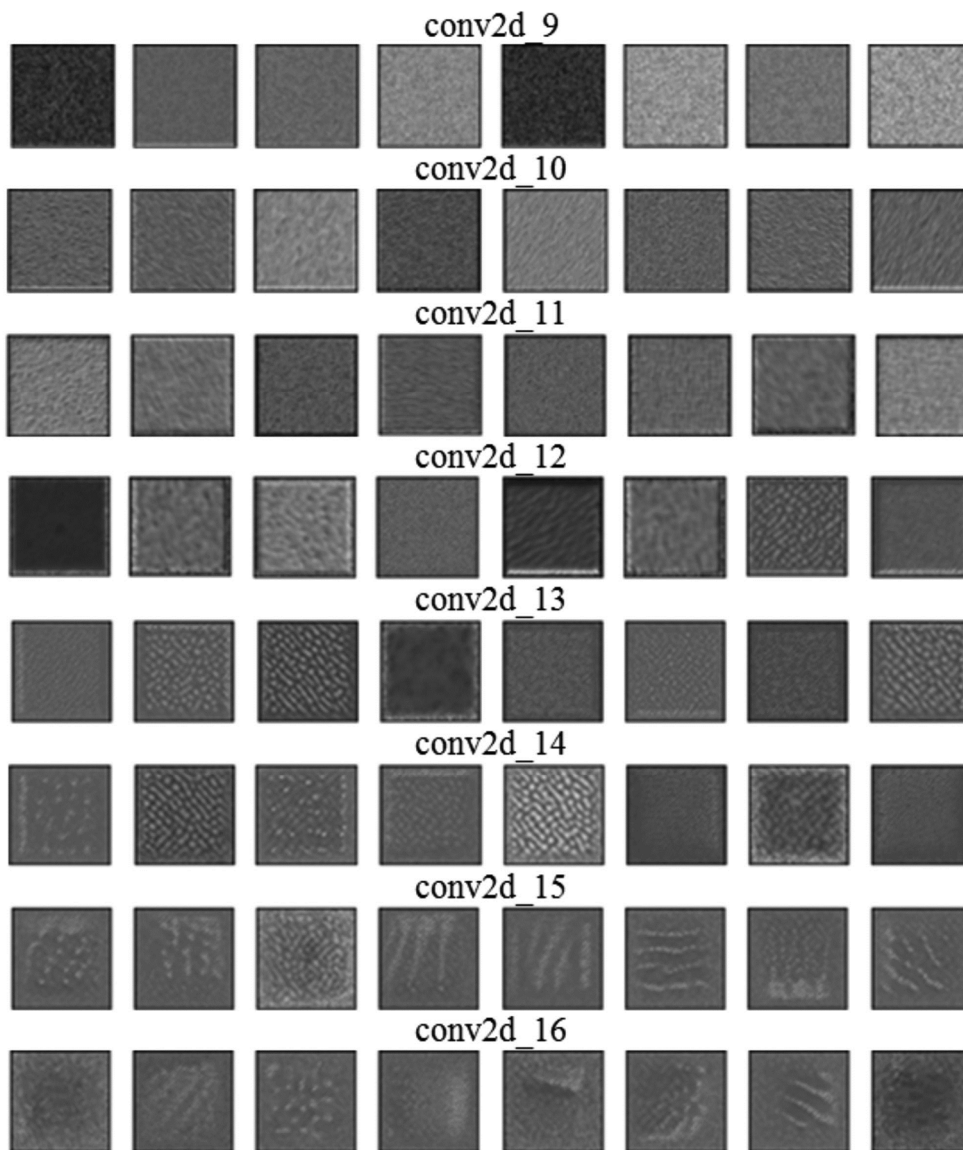


Рис. 5. Шаблоны, обеспечивающие максимальную активацию фильтров сверточных слоев при отношении помеха/сигнал 0 дБ

ких слоев. Это, по всей видимости, объясняется использованием выбранного приема расширения данных (случайного смещения изображений на 1-5 пикселей по вертикали и горизонтали), приведшего к тому, что края изображений практически не определяют активацию фильтров и не являются информативными для сети.

Фильтры первых слоев (conv2d_9...conv2d_12) кодируют простые направленные контуры. Фильтры conv2d_13 и conv2d_14 кодируют сочетания направленных контуров и зернистой текстуры, обусловленной спекл-эффектом, типичным для РЛИ. Фильтры conv2d_15 и conv2d_16 кодируют наиболее сложные текстурные признаки, практически неинформативные для восприятия человеком, но, по всей видимости, позволяющие представить изображения объектов в виде их суперпозиции.

На рис. 5 показаны входные изображения, обеспечивающие максимальную активацию фильтров сверточных слоев (по восемь для каждого слоя) сети С-CNN, обученной на наборе изображений с отношением помеха/сигнал 0 дБ.

Из сравнения шаблонов на рис. 4 и 5 видно, что в

условиях помех разнообразие текстурных признаков в более высоких слоях стало гораздо меньшим, а сами шаблоны – более однородными.

Заключение

Таким образом, применение ГСНС в задаче классификации РЛИ объектов военной техники продемонстрировало высокую, порядка 98 %, точность. Такое значение является практически недостижимым при использовании традиционных (не нейросетевых) алгоритмов. Также, как и в случае ГСНС, обученных на наборах оптических изображений, более высокие слои выделяют более сложные текстурные признаки. Уменьшение разнообразия текстурных признаков в условиях помех свидетельствует о снижении чувствительности сети к особенностям конкретного набора изображений.

Влияние шумовых помех вполне ожидаемо проявляется в снижении точности классификации отметок объектов на РЛИ. Ее максимальное значение в беспомеховой обстановке составило 97,91%, при уровне помехи, сопоставимом со средним уровнем отметок объектов ($q = 0$ дБ) она остается достаточно высокой – 86,13 %,

но при дальнейшем увеличении отношения помеха/сигнал резко снижается. Так, при $q = 5$ дБ правильная работа сети наблюдается примерно в половине случаев (55,01 %), а при $q = 15$ дБ и более – сводится к простому угадыванию (для десятиальтернативной классификации точность составляет порядка 10 %).

Все же следует отметить, что даже при $q = 0$ дБ, когда визуальное дешифрирование отметок представляется практически невозможным (рис. 2), сеть демонстрирует высокие результаты, что свидетельствует об эффективности применения технологий глубокого обучения в этой задаче.

Литература

1. Zhu X., Montazeri S., Ali M., Hua Yu., Wang Yu., Mou L., Shi Yi., Xu F., Bamler R. Deep Learning Meets SAR. arXiv:2006.10027v2 [eess.IV] 5 Jan 2021.
2. Wang H., Chen S., Xu F., Jin Y.-Q. Application of Deep-Learning Algorithms to MSTAR Data. 2015 IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium (IGARSS), 2015, pp. 3743-3745. DOI: 10.1109/IGARSS.2015.7326637.
3. Chen S., Wang H., Xu F., Jin Y.-Q. Target Classification Using the Deep Convolutional Networks for SAR Images. IEEE Transaction Geoscience and Remote Sensing, 2016, vol. 54, no. 8, pp. 4806-4817. DOI: 10.1109/TGRS.2016.2551720.
4. Anas H., Majdoulayne H., Chaimae A., Nabil S.M. Deep Learning for SAR Image Classification. 2020. DOI: 10.1007/978-3-030-29516-5_67.
5. Chen S., Wang H. SAR Target Recognition Based on Deep Learning. 2014 International Conference on Data Science and Advanced Analytics (DSAA), 2014, pp. 541-547. DOI: 10.1109/DSAA.2014.7058124.
6. Coman C., Thaens R. A Deep Learning SAR Target Classification Experiment on MSTAR Dataset. 2018 19th International Radar Symposium (IRS), 2018, pp. 1-6. DOI: 10.23919/IRS.2018.8448048.
7. Furukawa H. Deep Learning for End-to-End Automatic Target Recognition from Synthetic Aperture Radar Imagery. arXiv:1801.08558v1 [cs.CV] 25 Jan 2018.
8. Profeta A., Rodriguez A., Clouse H.S. Convolutional Neural Networks for Synthetic Aperture Radar Classification. Proc. SPIE 9843, Algorithms for Synthetic Aperture Radar Imagery XXIII, 98430M (14 May 2016). <https://doi.org/10.1117/12.2225934>.
9. Бородинов А.А., Мясников В.В. Сравнение алгоритмов классификации радарных изображений при различных методах предобработки на примере базы MSTAR. IV Международная конференция и молодежная школа «Информационные технологии и нанотехнологии» (ИТНТ-2018).
10. Zhang C., Li P., Sun G., Guan Y., Xiao B., Cong J. Optimizing FPGA-based accelerator design for deep convolutional neural networks. Proceedings of the 2015 ACM/SIGDA International Symposium on Field Programmable Gate Arrays, 2015, pp. 161-170. DOI: 10.1145/2684746.2689060.
11. Зоев И.В., Марков Н.Г., Береснев А.П., Ягунов Т.А. Аппаратная реализация на ПЛИС сверточных нейронных сетей для распознавания объектов на изображениях. GraphiCon, 2018. С. 200-203.
12. <https://www.sdms.afrl.af.mil/index.php?collection=mstar>.
13. Шолле Ф. Глубокое обучение на Python. СПб: Питер, 2018. 400 с.

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 250 экз.

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

Планируемые сроки издания отдельных номеров журнала:

- № 1 март 2022 г. Тематический выпуск: «ЦОС в инфокоммуникационных системах».
- № 2 июль 2022 г. Тематический выпуск по материалам 24-й Международной научно-технической конференции «Цифровая обработка сигналов и ее применение-DSPA».
- № 3 сентябрь 2022 г. Тематический выпуск: «Цифровая обработка изображений».
- № 4 декабрь 2022 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

ПЕРЕДИСКРЕТИЗАЦИЯ КОНТУРОВ ЦИФРОВЫХ ИЗОБРАЖЕНИЙ ОБЪЕКТОВ

Охотников С.А., к.т.н., доцент, доцент кафедры радиотехнических и медико-биологических систем Поволжского государственного технологического университета, Йошкар-Ола, e-mail: OhotnikovSA@volgatech.net
Хафизов Д.Г., к.т.н., доцент, доцент кафедры радиотехнических и медико-биологических систем Поволжского государственного технологического университета, Йошкар-Ола, e-mail: HafizovDG@volgatech.net
Егошина И.Л., д.т.н., профессор, профессор кафедры радиотехнических и медико-биологических систем Поволжского государственного технологического университета, Йошкар-Ола, e-mail: EgoshinaIL@volgatech.net
Хафизов Р.Г., д.т.н., профессор, профессор кафедры радиотехнических и медико-биологических систем Поволжского государственного технологического университета, Йошкар-Ола, e-mail: HafizovRG@volgatech.net

REDISCRETIZATION THE CONTOURS OF DIGITAL IMAGES OF OBJECTS

Okhotnikov S.A., Khafizov D.G., Egoshina I.L., Khafizov R.G.

The study showed that high-quality rediscretization of image contours is possible when using the method that retains the spectrum shape of an object image. It was obtained that the maximum contour spectrum consistency method provides the normalized scalar product value close to the normalized scalar product value of the initial continuous contours. In addition, when the dimensions are lowered, the normalized scalar product value is higher than when rediscretizing with increasing dimensions.

Key words: rediscretization, equalization, spectrum shape consistency, alignment of the contour dimensions.

Ключевые слова: передискретизация, эквализация, сохранение формы спектра, выравнивание размерности контура.

Введение и постановка задачи

Одним из методов обработки изображений является метод контурного анализа [1]. Размерности наблюдаемых и эталонных изображений, хранящихся в памяти устройств обработки, как правило, различаются. Это обусловлено тем, что условия формирования наблюдаемого изображения объекта могут быть различны (дальность до объекта, пространственная угловая ориентация и т.п.). Как следствие, контуры изображений одних и тех же объектов так же могут различаться (рис. 1). Таким образом, для выравнивания размерностей контуров изображений объектов требуется проведение передискретизации.

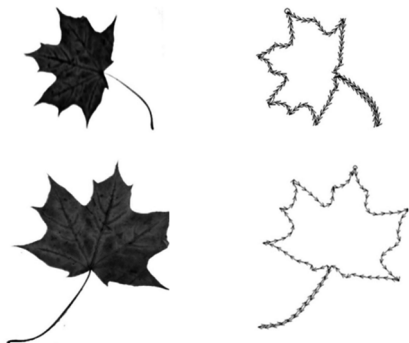


Рис. 1. Изображения и их контуры, полученные при разных условиях формирования

Вопросы передискретизации сигналов и изображений решаются в различных практических приложениях [2-8], в том числе и для контуров изображений [9]. Целью данной работы является исследование эффективности методов выравнивания размерности контуров

Показано, что качественная передискретизация контуров изображений возможна при использовании метода, сохраняющего форму спектра контура изображения объекта. Получено, что метод максимального сохранения спектра контура обеспечивает значение нормированного скалярного произведения контуров близкое к значению нормированного скалярного произведения исходных непрерывных контуров. Кроме того, значение нормированного скалярного произведения контуров при понижении размерности выше, чем при передискретизации с повышением размерности.

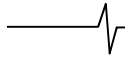
изображений путём их передискретизации.

В работе [9] предложено не только сами контуры изображений объектов, но и их спектры, корреляционные функции и характеристики контурных фильтров представлять в виде контуров на комплексной плоскости. По введенному в ОЗУ изображению естественным образом формируется контур в виде последовательности элементарных векторов (ЭВ). При полигональном представлении контур $\Gamma = \{\gamma(n)\}$ определяется последовательностью из s комплексных чисел $\gamma(n) = \gamma_1(n) + i\gamma_2(n)$, $n = 0, 1, \dots, s-1$. Однако при переходе от стандартного кода к полигональному изменяется спектр контура, что приводит к искажению формы изображения объекта [9].

Методы выравнивания размерности контуров изображений объектов

В работе [9] предложена процедура изменения размерности контура (эквализация контура). Данная процедура основана на делении исходного контура $\Gamma = \{\gamma(n)\}$, $n = 0, 1, \dots, s-1$ на заданное количество p одинаковых по длине отрезков. Концы полученных отрезков соединяются векторами $\varepsilon(r)$ эквализованного контура $E = \{\varepsilon(r)\}$, $r = 0, 1, \dots, p-1$. При этом эквализованный контур $E = \{\varepsilon(r)\}$ характеризуется следующим свойством:

– концы и начала векторов $\varepsilon(r)$ принадлежат линии исходного контура Γ ;



- начало вектора $\varepsilon(0)$ совпадает с концом вектора $\varepsilon(p-1)$;
- модули всех ЭВ $\varepsilon(r)$ примерно одинаковы.

Эквализация контуров позволяет привести размерность s анализируемого контура к заданному значению размерности p . На рис. 2, *b* представлен контур, полученный путем эквализации контура, показанного на рис. 2, *a*, для размерности $p = 10$.

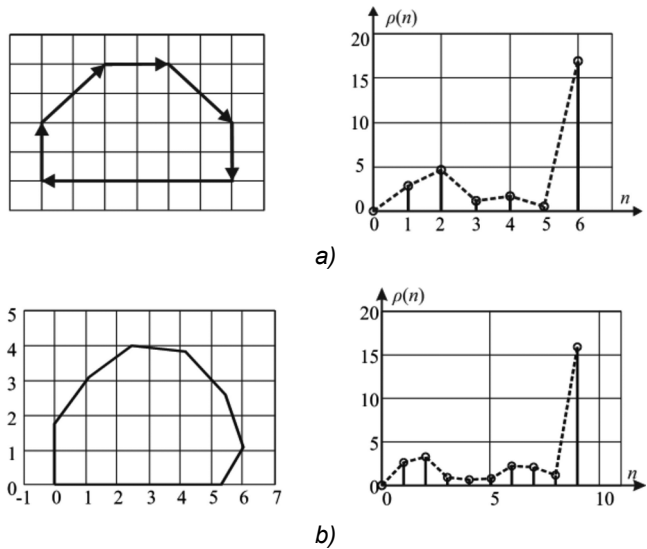


Рис. 2. Изменение размерности контура методом эквализации:
a – исходный контур и его амплитудный спектр,
b – контур, полученный в результате эквализации,
 и его амплитудный спектр

Как правило, преобразование контура, связанного с изменением размерности, приводит к изменению его спектра. Как показано в работах [10], качественную передискретизацию можно получить при использовании методов, максимально сохраняющих форму спектра сигнала. Рассмотрим применительно к контурам изображений метод, основанный на принципе максимального сохранения спектра контура и построенный по схеме «интерполяция – фильтрация – прореживание».

Пусть задан контур $\Gamma = \{\gamma(n)\}$ в виде последовательности из s комплексных чисел $\gamma(n)$, $n = 0, 1, \dots, s-1$. Требуется «растянуть» контур от s векторов до p векторов, т.е. в s/p раз. Данная операция выполняется в 3 этапа. Первый этап заключается в интерполяции нулями, при этом увеличивается размерность контура в p раз. Для этого умножаем ЭВ контура $\Gamma = \{\gamma(n)\}$ на p . После каждого ЭВ контура добавляем $(p-1)$ нулей:

$$\Gamma = \left\{ p\gamma(0), \underbrace{0, 0, \dots, 0}_{p-1}, p\gamma(1), \underbrace{0, 0, \dots, 0}_{p-1}, \dots, p\gamma(s-1), \underbrace{0, 0, \dots, 0}_{p-1} \right\}.$$

Такая процедура приводит к расширению спектра контура в p раз. При этом спектр представляет собой периодическое повторение копий спектра исходного контура.

Второй этап представляет собой низкочастотную фильтрацию полученного контура. Частота среза контурного ФНЧ должна быть равна $s/2$, что позволит исключить повторение копий спектра исходного контура. В результате будет получен контур, который в p раз длиннее исходного, но сохранивший форму спектра исходного контура.

На третьем этапе требуется уменьшить длину контура в s раз. Выбираем из контура каждый s -й отсчет $\gamma(ms)$, $m = 0, 1, \dots, p-1$. На рис. 3 представлен пример передискретизации контура, показанного на рис. 2, *a*.

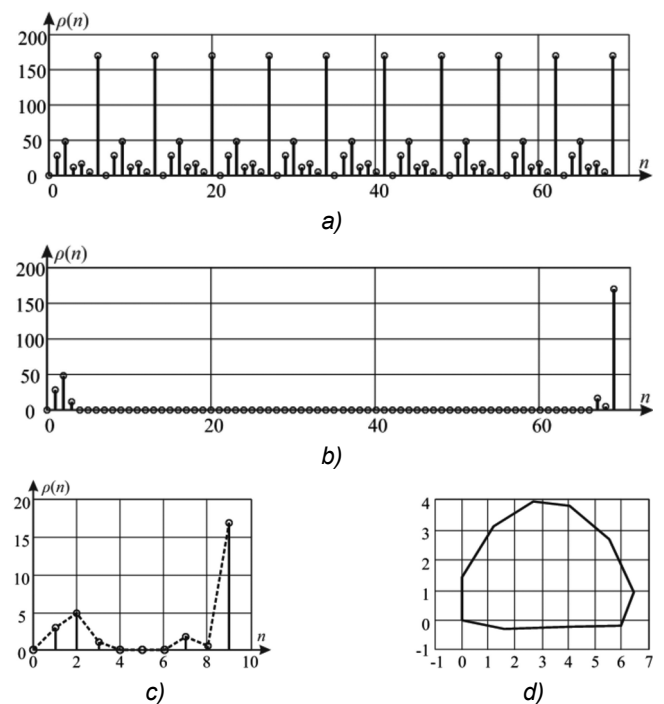


Рис. 3. Передискретизация контура: *a* – амплитудный спектр контура с интерполяцией нулями,
b – амплитудный спектр контура после контурного ФНЧ,
c – амплитудный спектр передискретизированного контура (амплитудный спектр контура после передискретизации),
d – контур с размерностью $p = 10$

Для выравнивания размерностей контуров может быть использован метод представления дискретного контура в виде непрерывного контура [11]. При этом дискретный контур $\Gamma = \{\gamma(n)\}$, $n = 0, 1, \dots, s-1$, может быть представлен в виде непрерывного контура $X = \{\chi(l), l \in [0, 2\pi)\}$, например, с помощью сплайн-аппроксимации. Однако данный метод является более трудоемким, т.к. требует проведения процедуры аппроксимации кубическим сплайном.

Оценка эффективности методов передискретизации

Рассмотрим непрерывные контуры изображений объектов $X = \{\chi(l)$ и $Y = \{\psi(l)\}$, $l \in [0, 2\pi)$ (рис. 4) [11,12].

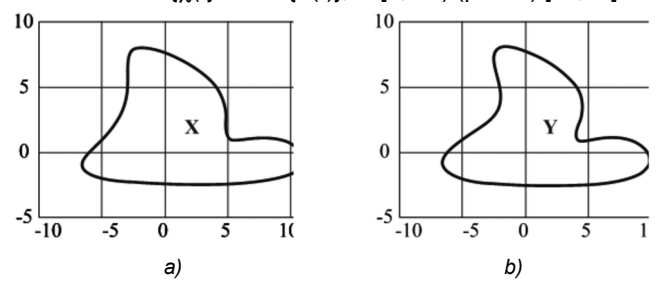


Рис. 4. Непрерывные контуры X и Y

Нормированное скалярное произведение (НСП) непрерывных контуров X и Y, определяемое как:

$$\eta_{X,Y} = \frac{(X, Y)}{\|X\| \|Y\|} = \frac{1}{\|X\| \|Y\|} \int_0^{2\pi} \chi(l) \psi^*(l) dl,$$

где $\|X\| = \sqrt{\int_0^{2\pi} |\chi(l)|^2 dl}$ и $\|Y\| = \sqrt{\int_0^{2\pi} |\nu(l)|^2 dl}$ – нормы контуров X и Y соответственно, равно 0,997, что свидетельствует о большом сходстве форм изображений объектов, задаваемых контурами X и Y . Произведем процедуру дискретизации непрерывных контуров X и Y [13]. При этом контур X дискретизируем с размерностью $k = 7$, а контур Y – $k = 15$. В результате дискретизации контура X получим контур $\Gamma = \{\gamma(n)\}$, $n = 0, 1, \dots, 6$, (рис. 5,а), из контура Y получим контур $N = \{\nu(n)\}$, $n = 0, 1, \dots, 14$ (рис. 5,б):

$\Gamma = \{-15,082-0,397i; 0,494+3,534i; 1,497+4,676i; 3,564+1,149i; 4,234-5,1i; 2,784-1,156i; 2,51-2,707i\}$,
 $N = \{-6,978+0,576i; -1,578+1,515i; 1,867+1,674i; 2,033+1,416i; 0,65+2,004i; -0,483+2,529i; 1,487+0,838i; 3,675-1,662i; 1,786-2,68i; -0,445-2,204i; 0,812-0,541i; 2,518+0,218i; 2,245-1,111i; -1,032-1,819i; -6,556-0,752i\}$.

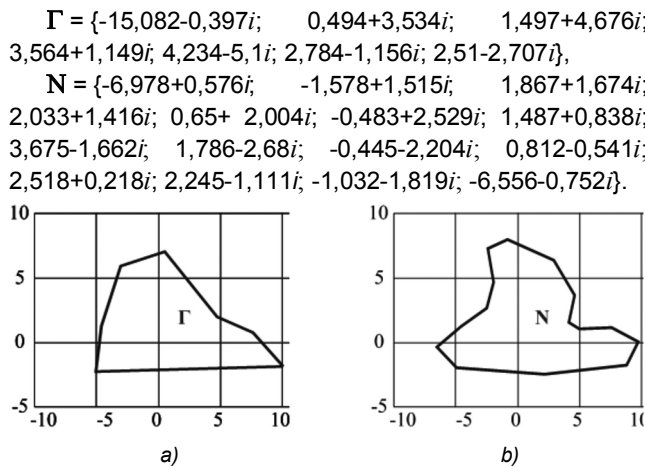


Рис. 5. Контур Γ (а) и N (б), полученный в результате дискретизации контуров X и Y с размерностями 7 и 15 соответственно

Произведем передискретизацию контура Γ , изменив размерность с $k = 7$ до $p = 15$, используя методы эквализации и максимального сохранения спектра контура. В результате получаем контуры $\Gamma_{\gamma-7-15}$ и $\Gamma_{\text{мсск-7-15}}$ соответственно (рис. 6):

$\Gamma_{\gamma-7-15} = \{-2,709-0,071i; -2,709-0,071i; -2,709-0,071i; -2,709-0,071i; -2,709-0,071i; -1,375+1,12i; 0,427+2,672i; 0,826+2,58i; 1,358+2,05i; 2,579+0,831i; 1,797-1,856i; 1,731-2,085i; 2,097-1,588i; 2,263-1,383i; 1,842-1,987i\}$,
 $\Gamma_{\text{мсск-7-15}} = \{-7,038-0,185i; -4,914+1,004i; -0,334+1,608i; 2,112+1,828i; 1,201+2,109i; -0,11+2,166i; 0,785+1,258i; 2,706-0,571i; 2,865-2,116i; 1,182-2,236i; 0,406-1,208i; 1,847-0,41i; 2,96-0,665i; 0,601-1,335i; -4,268-1,248i\}$.

В результате передискретизации контура Γ размерности контуров $\Gamma_{\gamma-7-15}$ и $\Gamma_{\text{мсск-7-15}}$ и контура N выравнены. НСП контуров, представленных в дискретном виде, определяются как:

$$\eta_{\Gamma_{\gamma-7-15}, N} = \frac{(\Gamma_{\gamma-7-15}, N)}{\|\Gamma_{\gamma-7-15}\| \|N\|} = \frac{1}{\|\Gamma_{\gamma-7-15}\| \|N\|} \sum_{n=0}^{14} \gamma_{\gamma-7-15}(n) \nu^*(n),$$

$$\eta_{\Gamma_{\text{мсск-7-15}}, N} = \frac{(\Gamma_{\text{мсск-7-15}}, N)}{\|\Gamma_{\text{мсск-7-15}}\| \|N\|} = \frac{1}{\|\Gamma_{\text{мсск-7-15}}\| \|N\|} \sum_{n=0}^{14} \gamma_{\text{мсск-7-15}}(n) \nu^*(n),$$

где $\|N\| = \sqrt{\sum_{n=0}^{14} |\nu(n)|^2}$, $\|\Gamma_{\text{мсск-7-15}}\| = \sqrt{\sum_{n=0}^{14} |\gamma_{\text{мсск-7-15}}(n)|^2}$ и $\|\Gamma_{\gamma-7-15}\| = \sqrt{\sum_{n=0}^{14} |\gamma_{\gamma-7-15}(n)|^2}$ – нормы контуров N ,

$\Gamma_{\text{мсск-7-15}}$ и $\Gamma_{\gamma-7-15}$ соответственно. Значения НСП в этом случае равны 0,474 и 0,916 соответственно. Таким образом в результате применения метода максимального сохранения спектра контура, получаем значение НСП контуров $\Gamma_{\text{мсск-7-15}}$ и N , наиболее близкое к значению НСП исходных непрерывных контуров X и Y .

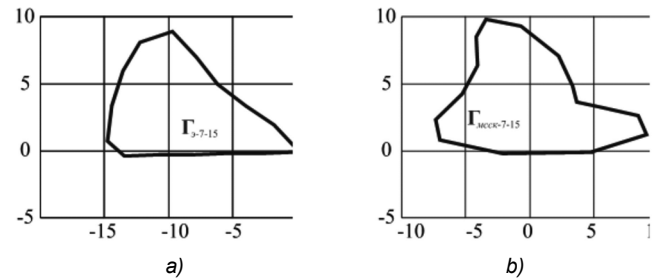


Рис. 6. Контур Γ , полученный в результате передискретизации с размерности 7 до 15 методом: а – эквализации, б – максимального сохранения спектра контура

Далее произведем передискретизацию контура N с понижением размерности, т.е. изменим размерность с $k = 15$ до $p = 7$, аналогично используя методы эквализации и максимального сохранения спектра контура. Получаем контуры $N_{\gamma-15-7}$ и $N_{\text{мсск-15-7}}$ соответственно (рис. 7):

$N_{\gamma-15-7} = \{-6,373+0,526i; 0,581+3,863i; 1,589+5,486i; 5,421-1,803i; 2,537-4,527i; 2,599-2,816i; -6,353-0,728i\}$,
 $N_{\text{мсск-15-7}} = \{-14,952+1,234i; 4,359+3,497i; 0,313+4,883i; 5,95-0,698i; 0,29-5,537i; 4,717+0,532i; -0,704-3,961i\}$.

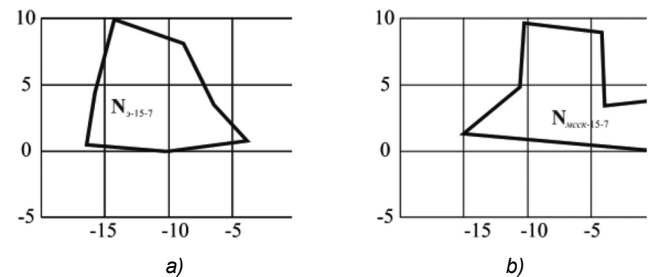


Рис. 7. Контур N , полученный в результате передискретизации с размерности 15 до 7 методом: а – эквализации, б – максимального сохранения спектра контура

В результате передискретизации контура N размерности контуров $N_{\gamma-15-7}$ и $N_{\text{мсск-15-7}}$ и контура Γ выравнены. НСП контуров $N_{\gamma-15-7}$ и Γ и $N_{\text{мсск-15-7}}$ и Γ в этом случае равны 0,727 и 0,935 соответственно. Значения НСП в данном эксперименте с понижением размерности выше, чем при передискретизации с повышением размерности независимо от используемого метода. При этом в результате применения метода максимального сохранения спектра контура также получаем значение НСП контуров $N_{\text{мсск-15-7}}$ и Γ ближе к значению НСП исходных непрерывных контуров X и Y .

В следующем эксперименте произведем восстановление непрерывных контуров после процедуры передискре-

тизации с понижением и повышением размерностей. На рис. 8 представлены полученные непрерывные контуры.

НСП непрерывных контуров, полученных из дискретных контуров Γ_{9-7-15} и $\Gamma_{мскк-7-15}$, с непрерывным контуром Y равно 0,669 и 0,769 соответственно, а НСП непрерывных контуров, полученных из дискретных контуров N_{9-15-7} и $N_{мскк-15-7}$, с непрерывным контуром X равно 0,804 и 0,585 соответственно.

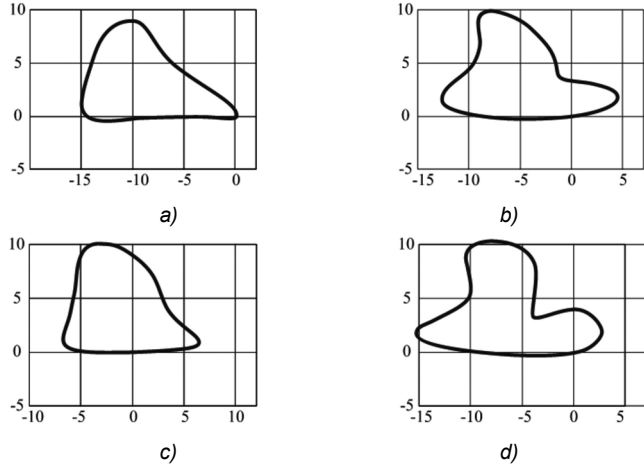


Рис. 8. Восстановленные непрерывные контуры, полученные из дискретных контуров:

$a - \Gamma_{9-7-15}$, $b - \Gamma_{мскк-7-15}$, $c - N_{9-15-7}$, $d - N_{мскк-15-7}$

Дискретизируем непрерывные контуры X и Y с одинаковыми размерностями $k = 7$ и $k = 15$. Для контуров N_7 (рис. 9, б) и Γ_{15} (рис. 9, с) получим:

$N_7 = (-14,015-0,402i; 0,617+3,395i; 2,213+3,967i; 2,68+2,132i; 3,717-5,264i; 2,307-1,124i; 2,481-2,703i)$,

$\Gamma_{15} = (-7,492+0,544i; -1,542+1,383i; 1,781+1,865i; 1,373+2,081i; 0,398+2,243i; 0,123+1,943i; 1,91+0,35i; 3,579-1,625i; 2,017-2,575i; 0,179-2,224i; 1,079-0,562i; 2,433+0,226i; 2,296-1,117i; -1,056-1,817i; -7,079-0,717i)$.

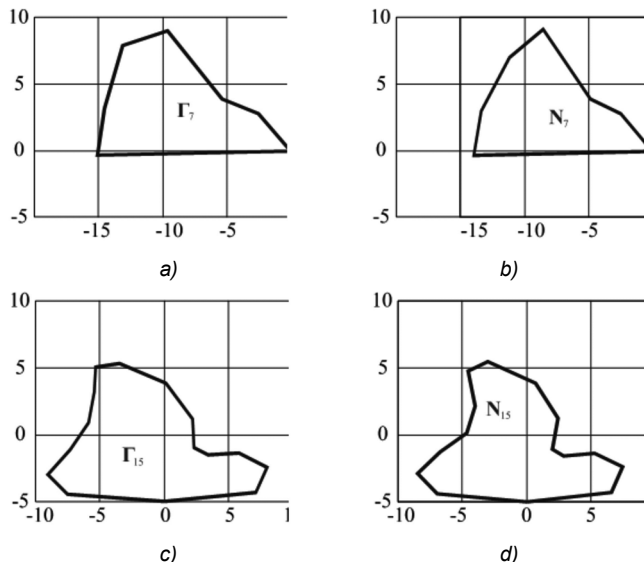


Рис. 9. Дискретные контуры: $a - \Gamma_7$, $b - N_7$, $c - \Gamma_{15}$, $d - N_{15}$

НСП полученных дискретных контуров Γ_7 и N_7 равно 0,995, а НСП контуров Γ_{15} и N_{15} равно 0,992. Таким образом, анализируя результаты вычисления НСП контуров, полученных рассмотренными методами передис-

кретизации, приходим к выводу, что наиболее эффективным является метод максимального сохранения спектра контура.

Заключение

Произведен анализ эффективности методов передискретизации контуров изображений с целью выравнивания их размерностей. Исследован метод эквализации и метод максимального сохранения спектра контура. Для оценки эффективности использовано нормированное скалярное произведение контуров изображений.

Наиболее приемлемые для практического использования результаты показал метод максимального сохранения спектра контура. Получено, что как при увеличении, так и при уменьшении размерности контура метод максимального сохранения спектра контура обеспечивает значение НСП близкое к значению НСП исходных непрерывных контуров. Также получено, что значение НСП при передискретизации с понижением размерности выше, чем при повышении размерности. Повышение качества передискретизации контуров изображений можно получить при использовании метода, максимально сохраняющего форму спектра контура изображения объекта.

Литература

1. Гонсалес Р., Вудс Р. Цифровая обработка изображений. – М.: Техносфера, 2005.
2. Karim S. A. A. Rational Bi-Quartic Spline with Six Parameters for Surface Interpolation with Application in Image Enlargement // IEEE Access, 2020. – Vol. 8. – PP. 115621–115633.
3. Пьявченко А. О., Петренко Е. В. Анализ и выбор цифровых фильтров для передискретизации кадров цифрового изображения для режима воспроизведения «картинка-в-картинке» // Известия ЮФУ. Технические науки, 2012. – №5 (130). – С. 185-189.
4. Малахин В. А., Терешин А. А., Гончаров С. Н., Писецкий В. В., Гончаров Е. С. Исследование и моделирование алгоритмов восстановления цифрового сигнала между отсчетами // Труды международного симпозиума «Надежность и качество», 2018. – Т. 1. – С. 344-349.
5. Михеев С. Е., Морозов П. Д. Применение квазиэрмитовых кубических сплайнов для передискретизации звуковых файлов // Труды Карельского научного центра РАН, 2014. – №4. – С. 106-115.
6. Спажакин М. И. Применение многоканальных ресэмплеров фарроу в задачах радиомониторинга // Радиотехника, – 2018. – №7. – С. 29-34.
7. Петухов К. Ю., Шахметов М. Р. Передискретизация как метод борьбы с шумом // Вестник КИГИТ, 2012. – №7 (25). – С. 4-8.
8. Cheng X., et al. Efficient L0 resampling of point sets. Comput. Aided Geom. Des. (2019), 101790. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.cagd.2019.101790>.
9. Введение в контурный анализ и его приложение к обработке изображений и сигналов/ под ред. Я. А. Фурмана. – М.: Физматлит, 2002.
10. Сергиенко А. Б. Цифровая обработка сигналов: учеб. пособие. — 3-е изд. — СПб.: БХВ-Петербург, 2011.
11. Основы теории обработки непрерывных контуров изображений: монография / под ред. Р. Г. Хафизова. – Йошкар-Ола: ПГТУ, 2015.
12. Хафизов Р. Г., Охотников С. А. Распознавание непрерывных комплекснозначных контуров изображений // Известия вузов. Приборостроение. – 2012. – №5, – С. 3-9.
13. Хафизов Р. Г., Охотников С. А. Дискретизация непрерывных контуров изображений, заданных в комплекснозначном виде // Компьютерная оптика. – 2012. – Т. 36, №2, – С. 274-278.

АЛГОРИТМ ПОИСКА ОДНОИМЕННЫХ ОБЪЕКТОВ НА ИЗОБРАЖЕНИЯХ ЗЕМНОЙ ПОВЕРХНОСТИ С УЧЕТОМ МАЛОИНФОРМАТИВНЫХ ОБЛАСТЕЙ

Кузнецов А.Е., д.т.н., профессор, зам. директора НИИ «Фотон» Рязанского государственного радиотехнического университета им. В.Ф. Уткина, e-mail: foton@rsreu.ru

Рыжиков А.С., младший научный сотрудник НИИ «Фотон» Рязанского государственного радиотехнического университета им. В.Ф. Уткина, e-mail: foton@rsreu.ru

CORRESPONDING OBJECTS SEARCH ALGORITHM IN EARTH REMOTE SENSING IMAGES AWARE OF LOW-INFORMATIVE AREAS

Kuznetsov A.E., Ryzhikov A.S.

Increasing performance of the algorithm for corresponding objects search on analyzed and reference images by preliminary rejection of low-informative areas is investigated. Computationally simple methods for revealing textured homogeneous fragments on image are considered. The results of the experimental use of the modified search algorithm for corresponding objects are presented. Detection of low-informative areas is carried out at the preliminary stage of the algorithm. Recommendations for the practical use of the proposed algorithm are given.

Key words: objects search, analyzed and reference images, rejection of low-informative areas, computationally simple methods for revealing textured homogeneous fragments.

Ключевые слова: одноименные объекты, изображения земной поверхности, малоинформативные области, графический и центральный процессоры.

Введение

Современная тенденция развития средств наземной обработки спутниковых изображений связана с созданием технологии высокоскоростной автоматической обработки материалов съемки. Базовым элементом этой технологии является этап контроля и уточнения геодезической привязки видеоданных, который выполняется на основе координат одноименных объектов, идентифицированных на анализируемом и опорном снимке. Перечень координат одноименных объектов формируется комплексным алгоритмом [1], состоящим из нескольких шагов. На первом шаге анализируемое изображение равномерно разбивается на набор прямоугольных фрагментов b_i , $i = 1, 2, \dots, I$, как показано на рис. 1 а, б. Функция $b_i(x, y)$ определяет код яркости пикселя с координатами $x \in [0, X_i]$, $y \in [0, Y_i]$ фрагмента с номером i , $b_i \in [0, Q]$. Разбиение на фрагменты необходимо для организации конвейерных вычислений в условиях ограниченного объема оперативной памяти графического сопроцессора и для снижения вычислительных затрат за счет обработки лишь части фрагментов до достижения требуемого количества координат одноименных объектов. Для каждого фрагмента на опорном снимке определяется область поиска $b'_i(m, n)$, размеры которой выбираются с учетом допустимого координатного рассогласования изображений (рис. 1 в). На втором шаге производится детектирование характерных объектов на парных фрагментах b_i, b'_i и их сопоставление (рис. 2). Далее производится субпиксельное уточнение

Исследуются вопросы повышения быстродействия алгоритма поиска одноименных объектов на анализируемом и опорном изображениях за счет предварительной отбраковки малоинформативных участков. Рассмотрены вычислительно простые методы выявления на анализируемом изображении текстурно однородных фрагментов. Приведены результаты экспериментального использования модифицированного алгоритма поиска одноименных объектов, на предварительной стадии которого осуществляется детектирование малоинформативных областей. Даны рекомендации по практическому использованию этого алгоритма.

координат одноименных объектов и фильтрация ложных соответствий.

При значительных объемах обрабатываемых снимков (от 20 до 300 Гбайт) время выполнения этого процесса становится недопустимо большим. В результате не обеспечивается выполнение жестких требований по скорости обработки маршрутов съемки. Один из очевидных вариантов снижения времени поиска заключается в распараллеливании процесса обработки с использованием многоядерного сервера. Однако при обработке маршрутов съемки большой длительности, например, от КА «Ресурс-П», производительности одного сервера оказывается недостаточно. Кроме того, при использовании рабочих станций проблема высокоскоростного поиска одноименных объектов является весьма актуальной.

Цель работы – ускорение алгоритма поиска одноименных объектов на спутниковых изображениях за счет предварительной отбраковки малоинформативных областей (МО) и выработка решений по практическому использованию этого алгоритма.

Под МО будем понимать участки снимка с облачными объектами, водной поверхностью, полями, пустынями и т.п., которые заведомо приводят к недостоверным

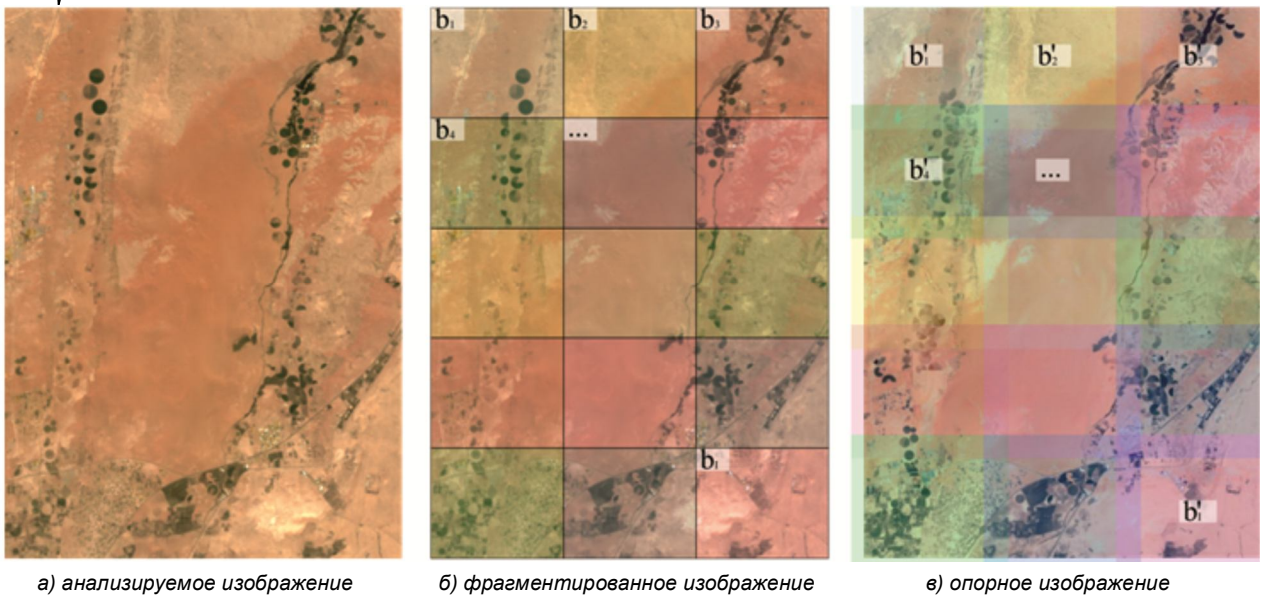


Рис. 1. Схема расположения фрагментов $b_i(x,y)$ и областей поиска $b'_i(m,n)$.

Цветом обозначено соответствие b_i и b'_i . Области поиска перекрываются между собой

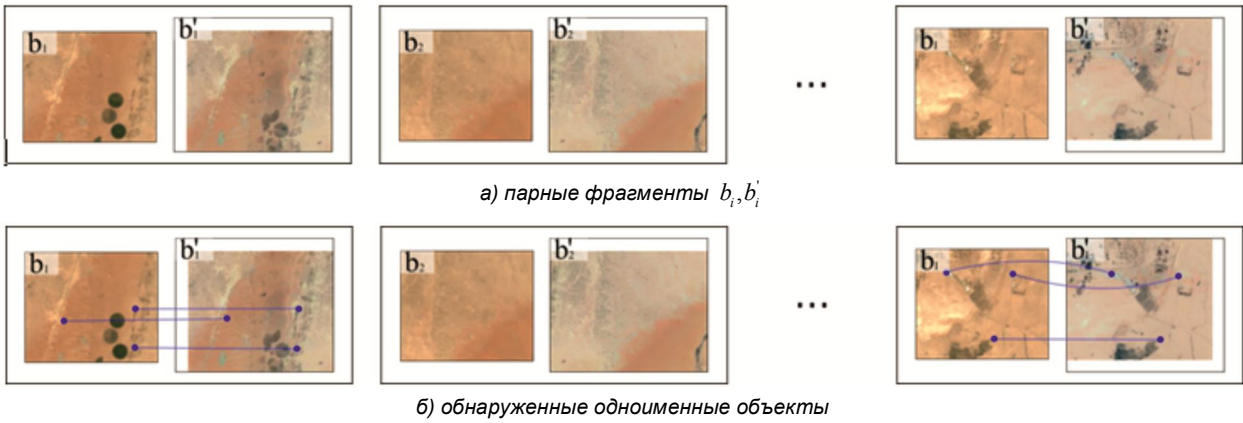


Рис. 2. Иллюстрация процесса поиска одноименных объектов на парных фрагментах b_i, b'_i

сопоставлениям, т.к. на них крайне мало характерных объектов.

Введем классы $K = \{K_l, K_h\}$, где K_l – малоинформативные, K_h – информативные фрагменты. Обозначим $f : b_i \rightarrow K$ – классифицирующий критерий.

Время поиска координат одноименных объектов с учетом предложенной модификации составит $t + \tau$, где τ – время вычисления критерия f для всех фрагментов, $t = t_1 + \dots + t_\zeta$ – время обработки ζ фрагментов, отнесенных к классу K_h . Если все фрагменты информативны, то $\zeta = I$. На изображениях с МО положительный эффект от классификации будет достигнут в том случае, если временные затраты на вычисление f малы по сравнению с общим временем поиска одноименных объектов. Поэтому исследуем алгоритмы определения критерия $f(b_i)$ и выработаем решения по его практическому использованию.

Алгоритмы определения малоинформативных фрагментов

Традиционно для решения задачи сегментации снимка в соответствии с заданным признаком используются методы кластерного анализа [2]. Однако эти методы весьма затратны по времени и, как правило, требуют наличия данных в нескольких спектральных диапазонах [3], в то время как настоящая работа ориентирована на использование одноканальных изображений. Нейросетевые методы [4] позволяют с высокой точностью сегментировать МО, но характеризуются низким быстродействием даже при использовании современных графических сопроцессоров. Поэтому будем рассматривать вычислительно простые алгоритмы выявления текстурно однородных фрагментов [5].

1. Коэффициент автокорреляционной функции естественным образом определяет степень самоподобия фрагмента. Поэтому сформулируем критерий классификации $f_{corr} : b_i \rightarrow K$, основанный на величине автокорреляционной функции i -го фрагмента:

$$R_i(\delta_x, \delta_y) = \frac{\sum_{xy} b_i(x, y) \cdot b_i(x + \delta_x, y + \delta_y)}{\sqrt{\sum_{xy} b_i(x, y)^2 \cdot \sum_{xy} b_i(x + \delta_x, y + \delta_y)^2}},$$

где $\sum_{xy} \dots$ – сокращенная форма записи операции суммирования $\sum_{y=0}^{Y_i} \sum_{x=0}^{X_i} \dots$ в окне $X_i \times Y_i$, величины δ_x, δ_y

определяют смещение фрагмента относительно самого себя. За меру информативности примем усредненное значение $\rho(b_i)$ автокорреляционной функции фрагмента, вычисленной для всех смещений δ_x, δ_y в диапазоне $[-D; D]$.

$$\rho(b_i) = \frac{\sum_{\delta_y=-D}^D \sum_{\delta_x=-D}^D R_i(\delta_x, \delta_y)}{4D^2},$$

$$f_{cor}(b_i) = \begin{cases} K_l, & \text{если } \rho(b_i) > u_{cor}, \\ K_h, & \text{если } \rho(b_i) \leq u_{cor}, \end{cases}$$

где D – максимальное смещение (в дальнейших экспериментах принято $D = 4$), u_{cor} – пороговое значение коэффициента корреляции.

2. При поиске характерных объектов часто выполняется анализ разницы двух копий изображения, сглаженных функцией Гаусса с разными коэффициентами (difference of Gaussians, DoG) [6]. Такое разностное представление фактически является фильтром, повышающим высокие частоты и подчеркивающим характерные объекты средних размеров. Пусть функция $g_i(\sigma, x, y)$ определяет яркость пикселя сглаженного фрагмента b_i с величиной среднеквадратического отклонения нормального распределения равной σ . Тогда критерий f_{dog} можно определить следующим образом:

$$d(b_i) = \frac{1}{Y_i X_i} \sqrt{\sum_{y=0}^{Y_i} \sum_{x=0}^{X_i} (g_i(\sigma_1, x, y) - g_i(\sigma_2, x, y))^2},$$

$$f_{dog}(b_i) = \begin{cases} K_l, & \text{если } d(b_i) > u_{dog}, \\ K_h, & \text{если } d(b_i) \leq u_{dog}, \end{cases}$$

где u_{dog} – пороговое значение, σ_1, σ_2 – величины, определяющие степень сглаживания, $\sigma_1 < \sigma_2$.

3. Среднеквадратическое отклонение (СКО) значений яркостей фрагмента b_i :

$$\varsigma(b_i) = \frac{1}{X_i Y_i} \sqrt{\sum_{y=0}^{Y_i} \sum_{x=0}^{X_i} (b_i(x, y) - m(b_i))^2},$$

$$f_{sd}(b_i) = \begin{cases} K_l, & \text{если } \varsigma(b_i) < u_{sd}, \\ K_h, & \text{если } \varsigma(b_i) \geq u_{sd}, \end{cases}$$

где $m(b_i)$ – среднее значение яркости фрагмента b_i , u_{sd} – пороговое значение СКО.

4. Энтропия определяет степень информативности фрагмента. Выраженная в битах энтропия фрагмента b_i :

$$\gamma(b_i) = -\sum_{q=0}^Q p(b_i, q) \log_2 p(b_i, q),$$

$$f_{ent}(b_i) = \begin{cases} K_l, & \text{если } \gamma(b_i) < u_{ent}, \\ K_h, & \text{если } \gamma(b_i) \geq u_{ent}, \end{cases}$$

где $p(b_i, q)$ – доля пикселей с яркостью q в фрагменте b_i , $p \in [0, 1]$, u_{ent} – пороговое значение величины энтропии.

5. Вариация:

$$v(b_i) = \sum_{q=0}^Q (q - m(b_i))^2 p(b_i, q),$$

$$f_{var}(b_i) = \begin{cases} K_l, & \text{если } v(b_i) > u_{var}, \\ K_h, & \text{если } v(b_i) \leq u_{var}, \end{cases}$$

где u_{var} – пороговое значение.

Т.к. вероятность успешного отождествления одноименных объектов в МО мала, в качестве эталонного примем критерий:

$$f_{ref}(b_i) = \begin{cases} K_l, & \text{если } \xi(b_i, b'_i) / s(b_i) < u_{ref}, \\ K_h, & \text{если } \xi(b_i, b'_i) / s(b_i) \geq u_{ref}, \end{cases}$$

где $s(b_i)$ – площадь фрагмента b_i в км², $\xi(b_i, b'_i)$ – количество верно идентифицированных одноименных объектов на анализируемом и опорном фрагментах без учета МО. Для вычисления значений $\xi(b_i, b'_i)$ будем использовать программную реализацию решения, предложенного в работе [1] и используемого в настоящее время для уточнения геодезической привязки данных от КА «Ресурс-П», «Канопус-В».

В работе [7] приведены рекомендации по выбору количества детектируемых характерных объектов на единицу площади снимка высокого разрешения. В соответствии с этими рекомендациями принято значение $u_{ref} = 0,04$, что соответствует одной точке на 25 км².

Для определения пороговых значений анализируемых критериев $u_j, j = cor, dog \dots var$, проведена серия экспериментов на выборке из 30 панхроматических снимков от КА «Ресурс-П» и «Landsat-8», включающей снимки с сезонными изменениями и различными МО. Для каждого критерия f_j соответствующее значение u_j выбрано так, чтобы достигался минимум функции ψ_j , определяющей рассогласований f_j и f_{ref} :

$$\psi_j = \sum_{i=1}^I \chi(f_{ref}(b_i), f_j(b_i)),$$

$$\text{где } \chi(f_{ref}(b_i), f_j(b_i)) = \begin{cases} 1, & \text{если } f_{ref}(b_i) \neq f_j(b_i), \\ 0, & \text{если } f_{ref}(b_i) = f_j(b_i). \end{cases}$$

На рис. 3 показаны диаграммы размаха, на которых указаны медиана и распределение значений функции рассогласований ψ_j , полученных в результате экспериментов по каждому критерию. Из диаграмм следует, что критерии $f_{ref}(b_i)$ и $f_{var}(b_i)$ кардинально отличаются от эталонного и не позволяют решить поставленную задачу. Остальные критерии более подробно проанализированы в следующем разделе.

Экспериментальные исследования модифицированного алгоритма поиска одноименных объектов

На базе штатного ПО уточнения геодезической привязки создана экспериментальная версия, в которой на первом этапе осуществлялась идентификация МО по выбранному критерию. Далее производился поиск одноименных объектов только в информативных областях.

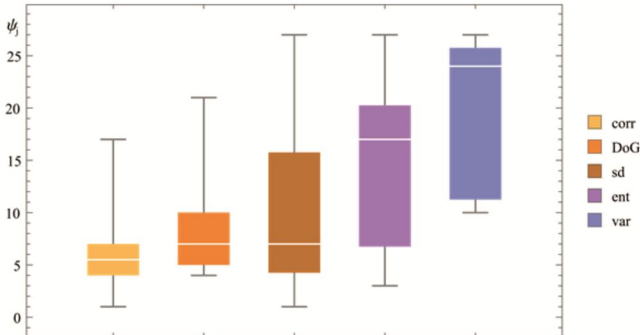


Рис. 3. Рассогласования анализируемых критериев с эталонным (зафиксированы u_j , минимизирующие ψ_j). Каждая диаграмма размаха соответствует распределению рассогласований одного критерия в соответствии с легендой справа

Все эксперименты проводились на ЭВМ CPU Intel Xeon 2.4 GHz × 36, GPU NVIDIA Tesla k20c (706 MHz × × 2496). Анализируемые изображения содержали малоинформативные объекты разного рода (не включая облачность), доля которых составляла 0, 30, 50, 80 и 100 %.

В первом эксперименте выполнена оценка времени работы штатного ПО и экспериментальной версии, дополненной оценкой информативности фрагментов и выполняющей поиск только в информативных областях. Результаты приведены на рис. 4. На изображениях без МО штатный алгоритм анализирует лишь часть фрагментов до нахождения достаточного количества координат одноименных объектов. С ростом доли МО число анализируемых фрагментов и время обработки растет. Время работы экспериментальных версий, напротив, уменьшается по закону, близкому к линейному. При этом затраты времени на вычисление автокорреляционного критерия велики. Расчет корреляционной функции не удалось существенно ускорить с привлечением мощности GPU из-за паттерна обращений к ОП, схожего при вычислении коэффициента корреляции как в пространственной, так и в частотной области с применением БПФ. Ограничивающим фактором при выполнении на GPU является кэш, в связи с чем значительная часть вычислительных ядер простаивает.

Применение размытия по Гауссу при расчете критерия DoG эквивалентно свертке изображения с ядром размером $W = 6\sigma$, причем фильтр линейно делим. Это означает, что эффект от применения двумерной матрицы также может быть достигнут путём применения серии одномерных матриц в горизонтальном направлении с последующим повторением процесса в вертикальном направлении. С вычислительной точки зрения

это полезное свойство, так как расчёт выполняется за время $O(W \cdot X_i \cdot Y_i)$ вместо $O(W^2 \cdot X_i \cdot Y_i)$ при использовании неразделимого ядра.

Вычисление DoG достаточно быстро с точки зрения решаемой задачи выполняется на CPU, кроме того, хорошо проработан вопрос его эффективной параллельной реализации на GPU. При построении маски МО с помощью DoG на GPU основная часть времени тратится на инициализацию GPU и передачу изображений между CPU и GPU.

Во втором эксперименте выполнена оценка корректности отнесения объектов к МО по каждому из критериев. Выделено 4 группы изображений: городской ландшафт, лесные территории, степи/полупустыни, горная местность. Каждая группа содержит от 12 до 30 изображений. В ходе эксперимента рассчитано, какая доля одноименных объектов, идентифицируемых штатным алгоритмом, отбраковывается модифицированным из-за отнесения содержащего их фрагмента к МО. Результаты изображены на рис. 5.

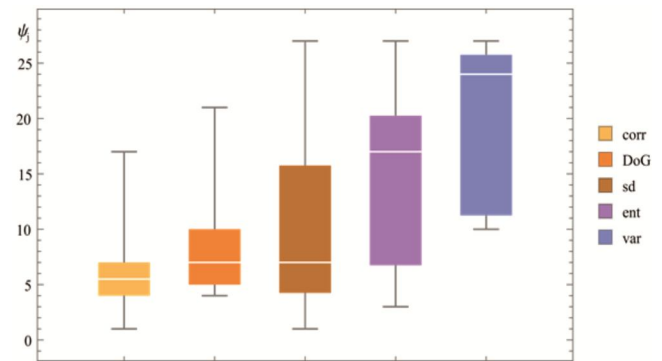


Рис. 4. Быстродействие реализаций анализируемых алгоритмов в зависимости от доли облачности

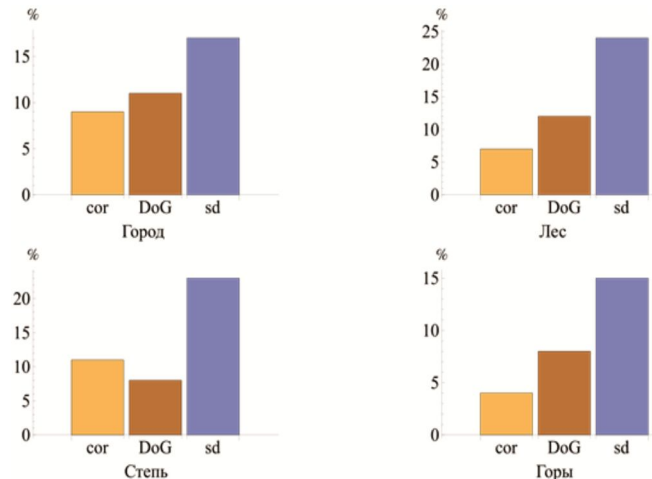


Рис. 5. Доля отбракованных одноименных объектов на различных сюжетах

С точки зрения соотношения скорость вычисления/доля избыточно отбракованных одноименных объектов оптимальным оказался алгоритм построения маски МО на основе DoG. Объем выборки успешно идентифицируемых одноименных объектов в большинстве случаев достаточен для решения поставленной задачи и сравним со штатным алгоритмом при существенно лучшем быстродействии.

К сожалению, все рассмотренные алгоритмы определения МО показали неудовлетворительные результаты в задаче детектирования облачных объектов. Дополнительно проведенные эксперименты показали, что изображения кучевой и перистой облачности характеризуются сложной текстурой с резкими перепадами яркости. Рассмотренные выше алгоритмы относят от 70 до 100 % облачных объектов этого типа к информативным областям. В связи с этим для детектирования облачных объектов рекомендуется использовать специализированные решения.

Заключение

На большинстве натуральных изображений модифицированный алгоритм демонстрирует линейное (относительно доли МО) ускорение по сравнению с оригинальным. При практическом использовании предложенного алгоритма важен выбор оптимального критерия отнесения к МО. Для достижения высокого быстродействия с одновременным сохранением надежности и объема результирующей выборки координат одноименных объектов рекомендуется использовать критерий на основе разности Гауссиан. Следует учитывать, что все рассмотренные в работе критерии отнесения к МО оказались неэффективными в задаче детектирования облачных объектов со сложной текстурой. Вопрос быстрой отбраковки облачных объектов планируется рассмотреть в следующей работе.

Литература

1. Кузнецов А.Е., Пошехонов В.И., Рыжиков А.С. Технология автоматического контроля точности геопривязки спутниковых изображений по опорным снимкам от КА «Landsat-8» // Цифровая обработка сигналов, 2015, № 3, С. 37-42.
2. Асмус В.В., Бунчев А.А., Пяткин В.П. Кластерный анализ в обработке данных дистанционного зондирования Земли // Интерэкспо ГЕО-Сибирь, 2015, С. 71-78.
3. Ветров А.А., Кузнецов А.Е. Автоматическая сегментация облачных объектов на снимках земной поверхности высокого пространственного разрешения // Исследование Земли из космоса, 2014, С. 27-34.
4. Астафуров В.Г., Скороходов А.В. Сегментация спутниковых снимков облачности по текстурным признакам на основе нейросетевых технологий // Исследование Земли из космоса, 2011, № 6, С. 10–20.
5. Гонсалес Р., Вудс Р. Цифровая обработка изображений. –Техносфера, 2000, 1072 с.
6. Bay H., Tuytelaars T., Van Gool L. SURF: Speeded Up Robust Features / Lecture Notes in Computer Science, 2006, vol. 3951. Springer, Berlin, Heidelberg.
7. Chandelier L., Coeurdeve L., Bosc S., Favé P., Gachet R., Orsoni A., Tilak T., Barot A. A worldwide 3d GCP database inherited from 20 years of massive multi-satellite observations // ISPRS Ann. Photogramm. Remote Sens. Spatial Inf. Sci., vol. 2-2020, pp. 15-23.

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.

УДК 528.852.3

АПРИОРНАЯ ОЦЕНКА ТОЧНОСТИ «СШИВКИ» ИЗОБРАЖЕНИЙ ОТ МНОГОМАТРИЧНЫХ ДАТЧИКОВ, ВЫПОЛНЯЕМОЙ ПО ДАННЫМ ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ АППАРАТУРЫ КА

Пресняков О.А., к.т.н., ведущий научный сотрудник НИИ «Фотон» Рязанского государственного радиотехнического университета им. В.Ф. Уткина, e-mail: foton@rsreu.ru

A PRIORI ESTIMATION OF ACCURACY OF TDI CCD IMAGES STITCHING BASED ON SPACECRAFT MEASUREMENT EQUIPMENT DATA

Presnyakov O.A.

This article presents the method for geometric accuracy estimation in the task of stitching of images obtained by staggered TDI CCD. The method can be applied in design of spacecraft cameras to check the ability of automatic images stitching based on spacecraft measurement equipment data. It has been tested on real images from "Aist-2D" small spacecraft.

Key words: remote sensing, stitching accuracy, staggered TDI CCD.

Ключевые слова: «сшивка» изображений, многоматричный датчик, точность, оценка.

Введение

На спутниках ДЗЗ высокого пространственного разрешения для повышения времени экспонирования и обеспечения большой полосы захвата часто применяют сборки из установленных в шахматном порядке ПЗС-матриц, работающих в режиме временной задержки и накопления [1-4]. Каждая матрица формирует отдельное изображение (скан). Соседние сканы имеют небольшое перекрытие между собой. Изображения от всех ПЗС-матриц необходимо объединить («сшить») в непрерывный снимок (рис. 1). Одноименные точки в соседних сканах сняты в разное время, поэтому на их смещение влияют конструктивные параметры КА, вращение Земли, орбитальное и угловое движение спутника, рельеф местности [2].

Наиболее эффективно задача «сшивки» решается, если удается установить геометрическое соответствие сканов с заданной точностью автоматически, по данным

Рассмотрена методика оценки геометрической точности «сшивки» изображений, полученных многоматричными сканерными датчиками ДЗЗ. Она может быть использована при проектировании съемочных устройств космических аппаратов для проверки возможности «сшивки» в автоматическом режиме изображений от ПЗС-матриц по данным измерительной аппаратуры спутника. Методика проверена на реальных снимках от МКА «Аист-2Д».

измерительной аппаратуры КА. В противном случае необходимо использовать видеоданные, чему мешают облачность, плохоидентифицируемые сюжеты и т.д. Рассмотрим методику, позволяющую при проектировании КА проверить, позволяет ли точность измерительной аппаратуры выполнить «сшивку» в автоматическом режиме без привлечения видеоданных.

Исходные данные для расчета точности «сшивки»

В методике для расчета точности «сшивки» используются следующие исходные данные:

- параметры, позволяющие оценить орбитальную скорость КА;
- параметры земного эллипсоида;



Рис. 1. Фрагменты исходных сканов и «сшитого» изображения от МКА «Аист-2Д»

(виток 14655, стык изображений от 5 и 6-й ПЗС-матриц мультиспектрального оптико-электронного преобразователя)

– угол съемки (угол отклонения оптической оси от направления в надира);

– конструктивные параметры съемочного устройства (параметры внутреннего ориентирования);

– точность измерительной аппаратуры КА;

– точность используемой для «сшивки» ЦМР;

– параметры колебаний (вибраций) КА;

– методическая точность геометрической обработки.

Для оценки скорости спутника используются радиус его орбиты в апогее r_a и перигее r_p , а также геоцентрическая гравитационная постоянная $\mu = 3,986 \cdot 10^{14} \text{ м}^3/\text{с}^2$.

Параметры земного эллипсоида и угол съемки используются при нахождении интервала между съемкой одной и той же точки поверхности Земли четными и нечетными ПЗС-матрицами. Этот интервал определяет степень влияния на точность «сшивки» различных ошибок измерений. Без значительной потери точности при оценке ошибки «сшивки» сканов Земля может быть представлена в виде сферы среднего радиуса $R = 6371 \text{ км}$. Угол съемки обозначим через γ .

В предлагаемой методике использованы следующие конструктивные параметры съемочного устройства: фокусное расстояние f , расстояние между центрами соседних фотоприемников (размер пикселя) p , расстояние между строками четных и нечетных ПЗС-матриц, с которых происходит съем заряда, L , ширина фотозоны B_ϕ , а также среднеквадратическая ошибка определения положения ПЗС $\sigma_{ПЗС}$.

Методика разработана для спутников, оснащенных для определения углового положения звездными датчиками (блоками определения координат звезд, БОКЗ) и датчиками угловых скоростей (ДУС). Один БОКЗ характеризуется точностями $\sigma_{ХДЗ}$, $\sigma_{УДЗ}$, $\sigma_{ЗДЗ}$ измерения углов поворота вокруг осей его приборной системы координат (ПСК). Чтобы найти ошибку отдельного измерения ориентации КА по данным одномоментного измерения несколькими звездными датчиками, необходимо для всех S БОКЗ знать дополнительно параметры их размещения. Представим их в виде матриц перехода из ПСК в связанную систему координат КА (ССК) $\mathbf{R}_{ССК \leftarrow ПСКs}$, $s = 1, \dots, S$ [5]. На точность «сшивки» влияет также общее количество измерений $N_{ДЗ}$, выполненных с интервалом $\Delta T_{ДЗ}$ (будем считать, что измерения выполняются равномерно и без пропусков на интервале съемки). Точность датчиков угловых скоростей может быть представлена случайными среднеквадратическими ошибками измерений скоростей тангажа, крена и рысканья $\sigma_{V\alpha}$, $\sigma_{V\omega}$ и $\sigma_{V\kappa}$ либо шумовыми составляющими выходного сигнала $\sigma_{Vш\alpha}$, $\sigma_{Vш\omega}$ и $\sigma_{Vш\kappa}$, измеряемыми в $^\circ/\sqrt{\text{с}}$; также должен быть известен интервал дискретизации ДУС $\Delta T_{ДУС}$.

Для оценки ошибки «сшивки», вызванной рельефом местности, используется среднеквадратическая ошибка высоты ЦМР σ_H , характеризующая ошибку в районах с

наиболее сложным рельефом.

Колебания (вибрации) КА характеризуются размахом по тангажу $\varepsilon_{\text{виб.}\alpha}$, крену $\varepsilon_{\text{виб.}\omega}$ и рысканью $\varepsilon_{\text{виб.}\kappa}$. В методике также рассмотрен случай, когда появляется информация о заранее не предусмотренных колебаниях углов ориентации с периодом T_m и амплитудой по тангажу, крену и рысканью $A_{M\alpha}$, $A_{M\omega}$, $A_{M\kappa}$.

Методическую точность аппроксимации функции геометрического трансформирования при «сшивке» будем характеризовать среднеквадратической ошибкой σ_{mp} и максимальной ошибкой $\varepsilon_{\text{max mp}}$.

Точность определения орбиты для современных спутников обычно достаточно высока и не оказывает влияния на ошибку «сшивки».

Вычисление зависимости ошибки «сшивки» от величины возмущающих воздействий и точности измерительной аппаратуры

Сложный характер изменения продольного смещения сканов и их поперечного перекрытия обусловлен тем, что съемка ПЗС-матрицами одной и той же точки поверхности Земли ведется с некоторым интервалом dT . За интервал dT происходит изменение углов ориентации КА, поворот Земли, перемещение КА по орбите. Из-за перемещения по орбите возникают в том числе параллактические искажения между сканами.

Для оценки величины интервала dT сначала найдем орбитальную скорость спутника $V_{КА}$ по формуле:

$$V_{КА} = \sqrt{\mu \left(\frac{2}{r} - \frac{1}{a} \right)},$$

где $a = (r_a + r_p)/2$ – большая полуось орбиты КА, r – расстояние от центра Земли до спутника. Т.к. r изменяется от r_p до r_a , то $V_{КА}$ достигает максимума в перигее и минимума в апогее. В этих точках ошибка «сшивки» будет принимать крайние значения. Ниже будет показано, что одни факторы, вносящие вклад в эту ошибку, минимальны в апогее и максимальны в перигее, другие – наоборот. Если известен рабочий участок орбиты, следует выполнять расчеты в его пределах.

Получив $V_{КА}$, определим скорость перемещения подспутниковой точки V_p и скорость бега изображения

v . Без учета сжатия Земли $V_p = V_{КА} \frac{R}{r}$, а скорость бега

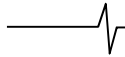
изображения в фокальной плоскости $v = V_p \frac{f}{D}$, где D –

наклонная дальность, $D = \frac{r - R}{\cos \gamma}$.

$$\text{Тогда } dT = \frac{L}{v}.$$

Разность скорости движения подспутниковой и снимаемой точек из-за отклонения сканирующего луча от надира незначительна и не учитывается в приведенных формулах.

Среднеквадратические ошибки «сшивки», вызванные случайными ошибками измерения скорости тангажа и



крена, составят соответственно

$$\sigma_{\text{сш.}V\alpha} = \frac{\sigma_{V\alpha} \cdot dT \cdot f}{p} \text{ никс.},$$

$$\sigma_{\text{сш.}V\omega} = \frac{\sigma_{V\omega} \cdot dT \cdot f}{p} \text{ никс.} \quad (1)$$

Среднеквадратическая ошибка «сшивки» в кадровом направлении на краю снимка из-за случайной ошибки измерения скорости рысканья составит

$$\sigma_{\text{сш.}V\kappa} = \frac{\sigma_{V\kappa} \cdot dT \cdot B_{\phi}}{2p} \text{ никс.} \quad (2)$$

Ошибки $\sigma_{V\alpha}$, $\sigma_{V\omega}$, $\sigma_{V\kappa}$ могут быть рассчитаны на основе $\sigma_{V_{ш\alpha}}$, $\sigma_{V_{ш\omega}}$, $\sigma_{V_{ш\kappa}}$ по формулам:

$$\sigma_{V\alpha} = \sigma_{V_{ш\alpha}} / \sqrt{\Delta T_{\text{ДУС}}}, \quad \sigma_{V\omega} = \sigma_{V_{ш\omega}} / \sqrt{\Delta T_{\text{ДУС}}},$$

$$\sigma_{V\kappa} = \sigma_{V_{ш\kappa}} / \sqrt{\Delta T_{\text{ДУС}}}.$$

Измерения датчиками угловых скоростей характеризуются, как правило, высокой систематической ошибкой (дрейфом). Чтобы исключить его влияние, используются совместно измерения звездных датчиков и датчиков угловых скоростей.

Для расчета дрейфа измерений ДУС сначала определим ошибку одиночного измерения тангажа, крена и рысканья спутника $\sigma_{\text{ор.}\alpha}$, $\sigma_{\text{ор.}\omega}$ и $\sigma_{\text{ор.}\kappa}$ при одновременном измерении всеми БОКЗ по формуле [5]:

$$\begin{bmatrix} \sigma_{\text{ор.}\omega}^2 & \dots & \dots \\ \dots & \sigma_{\text{ор.}\alpha}^2 & \dots \\ \dots & \dots & \sigma_{\text{ор.}\kappa}^2 \end{bmatrix} = \quad (3)$$

$$= \left(\sum_s \mathbf{R}_{\text{СКК} \leftarrow \text{ПСК}_s} \mathbf{W}_{\text{ПСК}_s}^{-1} \mathbf{R}_{\text{СКК} \leftarrow \text{ПСК}_s}^T \right)^{-1},$$

где $\mathbf{W}_{\text{ПСК}_s} = \begin{pmatrix} \sigma_{X_{\text{ДЗ}}}^2 & 0 & 0 \\ 0 & \sigma_{Y_{\text{ДЗ}}}^2 & 0 \\ 0 & 0 & \sigma_{Z_{\text{ДЗ}}}^2 \end{pmatrix}$ – ковариационная

матрица измерений звездного датчика.

Точность определения дрейфа угловых скоростей зависит от способа обработки измерений БОКЗ и ДУС в строгой модели съемки. В модели, используемой в российском программном обеспечении обработки данных от спутников высокого разрешения, дрейф определяется с использованием метода наименьших квадратов по уравнениям разности измерений БОКЗ и интеграла угловых измерений ДУС [6]. Для этой модели, допуская, что измерения следуют без пропусков, среднеквадратическую ошибку определения дрейфа можно оценить по формуле [7]:

$$\sigma_{V_{\text{ср.}\alpha}}^2 = \left[\left(\mathbf{H}^T \mathbf{V}_{\alpha}^{-1} \mathbf{H} \right)^{-1} \right]_{2,2} \quad (4)$$

где элементы матрицы \mathbf{V}_{α} и матрица \mathbf{H} формируются следующим образом:

$$V_{\alpha, i, j} = \begin{cases} \sigma_{\text{ор.}\alpha}^2 + i \cdot \Delta T_{\text{ДЗ}} \cdot \Delta T_{\text{ДУС}} \cdot \sigma_{V\alpha}^2, & \text{при } i = j, \\ \min(i, j) \cdot \sigma_{V\alpha}^2 \cdot \Delta T_{\text{ДЗ}} \cdot \Delta T_{\text{ДУС}}, & \text{при } i \neq j, \end{cases}$$

$$i = 1, \dots, N_{\text{ДЗ}}, \quad j = 1, \dots, N_{\text{ДЗ}},$$

$$\mathbf{H} = \begin{pmatrix} 1 & \dots & 1 & \dots & 1 \\ 0 & \dots & (i-1)\Delta T_{\text{ДЗ}} & \dots & (N_{\text{ДЗ}}-1)\Delta T_{\text{ДЗ}} \end{pmatrix}^T. \quad (5)$$

Аналогично вычисляются СКО скорости изменения крена $\sigma_{V_{\text{ср.}\omega}}$ и рысканья $\sigma_{V_{\text{ср.}\kappa}}$.

Влияние ошибки измерения тангажа и крена звездными датчиками на ошибки «сшивки» в кадровом и строчном направлении $\sigma_{\text{сш.}\alpha}$, $\sigma_{\text{сш.}\omega}$ можно оценить по формулам:

$$\sigma_{\text{сш.}\alpha} = \frac{\sigma_{V_{\text{ср.}\alpha}} \cdot dT \cdot f}{p} \text{ никс.},$$

$$\sigma_{\text{сш.}\omega} = \frac{\sigma_{V_{\text{ср.}\omega}} \cdot dT \cdot f}{p} \text{ никс.} \quad (6)$$

Влияние ошибки измерения рысканья на ошибку «сшивки» в кадровом направлении на краю снимка можно определить по формуле:

$$\sigma_{\text{сш.}\kappa} = \frac{\sigma_{V_{\text{ср.}\kappa}} \cdot dT \cdot B_{\phi}}{2p} \text{ никс.} \quad (7)$$

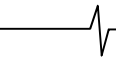
Для проверки адекватности приведенных формул выполнены эксперименты на реальных маршрутах съемки от МКА «Аист-2Д» [4]. Из 5 маршрутов были выделены фрагменты, сопровождающиеся одинаковым количеством измерений БОКЗ (60 измерений). Для экспериментов использовались изображения первой фотозоны мультиспектрального оптико-электронного преобразователя. Измерения БОКЗ для отобранных маршрутов прореживались в 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8 и 10 раз, чтобы оставалось соответственно 30, 20, 15, 12, 10, 8, 7 и 6 измерений; лишние измерения отбрасывались. Для каждого коэффициента прореживания K формировалось K независимых выборок. В выборку с номером k , $k=1, \dots, K$, входили измерения с номерами $k, K+k, 2K+k, \dots$. Из измерений ДУС также формировались независимые выборки на интервале фрагмента путем прореживания. Для каждой выборки оценивалась средняя ошибка «сшивки» в кадровом направлении по общим точкам на соседних сканах, идентифицированным при помощи корреляционно-экстремального анализа [8]. По полученным K оценкам рассчитывалось их среднеквадратическое отклонение. График (рис. 2) показывает, что форма прогнозной кривой совпадает с данными измерений, при этом измеренное среднеквадратическое отклонение среднего значения ошибки «сшивки» меньше определенного по приведенным выше формулам в среднем в 1,3-1,4 раза. Последнее может говорить о том, что точность измерительной аппаратуры несколько превышает заявленную либо что ошибки соседних измерений БОКЗ и ДУС коррелированы.

Среднеквадратическую ошибку «сшивки» в кадровом направлении из-за ошибки высоты ЦМР можно определить по формуле

$$\sigma_{\text{сш.}H} = N \frac{\sigma_H}{D} \text{ никс.}, \quad (8)$$

где N – расстояние между ПЗС-матрицами в строках, $N = L/p$.

Среднеквадратическая ошибка «сшивки» из-за неточного определения положения ПЗС-матриц составит



$$\sigma_{\text{сш.ПЗС}} = \sqrt{2}\sigma_{\text{ПЗС}} \text{ пикс.} \quad (9)$$

Множитель $\sqrt{2}$ обусловлен тем, что перекрытие или продольное смещение («скоба») определяется как разность координат одноименных точек на соседних сканах.

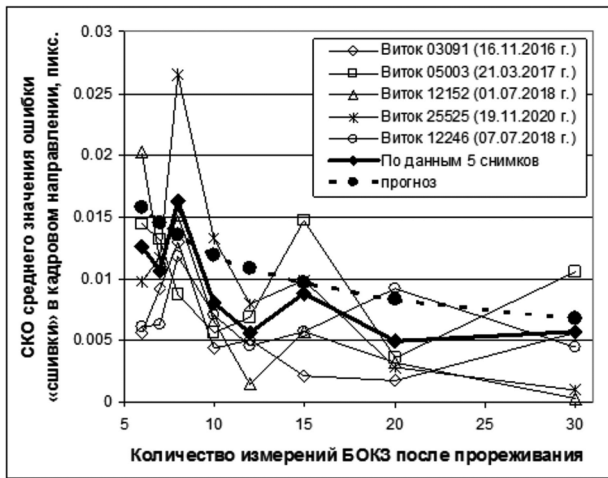


Рис. 2. График зависимости средней ошибки «сшивки» от количества измерений БОКЗ

Методическая ошибка при трансформировании приводит к среднеквадратической ошибке «сшивки»

$$\sigma_{\text{сш.мп}} = \sqrt{2}\sigma_{\text{мп}} \text{ пикс.}, \quad (10)$$

и максимальной ошибке «сшивки»

$$\varepsilon_{\text{max сш.мп}} = 2\varepsilon_{\text{max mp}} \text{ пикс.} \quad (11)$$

Для спутников, получающих снимки высокого пространственного разрешения, незначительные отклонения угла ориентации могут приводить к снижению качества изображений. Оценим влияние на точность «сшивки» колебаний углового положения КА.

Можно показать, что если размах колебаний по тангажу, крену и рысканью равен $\varepsilon_{\text{виб.}\alpha}$, $\varepsilon_{\text{виб.}\omega}$, $\varepsilon_{\text{виб.}\kappa}$, то средний квадрат разности углов в момент съемки четными и нечетными ПЗС-матрицами составит соответственно $\sigma_{\text{виб.}\alpha} = \varepsilon_{\text{виб.}\alpha}/2$, $\sigma_{\text{виб.}\omega} = \varepsilon_{\text{виб.}\omega}/2$, $\sigma_{\text{виб.}\kappa} = \varepsilon_{\text{виб.}\kappa}/2$. Среднеквадратическая ошибка «сшивки», вызванная колебаниями по тангажу, составит при этом

$$\sigma_{\text{сш.виб.}\alpha} = \sigma_{\text{виб.}\alpha} \frac{f}{p} \text{ пикс.}, \quad (12)$$

максимальная ошибка –

$$\varepsilon_{\text{max сш.виб.}\alpha} = \varepsilon_{\text{виб.}\alpha} \frac{f}{p} \text{ пикс.} \quad (13)$$

По аналогичным формулам находятся $\sigma_{\text{сш.виб.}\omega}$ и $\varepsilon_{\text{max сш.виб.}\omega}$.

Среднеквадратическая ошибка «сшивки» на краю снимка из-за вибрационных колебаний по рысканью составит

$$\sigma_{\text{сш.виб.}\kappa} = \sigma_{\text{виб.}\kappa} \frac{B_{\phi}}{2p} \text{ пикс.}, \quad (14)$$

максимальная ошибка –

$$\varepsilon_{\text{max сш.виб.}\kappa} = \varepsilon_{\text{виб.}\kappa} \frac{B_{\phi}}{2p} \text{ пикс.} \quad (15)$$

На практике возникают ситуации, когда становится известно о заранее не предусмотренных колебаниях с периодом T_m и амплитудой $A_{m\alpha}$, $A_{m\omega}$, $A_{m\kappa}$. Оценим вызванную ими дополнительную ошибку «сшивки», с учетом которой должны быть скорректированы $\sigma_{\text{виб.}\alpha}$,

$$\sigma_{\text{виб.}\omega}, \sigma_{\text{виб.}\kappa}, \varepsilon_{\text{max сш.виб.}\alpha}, \varepsilon_{\text{max сш.виб.}\omega}, \varepsilon_{\text{max сш.виб.}\kappa}.$$

Примем в качестве модели этих колебаний углы, изменяющиеся по закону синуса с периодом T_m . Если объекты в области перекрытия сканов фиксируются нечетными ПЗС-матрицами в некоторые случайные относительно фазы колебаний моменты времени t , а четными, соответственно, в моменты времени $t + dT$, то дополнительная разность угла тангажа в момент съемки четными и нечетными ПЗС-матрицами будет равна

$$\begin{aligned} d_{m\alpha}(t) &= A_{m\alpha} \sin\left[\frac{2\pi}{T_m}(t + dT)\right] - A_{m\alpha} \sin\left(\frac{2\pi}{T_m}t\right) = \\ &= 2A_{m\alpha} \sin\left(\frac{\pi \cdot dT}{T_m}\right) \cos\left(\frac{2\pi}{T_m}t + \frac{\pi \cdot dT}{T_m}\right). \end{aligned}$$

Множитель $2A_{m\alpha} \sin\left(\frac{\pi \cdot dT}{T_m}\right)$ определяет амплиту-

ду этой величины. Среднеквадратическую и максимальную ошибки «сшивки» из-за непредусмотренных колебаний тангажа определим по формулам:

$$\sigma_{\text{сш.ма}} = \sqrt{\frac{1}{T_m} \int_0^{T_m} d_{m\alpha}^2(t) dt} \cdot \frac{f}{p} = \quad (16)$$

$$= A_{m\alpha} \sqrt{2 \sin^2\left(\frac{\pi \cdot dT}{T_m}\right)} \cdot \frac{f}{p} \text{ пикс.},$$

$$\varepsilon_{\text{max сш.ма}} = \left| 2A_{m\alpha} \sin\left(\frac{\pi \cdot dT}{T_m}\right) \right| \cdot \frac{f}{p} \text{ пикс.} \quad (17)$$

По аналогичным формулам находятся $\sigma_{\text{сш.м}\omega}$,

$$\varepsilon_{\text{max сш.м}\omega}.$$

Среднеквадратическая ошибка «сшивки» на краю снимка из-за непредусмотренных колебаний по рысканью составит

$$\sigma_{\text{сш.м}\kappa} = A_{m\kappa} \sqrt{2 \sin^2\left(\frac{\pi \cdot dT}{T_m}\right)} \frac{B_{\phi}}{2p} \text{ пикс.}, \quad (18)$$

максимальная ошибка –

$$\varepsilon_{\text{max сш.м}\kappa} = \left| 2A_{m\kappa} \sin\left(\frac{\pi \cdot dT}{T_m}\right) \right| \cdot \frac{B_{\phi}}{2p} \text{ пикс.} \quad (19)$$

На рис. 3 представлен график отклонения смещения сканов в кадровом направлении («скобы») от номинального значения, полученный при помощи корреляционной идентификации для фрагмента реального снимка от МКА «Аист-2Д». Также приведен участок спектров таких отклонений для нескольких изображений, снятых с временным интервалом до двух лет (рис. 4). Данные получены для стыка 5 и 6 ПЗС-матриц мультиспектрального оптико-электронного преобразователя. На графиках хорошо различимы гармонические искажения с частотой около 1,4 Гц. Эта частота находится вблизи частоты измерений ДУС 2 Гц, поэтому искажения из-за таких колебаний не могут

быть в полной мере устранены по данным измерений. Приведенные в литературе [9] результаты исследований не позволяют судить о природе колебаний, т.к. охватывают диапазон 5-130 Гц. Амплитуда колебаний в данном случае находится в пределах, позволяющих получать визуально незаметную линию стыка сканов (рис. 1).

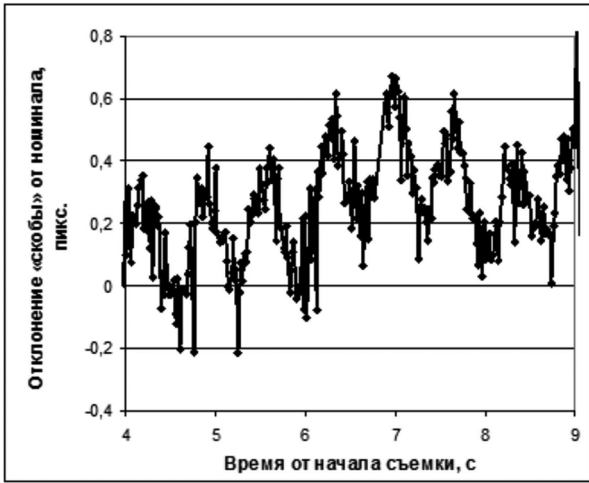


Рис. 3. Отклонения смещения сканов в кадровом направлении от номинала (виток 14655, 11.12.2018 г.)

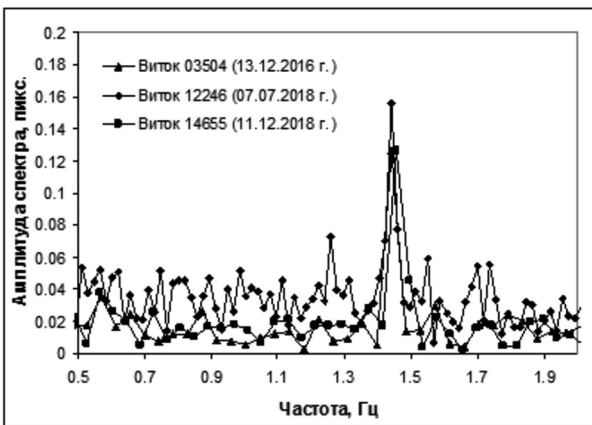


Рис. 4. Пространственные спектры смещения сканов в кадровом направлении

Объединяя вклад в ошибку «сшивки» рассмотренных искажений, получим следующие формулы для оценки ошибки «сшивки».

Среднеквадратическая ошибка «сшивки» в кадровом направлении (ошибка «скобы») в центре снимка $\sigma_{ск.ц}$ находится из уравнения:

$$\sigma_{ск.ц}^2 = \sigma_{си.V\alpha}^2 + \sigma_{си.\alpha}^2 + \sigma_{си.H}^2 + \sigma_{си.ПЗС}^2 + \sigma_{си.виб.\alpha}^2 + \sigma_{си.мп}^2 \quad (20)$$

Среднеквадратическая ошибка «сшивки» в кадровом направлении (ошибка «скобы») на краю снимка $\sigma_{ск.к}$ находится из уравнения:

$$\sigma_{ск.к}^2 = \sigma_{си.V\alpha}^2 + \sigma_{си.\alpha}^2 + \sigma_{си.V\kappa}^2 + \sigma_{си.\kappa}^2 + \sigma_{си.H}^2 + \sigma_{си.ПЗС}^2 + \sigma_{си.виб.\alpha}^2 + \sigma_{си.виб.\kappa}^2 + \sigma_{си.мп}^2 \quad (21)$$

Среднеквадратическая ошибка «сшивки» в строчном направлении (ошибка поперечного перекрытия) $\sigma_{пер}$ находится из уравнения:

$$\sigma_{пер}^2 = \sigma_{си.V\omega}^2 + \sigma_{си.\omega}^2 + \sigma_{си.ПЗС}^2 + \sigma_{си.виб.\omega}^2 + \sigma_{си.мп}^2 \quad (22)$$

Максимальная ошибка (по критерию «3σ», за исключением учета искажающих факторов гармонического характера, которые оцениваются по размаху) «сшивки» в кадровом направлении (ошибка «скобы») в центре снимка $\varepsilon_{\max ск.ц}$ находится из уравнения:

$$\varepsilon_{\max ск.ц}^2 = 9\sigma_{си.V\alpha}^2 + 9\sigma_{си.\alpha}^2 + 9\sigma_{си.H}^2 + 9\sigma_{си.ПЗС}^2 + \varepsilon_{\max си.виб.\alpha}^2 + \varepsilon_{\max си.мп}^2 \quad (23)$$

Максимальная ошибка «сшивки» в кадровом направлении (ошибка «скобы») на краю снимка $\varepsilon_{\max ск.к}$ находится из уравнения:

$$\varepsilon_{\max ск.к}^2 = 9\sigma_{си.V\alpha}^2 + 9\sigma_{си.\alpha}^2 + 9\sigma_{си.V\kappa}^2 + 9\sigma_{си.\kappa}^2 + 9\sigma_{си.H}^2 + 9\sigma_{си.ПЗС}^2 + \varepsilon_{\max си.виб.\alpha}^2 + \varepsilon_{\max си.виб.\kappa}^2 + \varepsilon_{\max си.мп}^2 \quad (24)$$

Максимальная ошибка «сшивки» в строчном направлении (ошибка поперечного перекрытия) $\varepsilon_{\max пер}$ находится из уравнения:

$$\varepsilon_{\max пер}^2 = 9\sigma_{си.V\omega}^2 + 9\sigma_{си.\omega}^2 + 9\sigma_{си.ПЗС}^2 + \varepsilon_{\max си.виб.\omega}^2 + \varepsilon_{\max си.мп}^2 \quad (25)$$

Определение точности «сшивки» на примере МКА «Аист-2Д»

Для проверки рассмотренной методики с ее использованием выполнена оценка априорной точности «сшивки» спектрозональных изображений от съемочной аппаратуры «Аврора» МКА «Аист-2Д» [4] для случая надирной съемки.

В расчетах использовались следующие данные: $r_a = 6864,8 \text{ км}$; $r_p = 6848,2 \text{ км}$; $\gamma = 0^\circ$; $f = 2000 \text{ мм}$; $p = 18 \text{ мкм}$; $L = 7,4 \text{ мм}$; $B_\phi = 162,2 \text{ мм}$; $\sigma_{ПЗС} = 0,05 \text{ пикс.}$; $\sigma_{ХДЗ} = 0,8''$; $\sigma_{УДЗ} = 0,8''$; $\sigma_{ЗДЗ} = 7''$; $\Delta T_{ДЗ} = 0,5 \text{ с}$; $N_{ДЗ} = 10$ (минимальное); на основании $\mathbf{R}_{ССК \leftarrow ПСКs}$, $s = 1, \dots, S$ рассчитаны $\sigma_{ор.\alpha} = 0,7909^\circ$; $\sigma_{ор.\omega} = 0,5657^\circ$; $\sigma_{ор.\kappa} = 0,7988^\circ$; $\sigma_{Ви\alpha} = \sigma_{Ви\omega} = \sigma_{Ви\kappa} = 3 \cdot 10^{-3} \circ / \sqrt{4}$; $\Delta T_{ДУС} = 0,5 \text{ с}$; $\sigma_H = 25,1 \text{ м}$ (оценка точности SRTM 3" для местности с уклоном более 20° [10]); $\varepsilon_{виб.\alpha} = 2,3 \cdot 10^{-5} \circ$; $\varepsilon_{виб.\omega} = 2,3 \cdot 10^{-5} \circ$; $\varepsilon_{виб.\kappa} = 2,3 \cdot 10^{-5} \circ$; присутствуют колебания по тангажу с периодом $T_m = 0,714 \text{ с}$ и амплитудой $A_{M\alpha} = 4,3 \cdot 10^{-5} \circ$ (оценки параметров колебаний получены по результатам анализа видеоданных); $\sigma_{мп} = 0,035 \text{ пикс.}$, $\varepsilon_{\max мп} = 0,05 \text{ пикс.}$

Результаты расчета приведены в табл. 1. Полученные оценки подтверждаются измерениями.

Таблица 1 – Априорная оценка точности «сшивки» изображений от КА «Аист-2Д»

Ошибка	Оценка для МКА «Аист-2Д», пикс.	
	в апогее	в перигее
$\sigma_{\text{сш.}V\alpha}, \sigma_{\text{сш.}V\omega}$	0,0355	0,0342
$\sigma_{\text{сш.}V\kappa}$	0,0014	0,0014
$\sigma_{\text{сш.}\alpha}$	0,0273	0,0262
$\sigma_{\text{сш.}\omega}$	0,0214	0,0205
$\sigma_{\text{сш.}\kappa}$	0,0011	0,0011
$\sigma_{\text{сш.}H}$	0,0209	0,0217
$\sigma_{\text{сш.ПЗС}}$	0,0707	
$\sigma_{\text{сш.виб.}\alpha}$	0,1071	0,1049
$\sigma_{\text{сш.виб.}\omega}$	0,0223	0,0223
$\sigma_{\text{сш.виб.}\kappa}$	0,0009	0,0009
$\varepsilon_{\text{max сш.виб.}\alpha}$	0,1515	0,1483
$\varepsilon_{\text{max сш.виб.}\omega}$	0,0446	0,0446
$\varepsilon_{\text{max сш.виб.}\kappa}$	0,0018	0,0018
$\sigma_{\text{сш.тп}}$	0,05	
$\varepsilon_{\text{max сш.тп}}$	0,1	
$\sigma_{\text{ск.}\zeta}$	0,1481	0,1460
$\sigma_{\text{ск.}\kappa}$	0,1481	0,1461
$\sigma_{\text{пер}}$	0,0986	0,0979
$\varepsilon_{\text{max ск.}\zeta}$	0,3193	0,3161
$\varepsilon_{\text{max ск.}\kappa}$	0,3194	0,3162
$\varepsilon_{\text{max пер}}$	0,2692	0,2670

Заключение

Рассмотрение методики позволяет сделать вывод, что при конструировании спутников ДЗЗ, оснащенных многоматричными датчиками, необходимо внимательно относиться к выбору измерительной аппаратуры и ее согласованности с конструктивными параметрами съемочного устройства, контролировать предельные значения колебаний (вибраций).

Действие большинства рассмотренных искажающих факторов растёт при увеличении расстояния между соседними ПЗС-матрицами, которое в рамках конструкции с их шахматным расположением желательно минимизировать.

Значительный вклад в ошибку «сшивки» могут вносить колебания съемочного устройства, как это оказалось в случае с МКА «Аист-2Д». В рассмотренном примере частота колебаний с наибольшей амплитудой находится вблизи частоты измерений ДУС. Увеличение последней позволит снизить ошибку «сшивки».

Современные звездные датчики обеспечивают точ-

ность «сшивки» при штатной работе и правильном выборе количества и расположения.

Параметры внутреннего ориентирования, такие как положение ПЗС-матриц в фокальной плоскости, имеют консервативный характер, и после того, как точно измерены в процессе фотограмметрической калибровки, не вносят существенного вклада в ошибку «сшивки».

При использовании ЦМР SRTM 3" ошибка «сшивки» изображений высокого разрешения от МКА «Аист-2Д» из-за ошибки определения высоты составляет порядка 0,02 пикселя. Однако для других КА эта составляющая ошибки «сшивки» может пропорционально расти при увеличении расстояния между соседними ПЗС-матрицами или съемке с более низкой орбиты.

Литература

1. Бакланов А.И. Системы наблюдения и мониторинга: учебное пособие / А.И. Бакланов. – М.: БИНОМ. Лаборатория знаний, 2009. 234 с.
2. Кузнецов А.Е., Пресняков О.А., Мятлов Г.Н. Структурное восстановление изображений от многоматричных сканерных датчиков дистанционного зондирования Земли. Цифровая обработка сигналов. 2015. № 3. С. 29-36.
3. Tang, X.; Hu, F.; Wang, M.; Pan, J.; Jin, S.; Lu, G. Inner FoV Stitching of Spaceborne TDI CCD Images Based on Sensor Geometry and Projection Plane in Object Space. Remote Sens. 2014, 6, pp. 6386-6406.
4. Кирилин А.Н., Ахметов Р.Н., Шахматов Е.В. и др. Опытнo-технологический малый космический аппарат «АИСТ-2Д». – Самара: Изд-во СамНЦ РАН, 2017. 324 с.
5. Кузнецов А.Е., Пошехонов В.И. Структурно-параметрический синтез компонентов малого космического аппарата картографического назначения. Вестник РГРТУ. 2019. № 69.
6. Ахметов Р.Н., Еремеев В.В., Кузнецов А.Е., Мятлов Г.Н., Пошехонов В.И., Стратилатов Н.Р. Высокоточная геодезическая привязка изображений земной поверхности от КА «Ресурс-П». Исследование Земли из космоса. 2017, № 1.
7. Дрейпер Н., Смит Г. Прикладной регрессионный анализ: В 2-х кн. Кн. 1/Пер. с англ. – 2-е изд., перераб. и доп. М, 1986. 366 с.
8. Современные технологии обработки данных дистанционного зондирования Земли. под ред. В.В. Еремеева М., Физматлит, 2015.
9. Иголкин А.А., Сафин А.И., Филипов А.Г. Модальный анализ динамического макета малого космического аппарата «Аист-2Д». Вестник Самарского университета. Аэрокосмическая техника, технологии и машиностроение. 2018. Т. 17, № 2. С. 100-108.
10. Shortridge A., Messina J. Spatial structure and landscape associations of SRTM error. Remote Sens. Environ., 2011, vol. 115, no. 6, pp. 1576-1587. DOI: 10.1016/j.rse.2011.02.017.

УДК 004.932

ОРГАНИЗАЦИЯ ГЕОМЕТРИЧЕСКОЙ КАЛИБРОВКИ СЪЁМОЧНЫХ СИСТЕМ ДЗЗ

Кузнецов А.Е., д.т.н., профессор, зам. директора НИИ «Фотон» Рязанского государственного радиотехнического университета им. В.Ф. Уткина, e-mail: foton@rsreu.ru;

Пошехонов В.И., к.т.н., ведущий научный сотрудник НИИ «Фотон» Рязанского государственного радиотехнического университета им. В.Ф. Уткина, e-mail: foton@rsreu.ru

ORGANIZATION OF REMOTE SENSING IMAGING SYSTEMS
GEOMETRIC CALIBRATION

Kuznetsov A.E., Poshekhonov V.I.

The technological scheme of the in-flight geometric calibration of Earth remote sensing systems is considered. The technology includes two stages of calibration activities. The first stage is performed during the satellite flight tests and is associated with the refinement of the interior orientation parameters and the mounting angles of the camera. The task of the second stage is to monitor the mounting angles of the camera. It is shown that the recalibration process should be performed in case of exceeding the permissible misalignment of measurements by star trackers of the camera orientation roll, pitch and yaw angles. A model justifying the number of calibration routes that are necessary during calibration process is given. A conclusion is given on the practical use of the considered technological process and the ways of its improvement.

Key words: remote sensing camera, star tracker, ground control points, exterior and interior orientation parameters.

Ключевые слова: съёмочная камера, астродатчики, опорные точки местности, элементы внешнего и внутреннего ориентирования.

Введение

Геокодирование и геометрическая обработка изображений, формируемых системами дистанционного зондирования Земли (ДЗЗ), осуществляется на основе математических моделей, описывающих процесс съёмки подстилающей поверхности камерой наблюдения. С использованием моделей вычисляются геодезические координаты (φ, λ) пикселей изображения на основе динамических и статических параметров, описывающих пересечение визирного луча камеры с земной поверхностью с учётом высоты местности h . Динамические параметры, определяемые как элементы внешнего ориентирования и описываемые вектором $\Omega(t)$, включают данные о пространственном и угловом положении спутника в зависимости от времени съёмки t . Статические параметры включают элементы внутреннего ориентирования камеры (ЭВНО) и конструктивные углы приборов астроориентации и съёмочного устройства относительно связанной системы координат спутника. К элементам внутреннего ориентирования, описываемым вектором \mathbf{u} , относятся фокусное расстояние и положение фоточувствительных элементов камеры в фокальной плоскости с учётом дисторсии объектива.

Данные первой группы параметров, входящих в модель, формируются автономной системой навигации космического аппарата (КА), а второй – по данным наземной фотограмметрической калибровки камеры. Особенность космических систем ДЗЗ состоит в том, что после запуска КА данные предполётной фотограмметрической калибровки изменяются, что снижает точ-

Рассматривается технологическая схема проведения полётной геометрической калибровки съёмочных систем дистанционного зондирования Земли. Технология включает два этапа проведения калибровочных мероприятий. Первый этап выполняется в период лётных испытаний спутника и связан с уточнением элементов внутреннего ориентирования и конструктивных углов камеры. Задачей второго этапа является мониторинг конструктивных углов камеры. Показано, что процесс перекалибровки должен выполняться в случае превышения допустимого рассогласования измерений астродатчиками ориентации камеры по углам крена, тангажа и рысканья. Приводится модель, обосновывающая число маршрутов съёмки, которые используются при проведении калибровочных работ. Дается заключение о практическом использовании рассмотренного технологического процесса и пути его совершенствования.

ностные характеристики модели обработки формируемых камерой изображений. Для уточнения ЭВНО и конструктивных углов выполняется полётная геометрическая калибровка съёмочной системы. Основная идея этого процесса рассмотрена в работе [1]. Однако, с технологической точки зрения этот сложный процесс, используемый как на этапе лётных испытаний КА, так и в ходе штатной эксплуатации изделия, в публикациях не описан. Поэтому целью настоящей работы является рассмотрение порядка проведения мероприятий по геометрической калибровке, обеспечивающего поддержание высоких точностных характеристик модели обработки видеоданных в течение всего периода целевого использования систем ДЗЗ высокого пространственного разрешения.

Технологическая схема проведения геометрической калибровки

Геометрическая калибровка съёмочных устройств проводится для всех систем ДЗЗ, однако для камер вы-

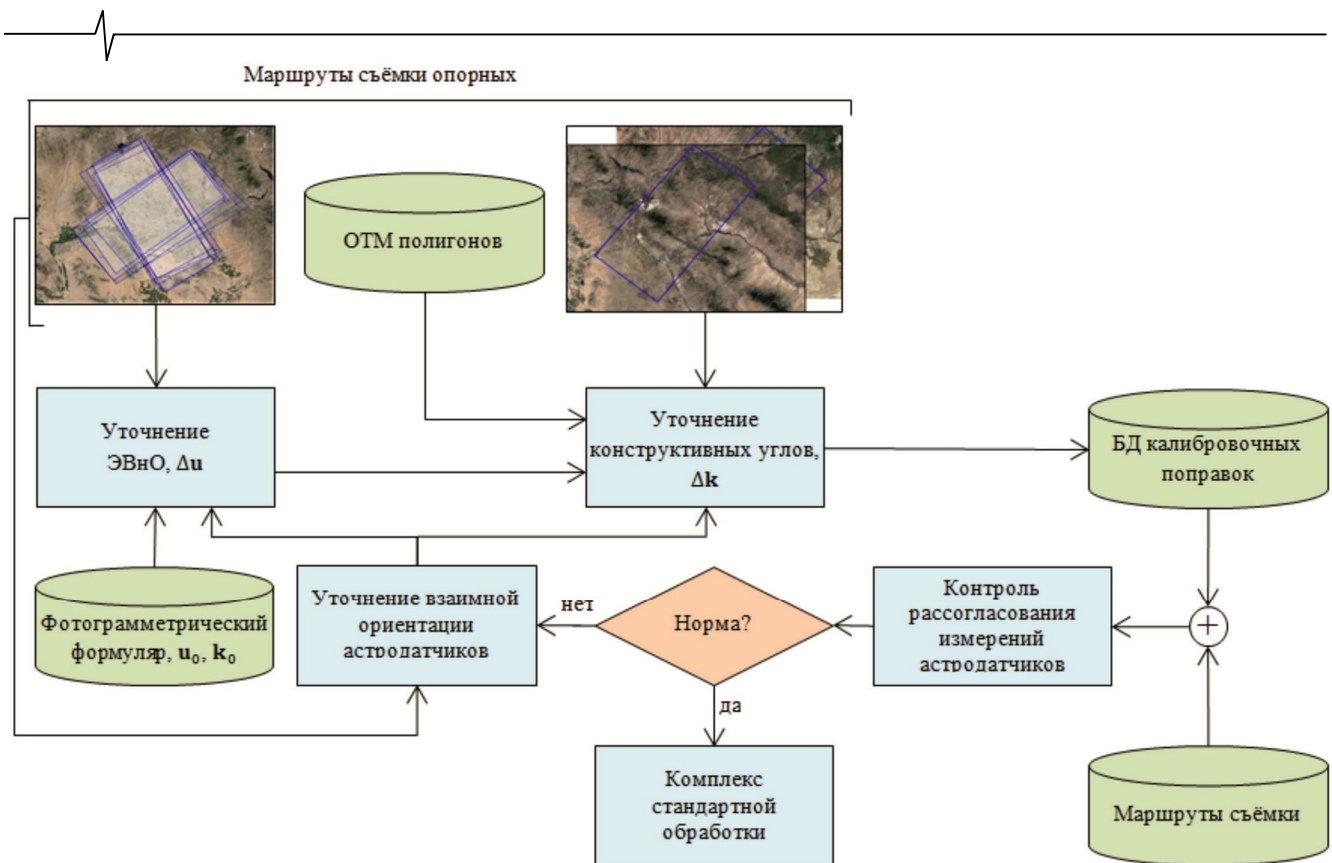


Рис. 1. Технологическая схема выполнения геометрической калибровки

сокого пространственного разрешения эта процедура отличается наибольшей сложностью, поскольку её реализация требует взаимодействия всех компонентов наземного комплекса приёма, обработки и распространения информации [2]. На рис. 1 приведена технологическая схема проведения полётной геометрической калибровки, разработанная для систем ДЗЗ типа «Аист», «Ресурс-П», «Ресурс-ПМ» и др. Схема, как это отмечалось в [1], описывает двухэтапный процесс проведения калибровочных мероприятий.

На первом этапе, проводимом на этапе лётных испытаний КА, уточняются элементы внутреннего ориентирования и конструктивные углы, т.е. определяются поправки к векторам \mathbf{u}_0 и \mathbf{k}_0 ,

$$\varphi = \Phi(m, n, h, \Omega(t), \mathbf{u}_0 + \Delta\mathbf{u}, \mathbf{k}_0 + \Delta\mathbf{k}),$$

$$\lambda = F(m, n, h, \Omega(t), \mathbf{u}_0 + \Delta\mathbf{u}, \mathbf{k}_0 + \Delta\mathbf{k}),$$

где Φ и F – математические функции, устанавливающие координатное соответствие между планарными (m, n) и геодезическими (φ, λ) координатами пикселей изображения; \mathbf{u}_0 и \mathbf{k}_0 – векторы, описывающие формулярные значения параметров внутреннего ориентирования и конструктивных углов аэродатчиков и камеры; $\Delta\mathbf{u}$ и $\Delta\mathbf{k}$ – искомые поправки.

Кроме того, на этом этапе осуществляется валидация математической модели съёмки, т.е. установление её адекватности реальным условиям функционирования съёмочной и навигационной аппаратуры. Поэтому обязательным условием этого этапа является участие разработчиков модели в процессе калибровки.

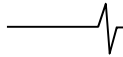
Исходными данными для выполнения работ по этапу являются:

- данные фотограмметрического предполётного формуляра, содержащие параметры векторов \mathbf{u}_0 и \mathbf{k}_0 ;
- опорные полигоны – участки земной поверхности, содержащие опорные точки местности (ОТМ);
- маршруты съёмки опорных полигонов.

ОТМ представляют собой изображения характерных объектов, для которых с высокой точностью известны геодезические координаты $(\varphi_{oi}, \lambda_{oi})$ и высота h_{oi} , где i – номер ОТМ. Для минимизации ошибок измерения планарных координат (m, n) характерных объектов на анализируемых изображениях, пространственное разрешение изображений ОТМ должно быть по крайней мере в два раза выше пространственного разрешения изображения маршрута съёмки опорного полигона.

Съёмка опорных полигонов организовывается комплексом планирования с соблюдением следующих условий: процент облачности не более 10-15%; наличие информации от всех аэродатчиков и фоточувствительных устройств камеры и, наконец, съёмка полигона должна быть выполнена в режиме «крест-накрест» под разными углами отклонения КА от надира. Последнее условие необходимо для использования алгоритма самокалибровки камер. Как показали исследования в [1], данный режим хорошо зарекомендовал себя при уточнении элементов внутреннего ориентирования каждой фоточувствительной матрицы камеры. Длительность каждого маршрута должна соответствовать площади покрытия, т.е. порядка 5-7 секунд для КА серии «Ресурс-П».

Таким образом, основная сложность при получении исходных данных для калибровки ЭВНО заключается в необходимости съёмки большого количества безоблачных маршрутов одной и той же территории. Продолжи-



тельность интервала времени выполнения съемки может достигать до 4 недель даже при выборе в качестве опорного полигона района с большим числом солнечных дней в году. В связи с этими ограничениями для опорного полигона калибровки ЭВНО могут отсутствовать высокоточные ОТМ. Поэтому для определения конструктивных углов камеры выполняется съемка второй группы маршрутов на районы большого числа опорных полигонов, обеспеченных высокоточными ОТМ.

Собственно процесс калибровки начинается с уточнения взаимной ориентации астродатчиков на основе анализа поступающих от них измерений. Процесс сводится к определению поправок к их конструктивным углам, с тем, чтобы минимизировать рассогласования, выдаваемые астродатчиками по углам крена, тангажа и рысканья. Целью является вычисление ориентации приборной системы координат (ПСК) каждого астродатчика относительно связанной системы координат (ССК) КА, которую представим в виде кватерниона \mathbf{k}_{ai} , где i – номер астродатчика.

Для каждого момента времени t_j , для которого имеются не менее двух измерений астродатчиков, вычисляется усредненный кватернион \mathbf{q}_j ориентации КА, задающий переход из ССК КА в инерциальную систему координат (ИСК):

$$\mathbf{e}_{ij} = \tilde{\mathbf{a}}_{ij} \mathbf{q}_j \tilde{\mathbf{k}}_{ai}, \quad \sum_i \mathbf{e}_{ij}^T \mathbf{M}^{-1} \mathbf{e}_{ij} = \min_{\mathbf{q}_j},$$

где \mathbf{e}_{ij} – невязки измерений i -го астродатчика относительно усредненного значения, \mathbf{M} – ковариационная матрица, характеризующая неравноточность измерений астродатчиков по разным осям (при умножении на мат-

рицу \mathbf{M} кватернион рассматривается как четырехмерный вектор-столбец), \mathbf{a}_{ij} – измерение i -го астродатчика, задающее переход из ПСК астродатчика в ИСК на момент времени t_j .

Анализ невязок \mathbf{e}_{ij} позволяет выполнить анализ точности определения взаимной ориентации астродатчиков по текущим конструктивным углам и в случае необходимости выполнить их уточнение:

$$\sum_j \sum_i \mathbf{e}_{ij}^T \mathbf{M}^{-1} \mathbf{e}_{ij} = \min_{\mathbf{q}_j, \mathbf{k}_{ai}}.$$

Процесс уточнения взаимной ориентации астродатчиков поясняет рис. 2, на котором приведены графики невязок измерений астродатчиков по углам крена и тангажа до и после уточнения [2].

Процесс расчета поправок Δu и Δk на основе анализа невязок координат в опорных и одноименных точках подробно изложен в работе [1].

Результатом выполнения первого этапа геометрической калибровки съёмочной камеры являются уточнённые ЭВНО и конструктивные углы, которые сохраняются в базе данных калибровочных поправок и используются в качестве исходных данных при последующей обработке материалов съёмки.

В задачи второго этапа геометрической калибровки входит контроль точностных параметров, входящих в модель обработки данных. Как правило, ЭВНО остаются стабильными в течение всего периода целевого использования КА и не требуют перекалибровки, если не происходили нарушения температурного режима работы камеры. Поэтому основным источником погрешностей геопривязки материалов съёмки являются конструктивные углы астродатчиков и камеры.

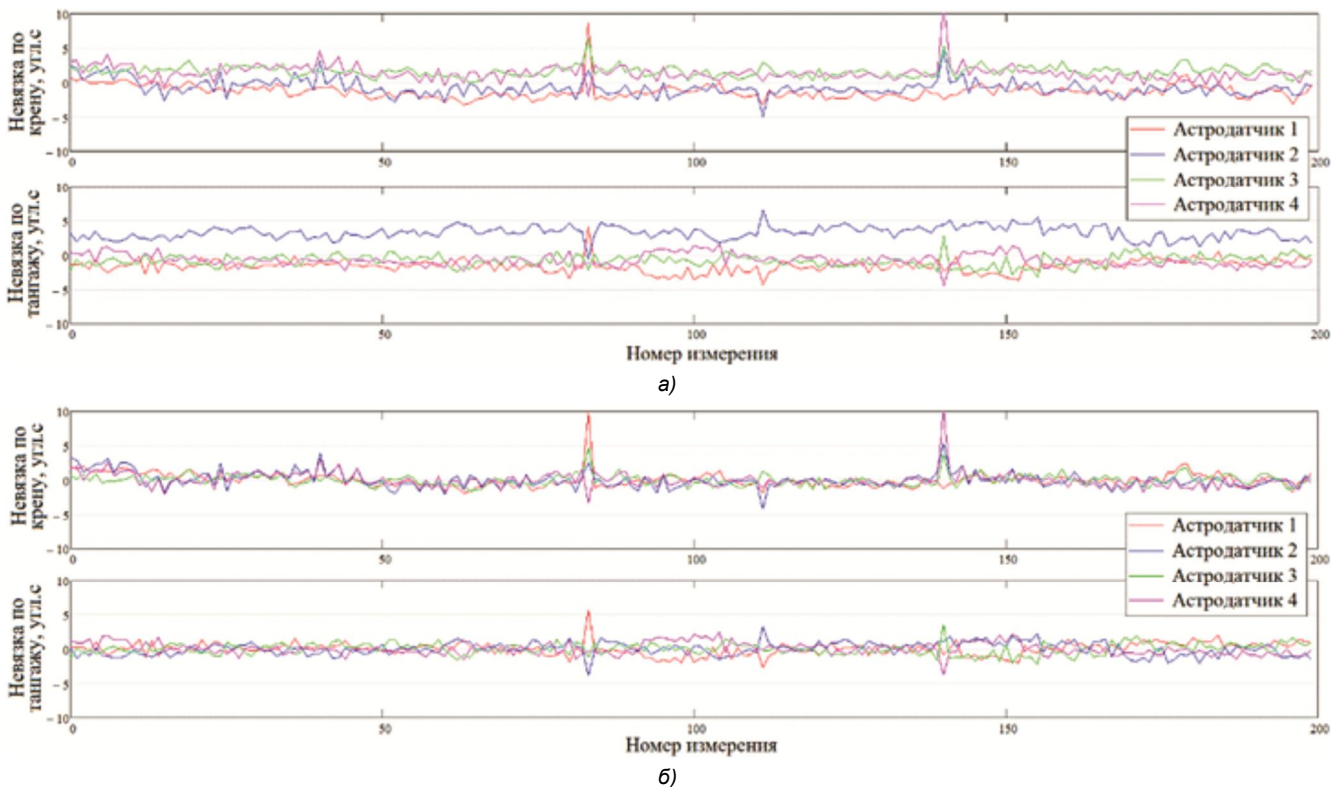
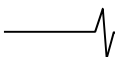


Рис. 2. График взаимных рассогласований осей астродатчиков по углам крена и тангажа до проведения калибровки (а) и после неё (б). До коррекции СКО невязок составили 1,686" и 2,097", после коррекции – 1,067" и 0,891"



Процесс контроля конструктивных углов астродатчиков выполняется на основе анализа их измерений от всех маршрутов, зарегистрированных антенным комплексом в сеансе связи с КА. Если СКО невязок e_{ij} измерений астродатчиков по углам крена, тангажа и рысканья не превосходят значений, найденных на первом этапе уточнения их взаимной ориентации, то маршруты съёмки используются для формирования выходных информационных продуктов стандартных уровней обработки. В противном случае формируется заявка на съёмку опорных полигонов, выполняется уточнение взаимной ориентации астродатчиков и находятся новые поправки к уже имеющимся конструктивным углам. Процесс мониторинга осуществляется постоянно, при этом, как показывает практика, периодичность перекалибровки конструктивных углов составляет от одного до двух месяцев.

Важным элементом рассматриваемого технологического процесса является обоснование требований к необходимому числу калибровочных маршрутов при заданной точности геодезических координат ОТМ опорных полигонов. На невязки между измеренными по изображению координатами и вычисленными по модели геопривязки, влияет ряд искажающих факторов. Во-первых, параметры внешнего ориентирования каждого маршрута съёмки, описываемые вектором $\Omega(t)$, измеряются с ошибками. Во-вторых, координаты опорных точек измеряются на изображении с ошибкой σ_u , которую примем равной половине его пространственного разрешения, геодезические координаты ОТМ заданы с точностью σ_o в плане и σ_h по высоте. Отсюда получим СКО вычисления невязок, обусловленные погрешностями измерения координат ОТМ, $\sigma_{OTM} = \sqrt{\sigma_u^2 + \sigma_o^2 + (\sigma_h \tan \alpha)^2}$, где α – средний угол отклонения КА от надира при съёмке.

Пусть координаты центра масс КА измеряются навигационной аппаратурой с СКО σ_λ , а угловое положение камеры определяется приборами астроориентации с погрешностью σ_y по каждой из осей. Учтем, что ошибка измерения угла рыскания камеры, а также ошибка измерения пространственного положения вдоль направления визирования оказывают пренебрежимо малое влияние на точность геопривязки. Тогда случайная ошибка σ_{ca} геокодирования видеоданных маршрута съёмки, обусловленная погрешностями измерительной аппаратуры КА, будет равна,

$$\sigma_{ca} = \sqrt{2\sigma_\lambda^2 + 2(H \tan \sigma_y)^2},$$

где H – высота орбиты КА.

После выполнения калибровки геопривязка изображений будет выполняться с точностью $\sigma_z = \sqrt{\sigma_{ca}^2 + \sigma_{cm}^2}$, где σ_{cm} – систематическая ошибка, обусловленная погрешностью уточнения параметров модели. Для случая, когда все маршруты сняты на разные полигоны калибровки, ошибку σ_{cm} оценим по формуле

$$\sigma_{cm} = \sqrt{(\sigma_{ca}^2 + \sigma_{OTM}^2) / N}, \text{ где } N \text{ – искомое число калибровочных маршрутов.}$$

Будем считать, что в результате выполнения калибровки ошибка геопривязки σ_z не должна превышать ошибку σ_{ca} более чем на $\gamma = 5\%$. Тогда требуемое число маршрутов определим по формуле,

$$N = \frac{\sigma_{ca}^2 + \sigma_{OTM}^2}{(\gamma^2 + 2\gamma)\sigma_{ca}^2}.$$

С использованием полученных соотношений, при геометрической калибровке датчика «Геотон-Л1» КА «Ресурс-П» было установлено, что для уточнения элементов внутреннего ориентирования и конструктивных углов требуется порядка 10 маршрутов съёмки. Как отмечается в [1], общее число одноимённых и опорных точек в ходе предполетной калибровки КА «Ресурс-П» № 2 составило 318483, что позволило уточнить элементы внутреннего ориентирования с субпиксельной точностью.

Заключение

На базе рассмотренной технологии разработан целый ряд программных комплексов (ПК). Для калибровки съёмочной аппаратуры КА «Канопус-В» и «Канопус-В-О» создан ПК КАОД, для спутников серии «Ресурс-П» – ПК ГКСА. Практическое использование этих комплексов позволило организовать получение высококачественных информационных продуктов, что отмечается в работе [3].

Ограничением рассмотренной технологии является недостаточно высокая оперативность этого процесса, связанная с временными задержками на планирование и съёмку опорных полигонов. Поэтому авторы статьи дальнейшее совершенствование методических основ процесса геометрической калибровки видят в использовании особых режимов съёмки подстилающей поверхности, например, режима реверсивной съёмки произвольных территорий земной поверхности [4]. Использование полученных данных позволит снизить требование к частоте съёмки опорных полигонов и одновременно контролировать конструктивные углы астродатчиков и съёмочной камеры.

Литература

1. Ахметов Р.Н., Еремеев В.В., Кузнецов А.Е., Мятов Г.Н., Пошехонов В.И., Стратилатов Н.Р. Высокоточная геодезическая привязка изображений земной поверхности от КА «Ресурс-П» // Исследование Земли из космоса. 2017. № 1. С. 44-53.
2. Еремеев В.В., Зинина И.И., Кузнецов А.Е., Мятов Г.Н., Пошехонов В.И., Филатов А.В., Юдаков А.А. Технология потоковой обработки данных ДЗЗ высокого разрешения // Современные проблемы дистанционного зондирования Земли из космоса. 2021. Т. 18. № 1. С. 11-18.
3. Ахметов Р.Н., Зинина И.И., Юдаков А.А., Еремеев В.В., Кузнецов А.Е., Пошехонов В.И., Пресняков О.А., Светелкин П.Н. Точностные характеристики выходной продукции высокого разрешения КА «Ресурс-П» // Современные проблемы дистанционного зондирования Земли из космоса. 2020. Т. 17. № 3. С. 41-47.
4. Greslou D., de Lussy F., Delvit J.M., Dechoz C., Amberg V. Pleiades-HR innovative techniques for Geometric Image Quality Commissioning // ISPRS Melbourne. 2012.

УДК 621.391

ПОСТОБРАБОТКА РЕЗУЛЬТАТОВ РАБОТЫ НЕЙРОСЕТЕВОГО ДЕТЕКТОРА ПОЛИПОВ НА ВИДЕОИЗОБРАЖЕНИЯХ КОЛОНОСКОПИЧЕСКИХ ИССЛЕДОВАНИЙ

*Лебедев А.А., аспирант Ярославского государственного университета им. П.Г. Демидова,
e-mail: lebedevdes@gmail.com;*

*Приоров А.Л., д.т.н., проф. Ярославского государственного университета им. П.Г. Демидова,
e-mail: pri@uniyar.ac.ru;*

*Хрящев В.В., к.т.н., доцент Ярославского государственного университета им. П.Г. Демидова,
e-mail: v.khryashchev@uniyar.ac.ru;*

*Среднякова А.С., м.н.с. Ярославского государственного университета им. П.Г. Демидова
e-mail: a.srednyakova2@uniyar.ac.ru*

POST-PROCESSING OF THE RESULTS OF THE NEURAL NETWORK POLYP DETECTOR ON VIDEO IMAGES OF COLONOSCOPIC STUDIES

Lebedev A.A., Priorov A.L., Khryashchev V.V., Srednyakova A.S.

An algorithm for post processing the results of a neural network polyp detector on video images of endoscopic colon examinations is proposed. To implement the detector, a modification of the YOLOv5 convolutional neural network with a large number of layers was used. The algorithm was tested using the original database of video sequences of real colonoscopy studies conducted by specialists of the Yaroslavl Regional Clinical Oncology Hospital. The total number of frames of test video sequences was 111 92 endoscopic images. The use of the post-processing algorithm allowed increasing the quality of detection by the AR metric to 0.833.

Key words: convolutional neural network, YOLOv5 architecture, neural network algorithm, training and testing of the algorithm, analysis of endoscopic images, colonoscopy, polyp detection, polyp video database, post-processing of results, metric for evaluating the quality of the algorithm.

Ключевые слова: сверточная нейронная сеть, архитектура YOLOv5, нейросетевой алгоритм, обучение и тестирование алгоритма, анализ эндоскопических изображений, колоноскопия, детектирование полипов, база видеоданных полипов, постобработка результатов, метрика оценки качества работы алгоритма.

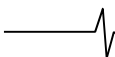
Введение

По данным Всемирной организации здравоохранения в мире колоректальный рак занимает третье место по распространенности среди других видов рака и второе место по частоте летальных исходов [1]. Причиной возникновения колоректального рака является развитие злокачественных полипов (небольших участков аномальных скоплений клеток) в толстой кишке. Современные исследования показывают, что обнаружение и удаление полипов на слизистой оболочке кишечника позволяет сократить смертность от колоректального рака на 53 % [2].

В настоящее время колоноскопия считается лучшим диагностическим инструментом для исследования толстой кишки, в том числе для раннего выявления и удаления полипов. Колоноскопия – инвазивная медицинская процедура, при которой эндоскопист исследует и/или оперирует толстую кишку с помощью гибкого эндоскопа, видеопоток с которого выводится на монитор врача. Анализируя изображение на мониторе, врач осуществляет поиск полипов и при нахождении осуществляет сбор материала для проведения биопсии, по результатам которой принимается решение о дальнейшем лечении пациента [3].

Предложен алгоритм постобработки результатов работы нейросетевого детектора полипов на видеоизображениях эндоскопических исследований толстой кишки. Для реализации детектора использовалась модификация сверточной нейронной сети YOLOv5 с большим количеством слоев. Тестирование алгоритма осуществлялось с помощью оригинальной базы видеопоследовательностей реальных колоноскопических исследований, проведенных специалистами Ярославской областной клинической онкологической больницы. Суммарное число кадров тестовых видеопоследовательностей составило 111 92 эндоскопических изображений. Использование алгоритма постобработки позволило повысить качество детектирования по метрике AP до 0,833.

Данная процедура дорогостоящая и трудоемкая, требует качественной подготовки кишечника, а также наполнения кишечника воздухом во время обследования, что дискомфортно для пациента, особенно с большим кишечником. Каждое видеоисследование содержит множество неинформативных кадров, на которых отсутствуют полипы. Количество обнаруженных полипов зависит как от механических факторов (плохая очистка кишечника, скрытие полипов за изгибами и складками толстой кишки), так и от квалификации врача-эндоскописта (распознавание полипов, имеющих цвет, близкий с окружающей слизистой оболочке, или крошечную/плоскую морфологию [4]). Частота пропусков полипа толстой кишки высока при традиционной колоноскопии и составляет около 25 % случаев для всех видов полипов. В одном исследовании почти четверть полипов была пропущена при проведении колоноскопии, несмотря на то, что видеоданные, выводимые на экран, имели высокое разрешение [5].



Таким образом, разработка автоматизированного алгоритма обнаружения полипов на изображениях слизистой оболочки толстой кишки является приоритетным направлением развития колоноскопической диагностики, позволяющим помочь врачам в ходе принятия значимых решений, повысить точность диагностики и снизить уровень смертности от колоректального рака [3]. Примером такой автоматизации может быть система поддержки принятия решения для врача-эндоскописта на основе сверточных нейронных сетей. Подобные системы работают в качестве второго наблюдателя, обладают высокой чувствительностью и отображают аннотацию каждого видеокadra на экране специалиста в режиме реального времени [6].

Совместно со специалистами эндоскопического отделения Ярославской областной клинической онкологической больницы разработан алгоритм детектирования полипов на эндоскопических изображениях колоноскопии [7] (рис. 1). Он является одним из компонентов системы поддержки принятия решения врача-эндоскописта. Данная система уже используется в тестовом режиме специалистами Ярославской областной клинической больницы и НМХЦ им. Н.И. Пирогова (г. Москва).

Использование стандартных детекторов на статических эндоскопических изображениях позволяет достичь высоких результатов качества обнаружения полипов. В то же время применение таких детекторов к данным видеопотока характеризуется худшим качеством детектирования, в особенности при быстро меняющихся сценах в кадре и низком разрешении данных. Камера на конце эндоскопа находится в постоянном движении, что приводит к возникновению таких артефактов, как рас-

фокусировка объекта, размытие кадра и другие, что может значительно снижать качество работы нейросетевых алгоритмов [8].

Достижение высокого качества распознавания полипов на видеопотоке при небольших дополнительных вычислительных затратах возможно путем введения дополнительного этапа постобработки в существующую систему детектирования полипов на эндоскопических видеоданных колоноскопии. Целью данной работы является разработка такого алгоритма постобработки детектирования и оценка влияния данного этапа на результат обработки системой эндоскопических изображений колоноскопических исследований.

Алгоритм постобработки детектирования

Основная идея постобработки заключается в связывании объектов в ряде последовательных кадров и формировании предсказаний о наличии объекта с использованием полученных связей. Наиболее часто для реализации используются алгоритмы постобработки Seq-NMS и Seq-Bbox-Matching, основанные на ручной эвристике и расчете метрики Intersection over Union (IoU) – отношении площади пересечения между детектированиями к площади объединения детектированиями между объектами в соседних кадрах [9].

Другой способ – использование обученного классификатора, способного автоматически определять принадлежность ближайших детектированиями в соседних кадрах к одному объекту.

Блок-схема работы алгоритма постобработки на базе обученного классификатора представлена на рис. 2 а, а процесс формирования пар детектированиями из кадров показан на рис. 2 б.

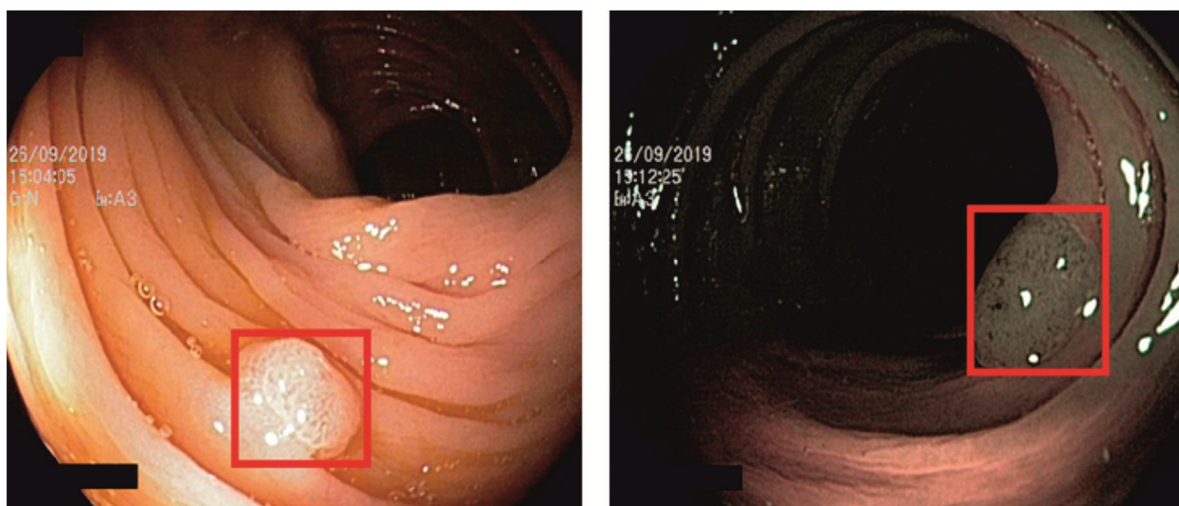


Рис. 1. Пример разметки полипов алгоритмом на эндоскопических изображениях толстой кишки

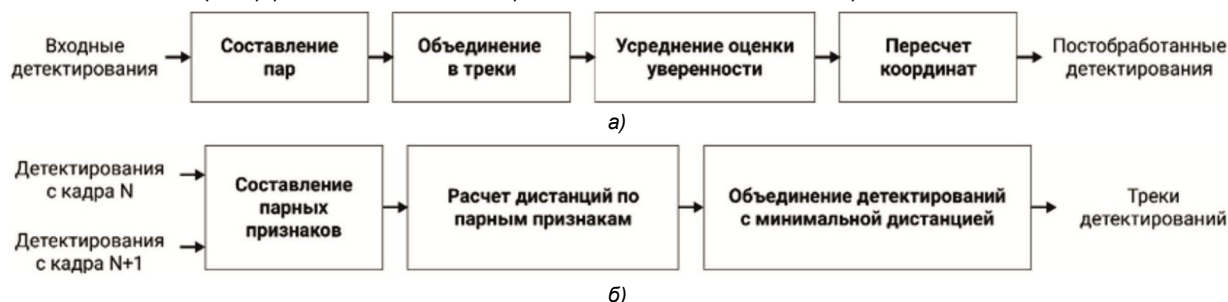
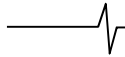


Рис. 2. Блок-схемы алгоритмов: а) постобработки детектированиями на видеоданных; б) объединения детектированиями в треки



Будем считать, что f_{sem} , f_{loc} и f_{geo} – парные признаки для детектирования, которые определяются следующим образом [9]:

$$f_{sem} = f_{sem}^{d_t} \cdot f_{sem}^{d_{t+1}},$$

$$f_{loc} = \{IoU, d_{centers}\},$$

$$f_{geo} = \{ratio_w, ratio_h\},$$

где $f_{sem}^{d_t}$ и $f_{sem}^{d_{t+1}}$ – вектора оценок уверенностей в том, что данное детектирование принадлежит к определенному классу для текущего и следующего кадра; $d_{centers}$ – евклидово расстояние между центрами детектирования; $ratio_w$ и $ratio_h$ – соотношения ширин и высот детектирования соответственно.

Для каждых двух соседних кадров в видеопотоке определяется дистанция между детектированиями по формуле:

$$D(d_n, d_{n+1}) = 1 - f_{sem} X(f_{loc}, f_{geo}), \tag{1}$$

где X – логистическая регрессия.

Если полученное значение дистанции (1) минимально, то из детектирования формируется пара. Из нескольких пар создается трек детектирования.

Далее для треков происходит усреднение оценок уверенности между входящими в него детектированиями. В некоторых случаях может осуществляться пересчет координат детектирования путем применения фильтра Гаусса к последовательности, состоящей из пок кадровых координат детектирования [9].

Обучение и тестирование алгоритма

Для обучения и тестирования алгоритма постобработки открытые базы эндоскопических изображений полипов не подходят, так как данные базы представляют собой относительно небольшие наборы не связанных между собой изображений, в то время как алгоритм постобработки работает с последовательными кадрами видеопоследовательности. Задача анализа видеопотока существенно более сложная, и результаты, получаемые на открытых базах данных, оказываются суще-

ственно выше, чем результаты, получаемые на практике при анализе видеопотока. В связи с этим в данной работе использовалась оригинальная база эндоскопических изображений колоноскопии, собранная совместно со специалистами Ярославской областной клинической онкологической больницы.

Для обучения классификатора было отобрано 50 видеофрагментов 50-ти различных пациентов, а для тестирования использовались 9 видеофрагментов 9 пациентов. Совокупное число кадров обучающей базы составило 165 665 изображений, из которых 114 754 содержат полипы. Совокупное число кадров тестовой базы составило 11 192 эндоскопических изображений, из которых 7057 содержат полипы.

Разработка нейросетевого детектора полипов (НДП) осуществлялась на базе архитектуры сверточной нейронной сети YOLOv5 [10]. В результате исследований установлено, что размер нейронной сети влияет на результат детектирования. Для оценки качества детектирования использовались следующие метрики оценки качества [7]:

$$P = \frac{TP}{TP + FP},$$

$$R = \frac{TP}{TP + FN},$$

$$AP = \frac{\sum_{r=1}^N P_r}{N},$$

где TP – истинно-положительные результаты работы алгоритма; FP – ложно-положительные результаты работы алгоритма; FN – ложно-отрицательные результаты работы алгоритма; P – точность (Precision); R – полнота или чувствительность (Recall); AP – средняя точность (Average Precision); P_r – значение точности (Precision) при фиксированном значении порога r ; N – множество значений порога.

Алгоритм, в основе которого находится модификация архитектуры YOLOv5 с наибольшим количеством слоев,

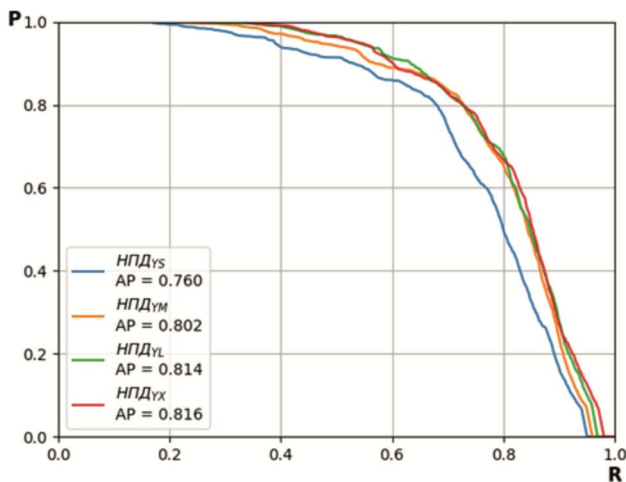


Рис. 3. Кривые зависимости точности от полноты для нейросетевых детекторов полипов на основе модификаций архитектуры YOLOv5, полученные для собранной базы изображений

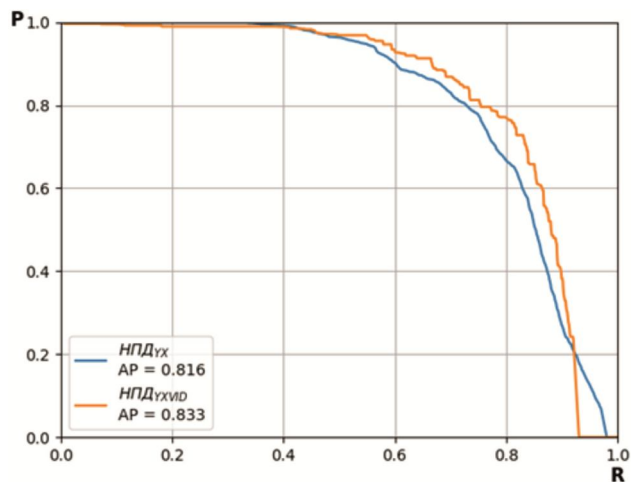


Рис. 4. Кривые зависимости точности от полноты для нейросетевых детекторов полипов на основе алгоритмов детектирования с этапом постобработки (НДПyxпд) и без него (НДПyx), полученные для собранной базы изображений

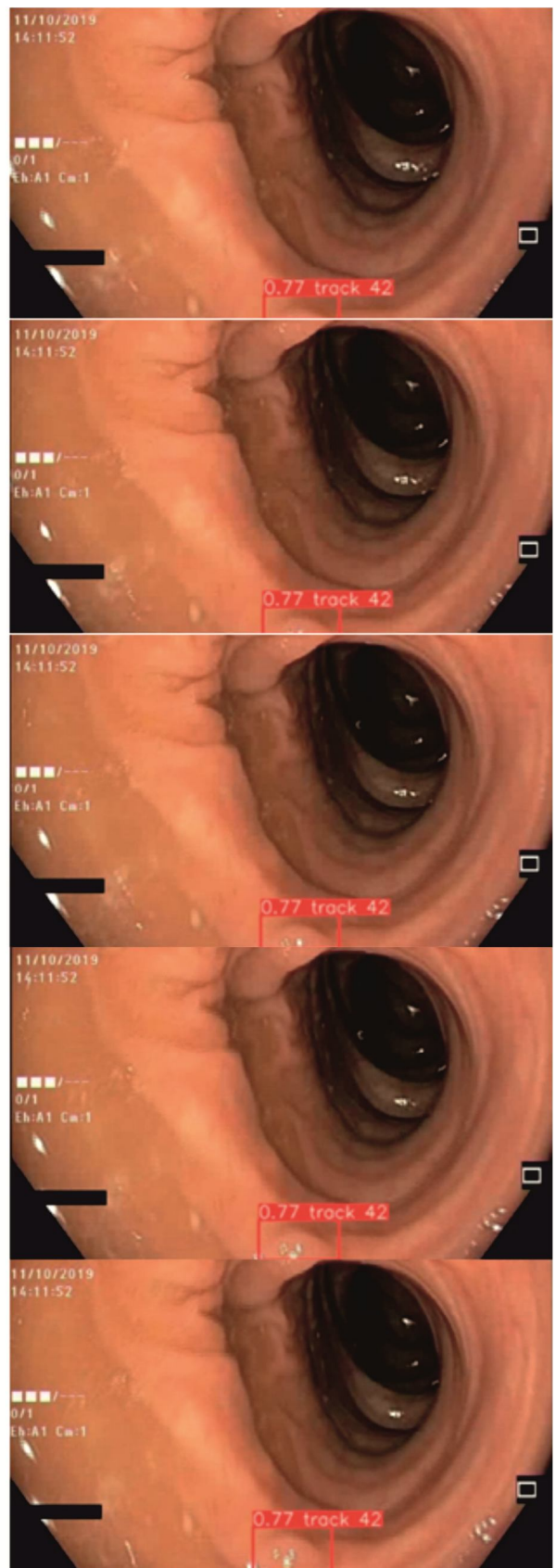
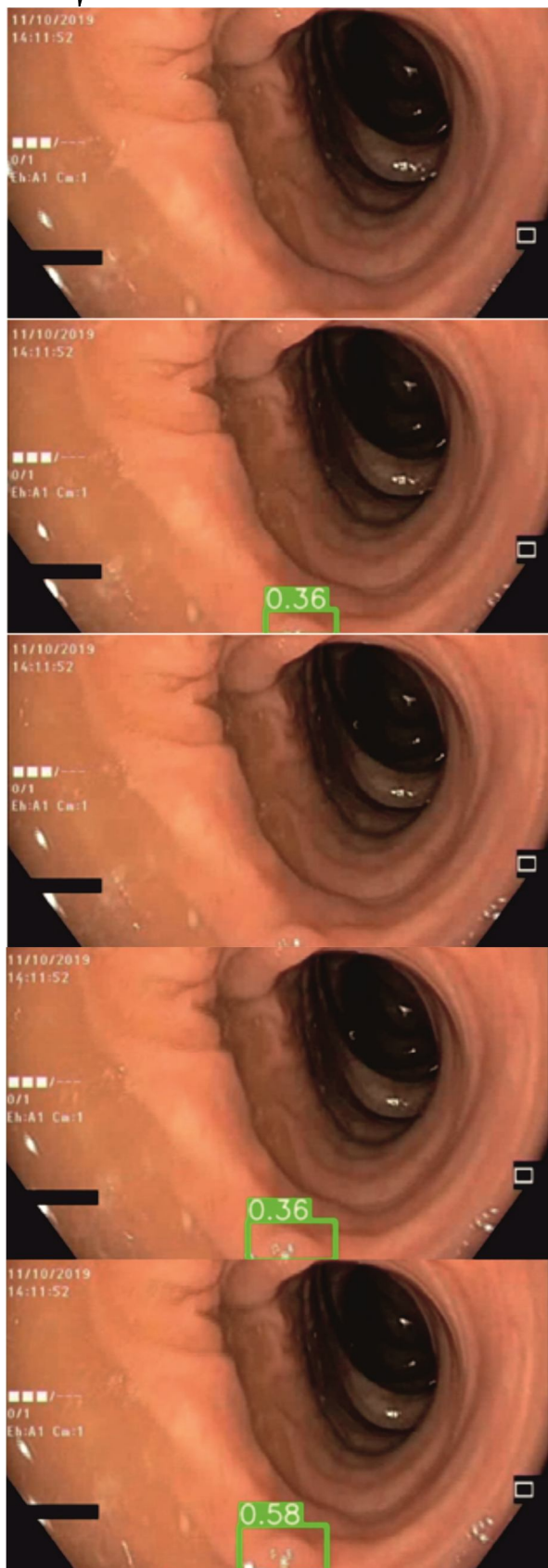


Рис. 5. Примеры работы алгоритмов на последовательной серии из пяти кадров:
 а) алгоритм без постобработки ($НДП_{УХ}$); б) алгоритм с постобработкой ($НДП_{УХID}$)

показал наилучший результат детектирования по сравнению с модификациями, где использовались меньшие размеры нейросети (s, m, l, x , где $s < m < l < x$). Точность работы такого детектора полипов для собранной оригинальной базы эндоскопических изображений коло-

носкопии составила $AP(НДП_{УХ}) = 0,816$ (рис. 3). Дальнейшее исследование влияния алгоритма постобработки проводилось для детектирования, полученных на выходе этого нейросетевого алгоритма.

На рис. 4 представлены кривые зависимости точно-

сти от полноты для алгоритма $НДП_{УХ}$ без постобработки и с постобработкой (алгоритм $НДП_{УХVID}$). Средняя точность на собранной базе колоноскопических изображений для системы, не имеющей этапа постобработки, составляет $AP(НДП_{УХ}) = 0,816$. Введение этапа постобработки позволяет повысить среднюю точность детектирования полипов на 0,017.

Визуализация работы алгоритма постобработки для серии из пяти последовательных кадров представлена на рис. 5. Так, на рис. 5 а изображены результаты детектирования полипов на колоноскопических изображениях базовым нейросетевым алгоритмом $НДП_{УХ}$ при отсутствии этапа постобработки. Часть кадров в данном случае осталась без алгоритмической разметки.

Данный пример показывает, что недостающие детектирования базового детектора могут быть восстановлены за счет контекстной информации из соседних кадров с помощью алгоритма постобработки (рис. 5 б). Кроме того, для правильно обнаруженных объектов в несколько раз увеличивается оценка вероятности того, что детектирование принадлежит к классу полип: для $НДП_{УХVID} = 0,77$ по сравнению с $НДП_{УХ} = 0,38$.

Заключение

Качество работы нейросетевого детектора, используемого для обнаружения полипов на видеопоследовательностях эндоскопических исследований толстой кишки, может быть улучшено путем постобработки результатов детектирования.

В результате тестирования разработанного алгоритма на собственной базе изображений колоноскопических исследований получено значение метрики $AP = 0,816$. Применение постобработки позволило повысить значение данной метрики до 0,833. Результаты тестирования получены для базы, состоящей из 11 192 колоноскопических изображений, собранной совместно с врачами Ярославской областной клинической онкологической больницы.

Литература

1. World Health Organization. Cancer. Режим доступа: <https://www.who.int/news-room/fact-sheets/detail/cancer>

(дата обращения: 18.11.2021).

2. Zauber A.G., Winawer S.J., O'Brien M.J. Colonoscopic polypectomy and long-term prevention of colorectal-cancer deaths // N. Engl. J. Med. 2012. Vol. 366. pp. 687-696. DOI: 10.1056/NEJMoa1100370.

3. Sharma P., Bora K., Kasugai K., Balabantaray B. Two Stage Classification with CNN for Colorectal Cancer Detection // Oncologie. 2020. Vol. 22, № 3. pp. 1-17. DOI:10.32604/oncologie.2020.013870.

4. Tang Ch., Chen K., Lin T. Computer-Aided Colon Polyp Detection on High Resolution Colonoscopy Using Transfer Learning Techniques // Sensors. 2021. Vol. 21. № 5315.

5. Leufkens A.M., Van Oijen M.G.H., Vleggaar F.P., Siersema P.D. Factors influencing the miss rate of polyps in a back-to-back colonoscopy study // Endoscopy. 2012. Vol. 44. pp. 470-475.

6. Хрящев В.В., Ганин А.Н., Лебедев А.А., Степанова О.А., Кашин С.В., Куваев Р.О. Разработка и анализ алгоритма детектирования патологий на эндоскопических изображениях желудка на основе сверточной нейронной сети // Цифровая обработка сигналов. 2018. № 3. С. 70-75.

7. Лебедев А.А., Хрящев В.В., Среднякова А.С., Казина Е.М. Разработка алгоритма детектирования полипов на эндоскопических изображениях с использованием сверточных нейронных сетей // Цифровая обработка сигналов. 2021. № 2. С. 55-60.

8. Королев М.П., Кашин С.В., Завьялов Д.В., Рассадина Е.А. и др. Принципы организации и критерии качества колоноскопии, выполняемой с целью скрининга колоректального рака. Режим доступа: http://www.endoscopy-yaroslavl.ru/content/100513_rekom (дата обращения: 18.11.2021).

9. Sabater A., Montesano L., Murillo A. Robust and efficient post-processing for video object detection // Computer Vision and Pattern Recognition (cs.CV); Machine Learning (cs.LG). 2020. arXiv:2009.11050.

10. YOLOv5 Documentation. Режим доступа: <https://docs.ultralytics.com/#yolov5> (дата обращения: 18.11.2021).

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 300dpi, формат tiff, jpg.

ВЫЯВЛЕНИЕ НЕОДНОРОДНОСТИ ЛИСТА ДИЭЛЕКТРИКА С ПОМОЩЬЮ МНОГОЭЛЕМЕНТНОГО ЛИНЕЙНОГО ЕМКОСТНОГО ДАТЧИКА

Минин П.В., заместитель директора ООО «КБ «ДОРС», e-mail: p.minin@dors.ru, pminin32@gmail.com

DETECTION OF DIELECTRIC SHEET NON-UNIFORMITY WITH CAPACITIVE LINEAR ARRAY SENSOR

Minin P.V.

A new method for detection of a non-uniformity area of dielectric sheet is described where the area has sharp edges. The sheet is passed through a capacitive linear array sensor. Detection is performed using second derivative approach known as Marr-Hildreth algorithm. Smoothing and measurement of thickness gradient is performed in the sensor's hardware followed by computation of divergence of gradient. The sensor contains a single row of flat sensing capacitors. Each pair of adjacent capacitors is connected to a separate differential capacitance converter. The sensitivity to both components of sheet thickness gradient vector is provided thanks to triangular electrode shape of sensing capacitors. The sensor's output is recorded in the form of differential capacitive image, where one of these components is recorded directly while for the other a single-band modulation of spatial carrier frequency is used. The divergence is further calculated by digital filtering. The filter provides demodulation of spatial carrier frequency, calculation of derivatives of gradient components, and their summation. Finally, subpixel interpolation is performed to obtain capacitive image of borders.

The size of triangular electrodes of experimental sensor was equal to 12 mm. In the capacitive image of borders acquired, the contour of increased thickness area of the sheet was marked from inside by a bright rim. Areas a few centimeters large were reproduced with correct size and slight distortion of the contour. The very presence of areas from 5 to 10 mm large was detected consistently, but their shape was distorted and the size was bigger than in reality.

Key words: differential capacitive sensor, linear array capacitive sensor, capacitive image, border detection, Laplacian of Gaussian, Marr-Hildreth method, thickness gradient, digital filtering, modulation of spatial carrier frequency.

Ключевые слова: дифференциальный емкостной датчик, многоэлементный линейный емкостной датчик, емкостное изображение, обнаружение границы, лапласиан гауссиана, метод Марра-Хилдрет, градиент толщины, цифровая фильтрация, модуляция пространственной частоты.

Введение

При неразрушающем контроле неоднородности движущихся листовых объектов применяются различные физические принципы. Наиболее широкое распространение получили контактное механическое измерение толщины, контроль поглощения проходящего оптического излучения и ультразвуковой контроль. В качестве альтернативы, давно привлекает внимание возможность неразрушающего контроля листов диэлектрика с помощью многоэлементного линейного емкостного датчика. Это обусловлено независимостью результатов от оптических и механических свойств листа, а также возможностью работы при высокой скорости его перемещения. По всей видимости, впервые подобный способ контроля был предложен в [1]. В этом патенте описан линейный массив измерительных конденсаторов, через объединенный зазор которых на высокой скорости пропускается контролируемый лист (см. рис. 1). Фактически, по мере движения листа создается строчно-столбцовое емкостное

Описано выявление неоднородности листа диэлектрика, которая имеет резкие границы. Лист пропускается через линейный дифференциальный многоэлементный емкостной датчик. Для выявления границы неоднородности используется метод Марра-Хилдрет, основанный на производной второго порядка. Сглаживание и получение градиента толщины листа происходит в датчике аппаратным способом, после чего дивергенция градиента определяется вычислительным путем. Датчик содержит один ряд плоских измерительных конденсаторов, попарно подключенных к дифференциальным преобразователям емкости. Пластины конденсаторов, за счет треугольной формы, обеспечивают чувствительность датчика к обоим компонентам вектора градиента толщины листа. Результат измерения регистрируется в дифференциальном емкостном изображении, где один компонент градиента передается напрямую, а для второго используется однополосная модуляция пространственной несущей частоты. Дивергенция вычисляется путем цифровой фильтрации, которая обеспечивает демодуляцию пространственной частоты, дифференцирование компонентов градиента и суммирование производных. Затем производится субпиксельная интерполяция для получения емкостного изображения грани.

Экспериментальная проверка производилась с использованием датчика с размером треугольных пластин 12 мм. На полученном емкостном изображении границ область утолщения листа была отмечена яркой каймой, расположенной с внутренней стороны контура этой области. Крупная область размером в несколько сантиметров воспроизводилась с сохранением размера и небольшим искажением формы линий контура. Области размером 5-10 мм устойчиво выявлялись, но с потерей формы и искажением размера в сторону увеличения.

изображение, где каждая строка пикселей формируется из откликов отдельных конденсаторов линейного массива. С тех пор было предложено множество реализаций этого принципа [2-4]. Несмотря на это, до самого последнего времени, контроль с помощью многоэлементного линейного емкостного датчика не удавалось реализовать в промышленном оборудовании для обработки листов.

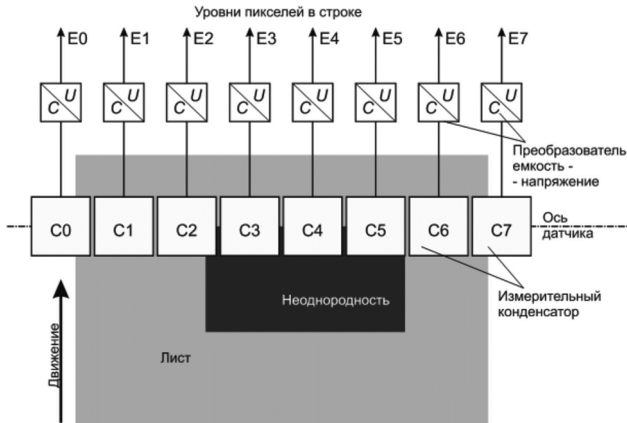


Рис. 1. Получение емкостного изображения движущегося листа [1]

Одна из основных сложностей, с которой приходится столкнуться при использовании емкостного датчика, обусловлена малым относительным изменением емкости измерительного конденсатора при прохождении листа через зазор. Легко показать, что емкость плоского измерительного конденсатора, в зазоре которого находится лист диэлектрика, определяется формулой

$$C = \frac{\epsilon_0 S}{H - h \frac{\epsilon - 1}{\epsilon}}, \quad (1)$$

где H – величина зазора, h – толщина листа, а ϵ – диэлектрическая проницаемость. Так, лист бумаги, имеющий $\epsilon = 2$ и $h = 100$ мкм, при ширине зазора конденсатора $H = 1$ мм вызывает изменение емкости конденсатора примерно на 5%. В то же время, влияние механических вибраций в промышленном оборудовании для высокоскоростной обработки листов оказывается весьма велико. В приведенном примере изменение емкости на ту же величину может быть вызвано достаточно небольшим изменением зазора H за счет вибрации, составляющим 50 мкм. Очевидно, что в таких условиях обеспечение высокой чувствительности датчика к изменению толщины листа требует очень серьезных мер по снижению уровня электрических шумов и помех, повышению разрядности аналого-цифрового преобразования, а также механического уменьшения влияния вибраций. Подобные меры часто оказываются экономически невыполнимыми и препятствуют внедрению емкостных датчиков.

Одно из решений этой проблемы было предложено в [5]. Оно основано на том, что зазор соседних измерительных конденсаторов, при вибрации, изменяется синхронно и практически на одну и ту же величину, что, в соответствии с (1), приводит к синхронному и одинаковому изменению емкости. Поэтому измерение разности емкостей соседних измерительных конденсаторов позволяет обнаружить перепад толщины или диэлектрической проницаемости листа почти без влияния помех, вызван-

ных механическими вибрациями. Кроме того, измерение разности емкостей дает возможность использовать весь динамический диапазон датчика и тракта преобразования для регистрации сигнала, вызванного перепадом толщины. Такой дифференциальный подход (см. рис. 2) позволяет решить широкий круг задач контроля неоднородностей, имеющих резкие границы. В качестве примера подобного контроля, который ежедневно выполняется для миллионов объектов по всему миру, можно привести обнаружение наклейки инородного материала (пленки или бумаги) на банкноте с целью выявления признаков ремонта и подделки.

Граница неоднородности, пересекающая ось дифференциального датчика, вызывает значительную разность емкостей измерительных конденсаторов, расположенных по разные стороны от границы. Однако, если граница образует малый угол с осью датчика, то, при движении листа, неоднородность перекрывает примерно одинаковую площадь пластин обоих измерительных конденсаторов, за счет чего дифференциальный отклик снижается почти до нуля. Поэтому, дифференциальный датчик, показанный на рис. 2, уверенно регистрирует только часть границ и не позволяет целиком восстановить контур неоднородности.

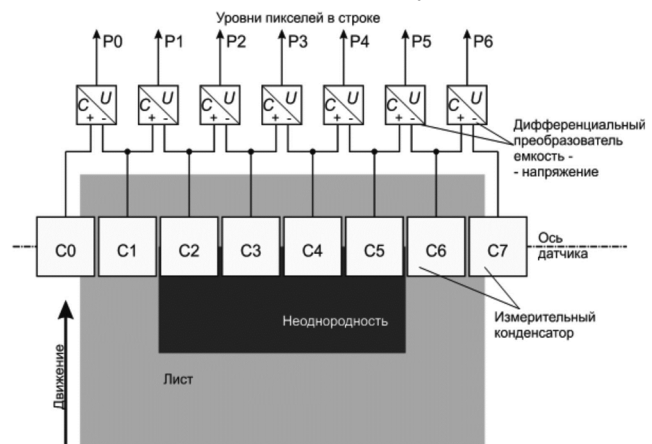


Рис. 2. Получение дифференциального емкостного изображения [5]. Граница регистрируется пикселями P1 и P5, но не регистрируется пикселями P2 – P4 из-за параллельности отрезка границы и оси датчика

Предлагаемое решение

Одной из причин привлекательности использования дифференциального датчика для обнаружения границ неоднородности является естественное подавление влияния вибраций. При заданной энергии вибрации, амплитуда колебаний будет тем выше, чем ниже их пространственная и/или временная частота. Этот факт определяется природой упругих механических колебаний и приводит к доминированию низких частот в спектре амплитуды вибрации зазора емкостного датчика. В то же время, чувствительность дифференциального датчика к вибрационным помехам, в соответствии со свойствами дифференцирования, при снижении частоты падает.

Среди различных методов выявления границ на изображениях известны подходы, основанные на производных первого и второго порядков, а также дробных порядков [6, 7]. Наиболее широко используются классические методы первого порядка – такие, как операторы Собеля (Sobel),

Прюитт (Prewitt), Робертса (Roberts), Шаппа (Scharf), Кэнни (Canny) и другие. В методах, использующих производные первого порядка, амплитуда отклика на гармонический сигнал пропорциональна частоте, за счет чего происходит подавление низкочастотных помех. Однако, использование методов второго порядка имеет здесь явное преимущество, поскольку амплитуда второй производной гармонического сигнала пропорциональна квадрату частоты.

Классический метод второго порядка, известный как лапласиан гауссиана (LOG, Laplasian of Gaussian) или алгоритм Марра – Хилдрет [8], основан на последовательном применении сглаживания изображения при помощи гауссова фильтра и последующем вычислении лапласиана $div grad = \nabla^2$ сглаженного изображения. Его вполне можно было бы применить в виде вычислительной обработки емкостного изображения, получаемого согласно рис. 1. За счет относительно большого размера зоны чувствительности каждого измерительного конденсатора, при получении емкостного изображения уже обеспечивается сглаживание, сходное с применением гауссова фильтра. Однако, доля динамического диапазона емкостного изображения, занимаемая откликом на прохождение листа, обычно составляет всего несколько процентов, в соответствии с формулой (1). В результате, емкостное изображение сильно искажается электрическими помехами и шумами дискретизации, которые, в ходе вычисления лапласиана, дополнительно подчеркиваются при двойном дифференцировании. Значительно более перспективным представляется перенос первого векторного дифференцирования на аппаратный уровень, где оно может выполняться аналоговым образом при помощи дифференциального датчика, с полезным использованием всего динамического диапазона электрического сигнала.

С точки зрения емкости плоского измерительного конденсатора, изменение диэлектрической проницаемости листа ε в формуле (1) эквивалентно изменению его толщины h . Для описания свойств листа в каждой его точке мы будем использовать эффективную толщину h_E , которая объединяет в себе геометрическую толщину листа и отклонение локального значения его диэлектрической проницаемости от номинальной величины. Пластина измерительного конденсатора обеспечивает усреднение h_E по всем точкам в пределах пластины с получением сглаженного значения эффективной толщины h_S .

Очевидным решением для аппаратного нахождения градиента эффективной толщины может быть датчик с двумя близко расположенными рядами измерительных конденсаторов, изображенный на рис. 3. Для получения компонента градиента в направлении ряда (строчное направление, X) дифференциальный чувствительный элемент должен включать в себя два соседних конденсатора одного ряда. Для компонента градиента в направлении перемещения листа (столбцовое направление, Y) в чувствительный элемент должны входить два соседних конденсатора из первого и второго рядов. Такой многоэлементный градиентный датчик оказывается сложным и громоздким, так как требует двойного комплекта конденсаторов и дифференциальных преобразователей емкости.

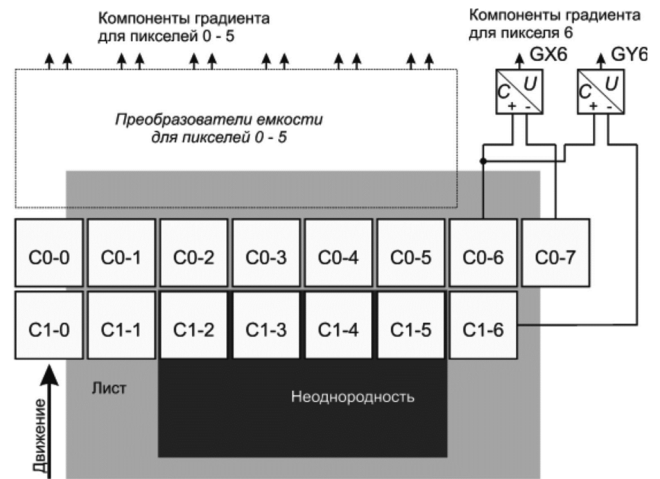


Рис. 3. Двухрядный емкостной датчик градиента толщины

Однако, имеется возможность ограничиться только одним рядом конденсаторов, и все же получать информацию об обоих компонентах градиента. Чувствительность в направлении Y можно обеспечить за счет формы пластин измерительных конденсаторов. В многоэлементном датчике, показанном на рис. 4, используются треугольные пластины, ориентированные встречным образом в парах, которые образуют отдельный дифференциальный чувствительный элемент. Такая пара обладает чувствительностью к положению границы неоднородности, как в случае ориентации границы по направлению X , так и по направлению Y .

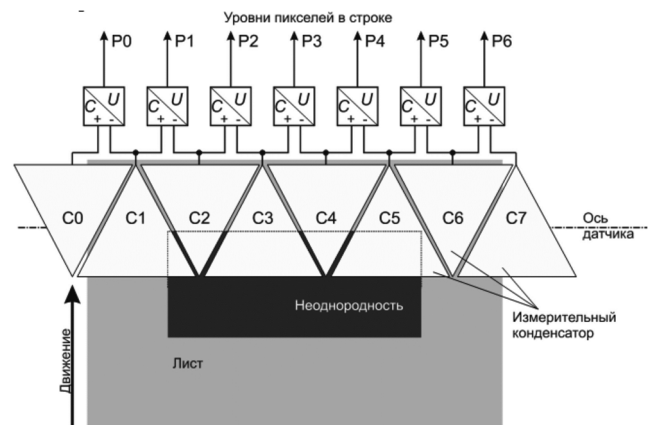


Рис. 4. Дифференциальный датчик с треугольными встречно-ориентированными пластинами (преобразователи емкости показаны только для пикселя 6). Высота каждого треугольника равна длине его основания L

Зависимости дифференциального отклика от положения границы показаны на рис. 5. Они определяются тем, какая доля площади пластин перекрывается неоднородностью. Краевые эффекты приводят к плавным спадам на краях графиков дифференциального отклика. Отметим, что знак отклика дифференциальной пары меняется на противоположный, когда положительная и отрицательная область аппаратной функции меняются местами. За счет этого, знак отклика на границу неоднородности, параллельную оси датчика, у соседних пикселей чередуется.

На рис. 6 и рис. 7 проиллюстрировано формирование строки дифференциального емкостного изображения для двух ортогональных направлений границы неоднородности.

родности. Чтобы отобразить как положительные, так и отрицательные значения отклика, интервал уровней яркости пикселей 0 – 255 разделен поровну значением 127, которое соответствует нулевому отклику. Резкую границу неоднородности в виде ступенчатого изменения эффективной толщины h_E можно рассматривать как двумерный вариант тэта-функции Хевисайда, а отклик в дифференциальном изображении на резкую границу неоднородности – как переходную характеристику датчика для направления по нормали к этой границе.

Граница, ориентированная по направлению движения листа, отображается в строке либо как положительный, либо как отрицательный пик шириной 3 пикселя. Знак пика определяется тем, с какой стороны от границы находится область повышенной эффективной толщины. Таким образом, когда строка пересекает две границы одной и той же неоднородности, ориентированные по направлению движения листа, в строке возникают два соответствующих пика с противоположным знаком. Это аналогично поведению датчика, изображенного на рис. 2 [5].

Если граница неоднородности ориентирована в

направлении оси датчика, то отклики на нее в соседних пикселях чередуются по знаку. Такая граница отображается в строке дифференциального изображения в виде пространственной частоты с периодом 2 пикселя (в соответствии с терминологией, принятой для дискретных Фурье-преобразований, мы будем ее обозначать как $1/2p$). Эту пространственную частоту логично называть несущей пространственной частотой. Отрезку границы соответствует отрезок пикселей, заполненный несущей частотой $1/2p$. Фаза несущей частоты зависит от того, с какой стороны от границы находится область повышенной толщины. Амплитуда отклика максимальна, когда граница проходит по оси датчика, и спадает до нуля при смещении границы к краю пластин, в соответствии с графиком на рис. 5 б.

Таким образом, переходные характеристики датчика как для направления X , так и для направления Y имеют характер пиков, что соответствует дифференцированию эффективной толщины листа. Ширина пиков равна $3/2L$ в направлении X и L в направлении Y , что примерно соответствует размеру области сглаживания эффективной толщины.

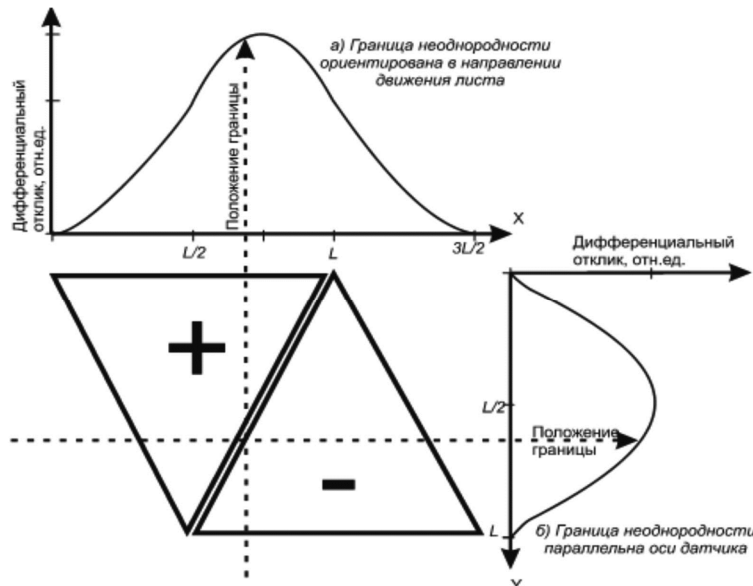


Рис. 5. Отклики дифференциального чувствительного элемента с треугольными встречно-ориентированными пластинами для ортогональных ориентаций границы неоднородности

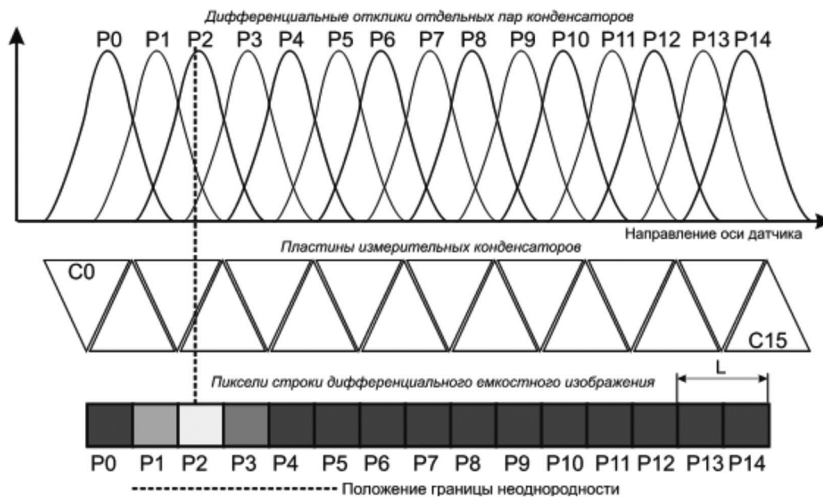


Рис. 6. Формирование строки дифференциального емкостного изображения для случая, когда граница неоднородности ориентирована по направлению движения лист

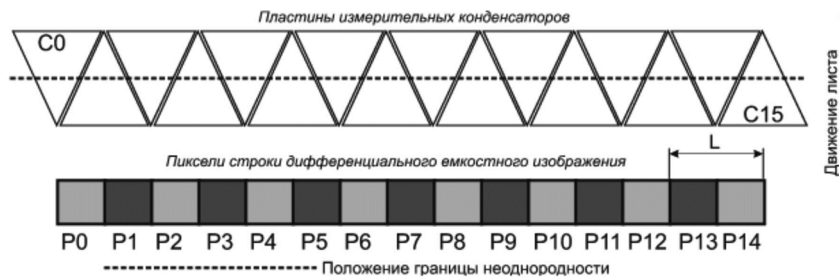


Рис.7. Формирование строки дифференциального емкостного изображения для случая, когда граница неоднородности ориентирована вдоль оси датчика

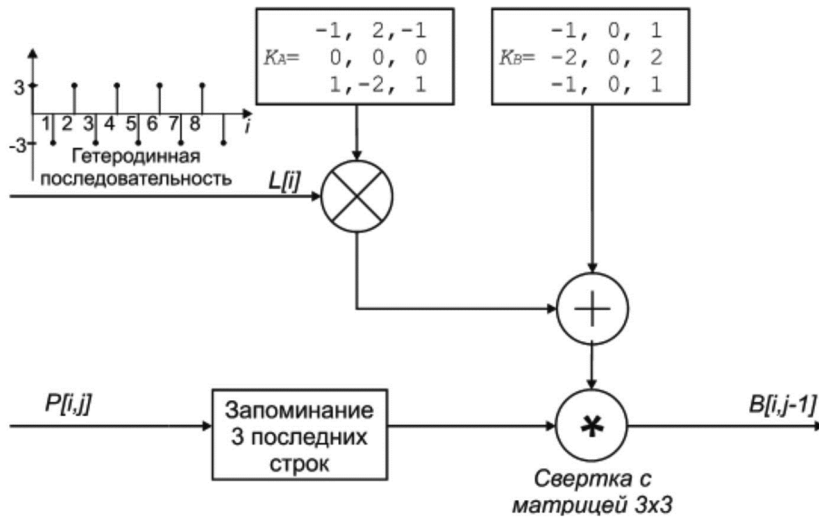


Рис.8. Схема вычисления параметра границы путем цифровой фильтрации

Отклики на перепады толщины в направлении движения и в направлении оси имеют линейный характер, формируются независимо и накладываются друг на друга в дифференциальном емкостном изображении. Таким образом, в значениях пикселей строки дифференциального емкостного изображения кодируются оба компонента $(grad_x[i], grad_y[i])$ приближенного дискретного значения градиента $grad h_S$ сглаженной эффективной толщины листа h_S .

Компонент $grad_x[i]$ напрямую передается в яркости пикселя, а компонент $grad_y[i]$ кодируется путем модуляции несущей пространственной частоты $1/2p$, которую, в терминах теории радиосвязи, можно назвать однополосной. Подобная схема кодирования имеет сходство с кодированием яркостного и цветоразностного компонентов в цветном телевидении в системах PAL и NTSC. Их современные реализации лишь условно можно назвать аналоговыми, поскольку в них используется цифровой синтез композитного аналогового сигнала и его цифровое декодирование [9], [10].

Дифференциальное емкостное изображение можно напрямую использовать для дискретного приближенного вычисления лапласиана, минуя отдельную стадию извлечения компонентов градиента. Дискретным приближением лапласиана, с точностью до постоянного калибровочного коэффициента, характеризующего датчик, является скалярный параметр границы $B[i, j]$. Он вычисляется для каждого пикселя на основе дифференциального емкостного изображения, по схеме цифровой фильтрации, показанной на рис. 8.

Схема работает, последовательно получая оцифрованные отсчеты $P[i, j]$ с датчика с нарастанием номера i пикселя в строке и с приращением номера строки j по завершении каждой строки. Знакопеременная последовательность $L[i]$, названная гетеродинной, имеет частоту $1/2p$ и используется для демодуляции несущей пространственной частоты. Противоположные первая и третья строки матрицы ядра K_A , при свертке со строкой дифференциального изображения, обеспечивают выделение несущей частоты $1/2p$. Умножение ядра на гетеродинную последовательность смещает спектральную полосу модулированной несущей частоты вниз на величину $1/2p$ с обращением относительно нулевой частоты. В результате, первой и третьей строкой декодируются модулирующие значения $-grad_y[i, j-2]$ и $grad_y[i, j]$, соответствующие строкам дифференциального изображения, разнесенным на 2 строчных интервала. То есть, свертка с ядром K_A , умноженным на $L[i]$, дает конечные разности $grad_y[i, j] - grad_y[i, j-2]$, приближающие значения частной производной компонента градиента $\frac{\partial}{\partial y} grad_y h_S$ со смещением на одну строку. Вместе с этим, противоположные строки ядра подавляют проникновение компонента $grad_x[i]$, медленно изменяющегося в направлении Y .

Ядро K_B выполняет сглаживание пикселей по трем строкам. Свертка с ним, за счет противоположных первого и третьего столбцов, дает конечную разность, приближающую значения частной производной компонента

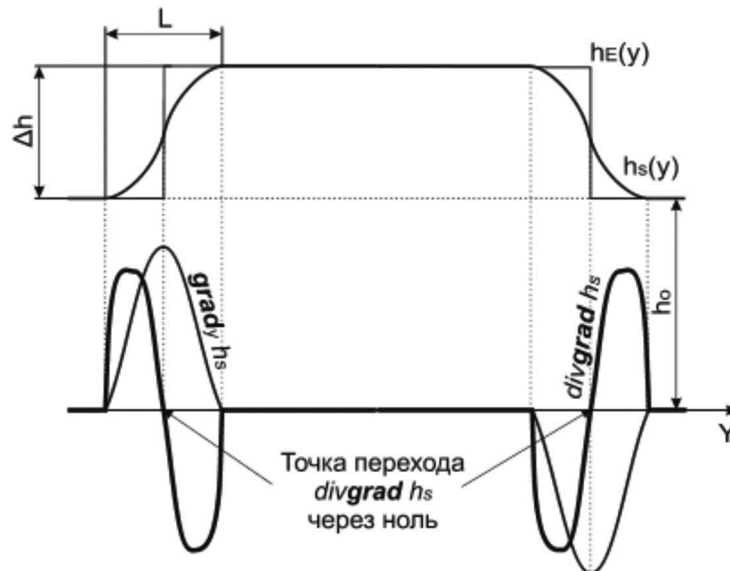


Рис. 9. Формирование лапласиана сглаженной эффективной толщины

градиента $\frac{\partial}{\partial x} \text{grad}_x h_S$. Одновременно, противоположные столбцы ядра, разнесенные на интервал $2p$, обеспечивают полное подавление несущей частоты.

В результате суммирования ядер и вследствие линейности свертки, значение $B[i, j]$ приближает значение лапласиана сглаженной эффективной толщины $\text{div grad } h_S$ с точностью до постоянного калибровочного коэффициента.

На рис. 9, на примере направления оси Y , пересекающей неоднородность с резкими границами, показано, каким лапласиан сглаженной эффективной толщины изменяется вблизи границ. Локальное значение эффективной толщины $h_E(y)$, при сглаживании, переходит в $h_S(y)$.

Точка перехода $\text{div grad } h_S$ через ноль приходится на максимум градиента, в соответствии с классической теорией Марра-Хилдрет. Таким образом, переход $B[i, j]$ через ноль может быть использован для определения местоположения границы неоднородности.

Экспериментальная проверка

Многоэлементный линейный емкостной датчик, использованный в эксперименте, содержал 34 измерительных конденсатора с треугольными встречно-ориентированными пластинами размером $L = 12$ мм. В качестве носителя датчика использовался опытный образец счетно-сортировальной машины для обработки банкнот. Он обеспечивал прохождение листа через датчик на скорости 2 м/с.

В качестве тестовых мишеней использовались листы бумаги с номинальной толщиной 100 мкм. Нормированные неоднородности создавались наклеиванием кусков пленки из поливинилхлорида (PVC) толщиной 60 мкм, имеющих различные формы и размеры.

Вычислительная система носителя, построенная на основе двухъядерного процессора обработки сигналов ADSP-BF607 фирмы Analog Devices, работающего на частоте 500 МГц, осуществляла получение данных с множества датчиков машины и их вычислительную обра-

ботку. В том числе, вычислительная система через каждые 2 мм смещения листа принимала данные регистрации строки с емкостного датчика. Обработка данных велась в реальном времени, по отдельным строкам, согласно схеме, показанной на рис. 8.

Возможности для существенного уменьшения размера пластины L физически ограничены из-за сложностей преобразования очень малых емкостей измерительного конденсатора, а также во избежание резкого роста влияния краевых эффектов. Поэтому, дифференциальное емкостное изображение имеет крупный размер пикселя по X , равный $L/2 = 6$ мм. Размер пикселя по Y определяется шагом смещения листа между регистрацией соседних строк и не столь существенно ограничен. Этот размер был намеренно выбран значительно меньше размера по X , чтобы повысить общее разрешение дифференциального емкостного изображения.

Амплитуда гетеродинной последовательности $L[i]$ была выбрана равной 3. Такое значение определяется соотношением размеров пикселя и обеспечивает равную чувствительность как к перепадам эффективной толщины, направленным по направлению движения листа, так и к перепадам, параллельным оси датчика.

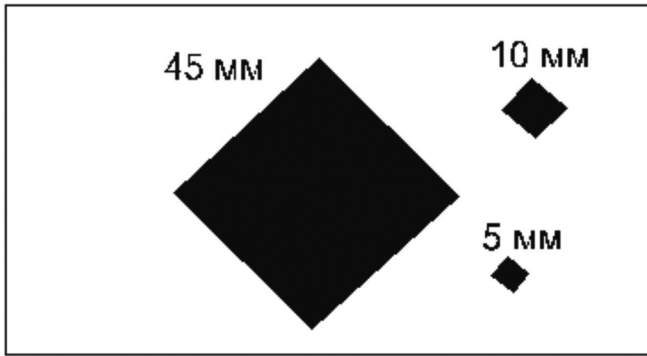
Дополнительно к этому, для проверки возможностей работы в субпиксельном режиме, массив $B[i, j]$ интерполировался к размеру пикселя 1×1 мм. По направлению строки выполнялась линейная интерполяция, а по направлению листа строки просто повторялись дважды. В результате, получалось емкостное изображение границ, имеющее ту же дискретность, что и оптические изображения листа, регистрируемые при помощи датчиков носителя. Это позволило совмещать емкостное и оптическое изображения в одном масштабе.

Вычислительная обработка по схеме, показанной на рис. 8, вместе с интерполяцией занимала примерно 3 % тактов одного ядра процессора в момент прохождения мишени через емкостной датчик.

На рис. 10 показан пример оптических и емкостных изображений, совместно полученных при прохождении тестовой мишени через носитель.

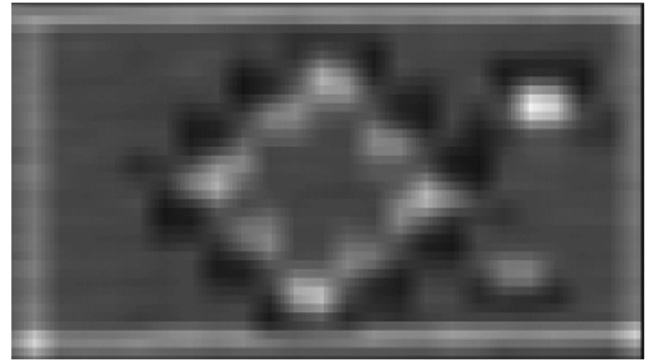
На дифференциальном емкостном изображении

(рис. 10 б), по верхней и нижней кромкам листа, вид-

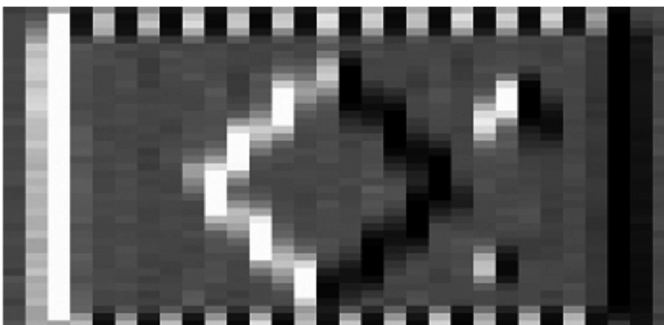


а) реальное расположение неоднородностей (найдено по оптическому изображению)

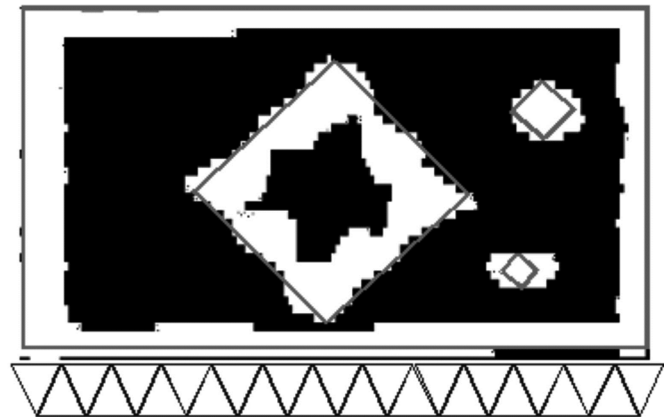
ны



в) емкостное изображение границ



б) дифференциальное емкостное изображение



г) бинаризованное емкостное изображение границ (серой линией наложен реальный контур неоднородностей)

Рис. 10. Результаты прохождения тестовой мишени через носитель.

Под изображением, с сохранением масштаба, добавлены контуры пластин датчика

сплошные полосы, заполненные пространственной частотой $1/2p = 1/12 \text{ мм}^{-1}$. Между фазой пространственной частоты на верхней и нижней кромках наблюдается сдвиг 180° . Здесь пространственная частота передает компоненту градиента эффективной толщины по Y . Вдоль правой и левой кромки листа расположены темная и светлая полосы, что соответствует компоненте градиента по X . Крупная неоднородность в виде квадрата со стороной 45 мм представлена широкими полосами вдоль ее границ, в которых более яркий или более темный средний фон совмещен с заполнением пространственной частота $1/2p$. Такие полосы передают градиент с примерно равными компонентами по X и по Y .

На емкостном изображении границ (рис. 10 в), вдоль контура крупной неоднородности, с внутренней стороны проходит светлая кайма шириной примерно 6 – 9 мм. Такая же кайма проходит с внутренней стороны контура листа. Напротив, с внешней стороны крупной неоднородности проходит темная кайма. С уменьшением размера неоднородности внутренняя кайма сливается в непрерывную область. В случае малых неоднородностей с длиной стороны 5 и 10 мм (то есть, меньше L), на месте неоднородности присутствует светлая область, но темные участки рядом с ней не образуют непрерывную внешнюю кайму. Дополнительно к этому, в экспериментах было показано, что, для неоднородностей с уменьшенной толщиной h_E , внутренняя кайма оказыва-

ется темной, а внешняя – светлой.

На бинаризованном изображении границ (рис. 10 г), форма крупной неоднородности передана с небольшими искажениями. Наблюдается волнистость линии контура с горизонтальным шагом L , которая отсутствует на мишени и не видна на бинаризованном оптическом изображении. Форма малых неоднородностей практически утрачена, но передан сам факт наличия неоднородности. Без интерполяции, искажения контура оказываются значительно большими и содержат ступени размером $L/2$ (на рисунке вариант без интерполяции не показан).

Также, была проведена простая проверка наличия перекрестных связей между направлениями X и Y при получении $B[i, j]$. Для прямоугольной неоднородности, сторона которой параллельна оси датчика, при вычислительной обработке сначала использовалось ядро $K_A = 0$, а затем $K_B = 0$. Обнуление соответствующего ядра эквивалентно отключению обработки того или иного компонента градиента. Это привело, соответственно, сначала к полному исчезновению участков светлой и темной каймы границы, параллельной X , а затем, к полному исчезновению участков светлой и темной каймы в перпендикулярном направлении. При исчезновении участка каймы, перпендикулярный ему участок каймы оставался без изменений. Это позволяет говорить о том, что, в первом приближении, заметные перекрестные связи между направлениями X и Y отсутствуют.

Заключение

Предложенный подход позволяет, при помощи емкостного изображения границ, выявить крупные неоднородности (размером больше L), передать их форму и размеры. Для малых неоднородностей (размером меньше L) можно выявить сам факт их присутствия. Искажения формы контура неоднородности связаны с крупным шагом пикселей в строке емкостного дифференциального датчика и частично исправляются за счет субпиксельной интерполяции. Передаваемый размер малых неоднородностей несколько завышен, что может быть полезно при неразрушающем контроле для повышения выявляемости дефектов. Для будущих исследований важно рассмотреть пути уменьшения искажений формы как за счет иной вычислительной обработки, так и, возможно, иной формы пластин конденсаторов датчика.

Предложенная схема вычислительной обработки имеет невысокую вычислительную сложность, занимает небольшой объем памяти данных и мало нагружает процессор для обработки сигналов.

Одним из главных недостатков алгоритма LOG обычно называют множество ложных срабатываний, возникающих из-за неоднозначности условий перехода лапласиана через ноль. На оптических изображениях высокого разрешения с обилием мелких контрастных деталей и шумов этот недостаток существенно ограничил применимость LOG и потребовал разработки специальных алгоритмов для устранения неоднозначности, таких как алгоритм Линдберга [11]. Однако, как показали наши эксперименты, емкостное изображение границ не склонно к появлению ложных срабатываний. Это преимущество, по всей видимости, можно считать оборотной стороной такого недостатка емкостного способа получения изображения, как низкая разрешающая способность и отсутствие мелких контрастных деталей.

Широкая кайма с шириной в пределах $0,5 L - 0,75 L$, наблюдаемая на емкостном изображении границы и примыкающая изнутри к контуру неоднородности, представляет собой устойчивый признак, по которому этот контур можно найти и измерить с помощью общеизвестных методов обработки изображений.

Однако, в ходе последующих исследований имеет смысл рассмотреть потенциально более точный подход, основанный на двумерной версии формулы Остроградского-Гаусса. Вполне естественно считать, что контур неоднородности проходит по точкам с максимальным градиентом сглаженной эффективной толщины $grad h_S$ (как, например, показано на рис. 9). Тогда, этот контур можно искать вариационным способом по максимуму потока градиента, пересекающего контур. Формула Остроградского-Гаусса позволяет вместо вычисления потока градиента через контур C находить интеграл изображения границы по площади, охватываемой

контуром C . Вычислительная максимизация интеграла по площади при изменении охватываемого контура C позволяет, в итоге, найти контур неоднородности. Этот подход, в частности, был рассмотрен Василевским и Сиддики [12] для изображений, получаемых в медицинских методах визуализации. Как представляется, он также мог бы оказаться плодотворным и в случае емкостного изображения.

Результаты данной работы легли в основание патента [13].

Литература

1. Jeanneau D., Poilleux J. Device for checking the thickness of dielectric sheet material. European Patent EP0097570B1. IPC G01B7/06. Published 02.09.1987.
2. Hisaaki M., Ryosuke K., Koji Y. Device for detecting abnormality of thickness of sheet paper or the like. Japanese patent JP2814087B2. IPC G01B7/06. Published 22.10.1998.
3. Ueoka T. Paper sheet thickness detecting sensor and banknote classifying unit. USA Patent US10269200B2. IPC G01V3/00. Published 23.04.2019.
4. Film thickness detection device. USA Patent US10746524B2. IPC G01R27/08. Published 18.08.2020.
5. Минин П.В., Дюмин М.И., Ушкалова И.В. Способ обнаружения неоднородностей листа и устройство для его осуществления. Патент Российской Федерации на изобретение №2483276. МПК G01B7/06. 2013. Бюл. № 15.
6. Shrivakshan G.T., Chandrasekar C. A Comparison of various Edge Detection Techniques used in Image Processing. // International Journal of Computer Science. 2012. Vol. 9. № 5. Pp. 269-276.
7. Georgescu C. Improved Edge Detection Algorithms Based on a Riesz Fractional Derivative. // Proceedings of 15th International Conference on Image Analysis and recognition. – Springer, 2018. Pp. 201-209.
8. Marr D., Hildreth E. Theory of Edge detection. Proceedings of Royal Society. London, 1980. Vol. 207. № 1167. Pp.187-217.
9. Slattery B. Advanced Digital Video Encoders. // Analogue Dialogue. 1996. Vol. 30. № 4. Pp. 9-10.
10. Sacca F. Software decoding of composite video without a phase-locked loop. USA Patent US7027102B2. IPC H04N9/67. Published 11.04.2006.
11. Lindeberg T. Edge detection and ridge detection with automatic scale selection. //International Journal of Computer Vision. 1998. Vol. 30. № 2. Pp. 117-154.
12. Vasilevskiy A., Siddiqi K. Flux Maximizing Geometric Flows. // IEEE Transactions on Pattern Analysis and Machine Intelligence. 2003. Vol. 24. № 12. Pp. 1565-1578.
13. Минин П.В., Камбалин С.В. Устройство для обнаружения неоднородности тонкого объекта, имеющей резкие границы, и способ его применения. Патент Российской Федерации на изобретение №2721099. МПК G01B7/06. 2020. Бюл. № 14.

НОВЫЕ КНИГИ

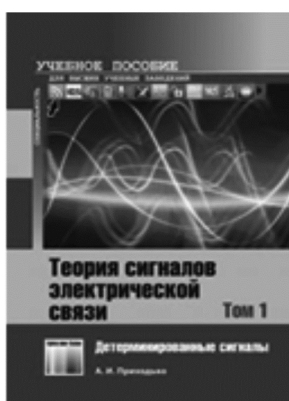


Шаров Г.А.

Основы теории сигналов: Научное издание – М.: Изд-во «Горячая линия-Телеком», 2021 г. – 552 с. ил.

Рассмотрены общие вопросы теории сигналов, связанные с их метрикой, классификацией, описанием квадратично интегрируемыми функциями, представлением в базисных системах ортогональных функций и т.п. Рассмотрены вопросы спектрального и корреляционного анализа. Уделено внимание сигнальным процессам (модулированию, детектированию и преобразованию частоты сигналов). Подробно анализируются спектры фазоманипулированных и фазомодулированных сигналов. Рассмотрены вопросы дискретизации непрерывных сигналов и преобразования дискретных сигналов, вопросы восстановления непрерывных сигналов и применения весовых окон. Приведены подробные сведения об алгоритме быстрого преобразования Фурье и материалы по преобразованиям Хартли, Лапласа, Лорана, Гильберта, Крамерса-Кронига, Габора и вейвлет-преобразованиям.

Для научных и инженерно-технических работников в области радиоэлектроники, а также студентов, аспирантов и преподавателей высших учебных заведений.

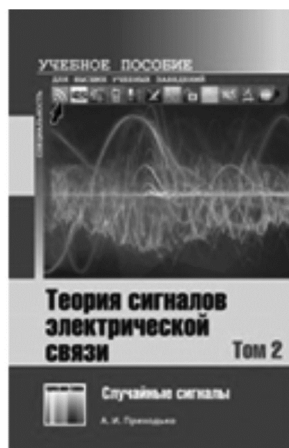


Приходько А.И.

Теория сигналов электрической связи. В 3-х томах. Том 1. – Детерминированные сигналы / Учебное пособие для вузов. М.: Изд-во «Горячая линия-Телеком», 2021 г. – 364 с.: ил.

Приведены основные сведения о системах электрической связи. Рассмотрены основные модели и характеристики детерминированных сигналов и вопросы спектрального и корреляционно-спектрального анализа периодических и непериодических сигналов. Представлены принципы аналого-цифрового преобразования непрерывных сигналов. Рассмотрены методы описания и комплексного представления узкополосных сигналов.

Рекомендовано УМО РАЕ по классическому университетскому и техническому образованию в качестве учебного пособия для студентов высших учебных заведений, обучающихся по направлениям подготовки: 11.03.02 – «Инфокоммуникационные технологии и системы связи», 11.03.01 – «Радиотехника».

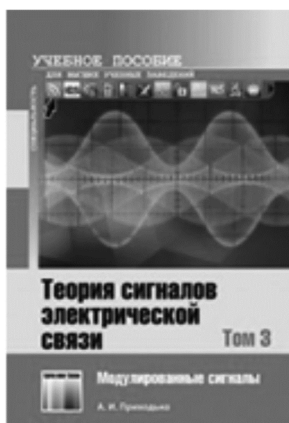


Приходько А.И.

Теория сигналов электрической связи. В 3-х томах. Том 2. – Случайные сигналы / Учебное пособие для вузов. М.: Изд-во «Горячая линия-Телеком», 2021 г. – 288 с.: ил.

Приведены общие сведения о случайных сигналах. Рассмотрены основные классы и модели случайных сигналов. Обсуждены вопросы представления случайных сигналов. Рассмотрены методы описания узкополосных случайных сигналов.

Рекомендовано УМО РАЕ по классическому университетскому и техническому образованию в качестве учебного пособия для студентов высших учебных заведений, обучающихся по направлениям подготовки: 11.03.02 – «Инфокоммуникационные технологии и системы связи», 11.03.01 – «Радиотехника».



Приходько А.И.

Теория сигналов электрической связи. В 3-х томах. Том 3. – Модуляционные сигналы / Учебное пособие для вузов. М.: Изд-во «Горячая линия-Телеком», 2021 г. – 472 с.: ил.

Даны основные характеристики, методы формирования и обработки сигналов с аналоговой модуляцией. Рассмотрены вопросы оптимального приема дискретных сигналов в непрерывных каналах связи. Рассмотрены статистические характеристики дискретных случайных последовательностей. Проведен анализ основных характеристик и методов оптимального приема сигналов с импульсно-кодовой модуляцией. Рассмотрены основные характеристики, методы формирования, обработки и оценки помехоустойчивости приема сигналов с двоичной и M -ичной дискретной модуляцией.