

ЦИФРОВАЯ ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ

Научно-технический журнал
№ 2/2024

Издается с 1999 года
Выходит четыре раза в год

И.О. ГЛАВНОГО РЕДАКТОРА

д.т.н., член-корр. РАН А.В. ДВОРКОВИЧ

ЗАМЕСТИТЕЛЬ ГЛАВНОГО РЕДАКТОРА:

д.т.н., проф. В.В. ВИТЯЗЕВ

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. Мишенков,
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
Подписано в печать 04.12.23 г.
Формат 60х90/8.

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

Заказ № 5360. 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:

Джиган В.И.

Цифровая адаптивная антенная решетка
для приема полезных сигналов, находящихся
под тепловыми шумами..... 3

Лобов Е.М., Липаткин В.И.,

Лобова Е.О., Чиров Д.С.

Результаты разработки вычислительно эффективного
алгоритма совместного обнаружения сигналов и оценивания
их параметров в условиях
широкополосного ионосферного канала..... 11

Васильев С.В., Богословский А.В., Жигулина И.В.

Анализ движения групп объектов на основе
фазоэнергетического спектра видеопоследовательности 19

Бондарев В.Н.

Спайковая модель сигналов и её применение
для спектрального анализа..... 27

Рюмшин К.Ю., Киселева Т.П.

Исследование последовательностей
для формирования синхросигнала PSS кадра
низкоорбитальной спутниковой
системы связи и передачи данных..... 35

Бехтин Ю.С., Ильин А.А.

Улучшение качества тепловизионных изображений
с точечными источниками излучения 44

Штрунова Е.С.

Разработка математической модели лазерного
триангуляционного дальномера со структурированной
подсветкой и камерой низкого разрешения 51

Егоров В.В., Клионский Д.М.

Применение гармонического вейвлет-преобразования
при обработке ofdm-сигналов
в нестационарном радиоканале 57

Маслаков М.Л.

Применение метода максимума правдоподобия
для оптимизации эквалайзера
на основе метода регуляризации 64

Болелов Э.А., Васильев О.В.,

Галаева К.И., Бояренко Э.С.

Алгоритм комплексной обработки информации о профиле
температуры в районе аэродрома 71

Мирошин Н.М., Котков С.В., Грачёв И.А.,

Кузин А.А., Приблудова Е.Н., Маврычев Е.А.

Оптимизация вычисления последовательности Задова-Чу
в частотной области для реализации на ПЛИС 77

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

Журнал «Цифровая обработка сигналов» включен
в базу данных Web of Science –
Russian Science Citation Index (RSCI)

Digital Signal Processing

Science & Technical Magazine
Issue 2, 2024 year

Is published quarterly since 1999

ACTING EDITOR-IN-CHIEF:

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

DEPUTY EDITORS-IN-CHIEF:

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

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.dspsa.ru

Publisher:

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

Computer makeup:

I.A. Blagodarova

FOUNDERS: InSys

Radio Research and Development Institute

CONTENTS:

Djigan V.I.

Digital adaptive antenna array
for receiving informational signals
under thermal noise..... 3

Lobov E.M., Lipatkin V.I., Lobova E.O., Chirov D.S.

The results of the development
of a computationally efficient algorithm
for the joint detection of signals and estimation
of their parameters in a broadband ionospheric channel 11

Vasilyev S.V., Bogoslovsky A.V., Zhigulina I.V.

Analysis of the movement of groups of objects based
on phase energy spectrum of the video sequence 19

Bondarev V.N.

Spike model of signals and its application to spectral analysis 27

Ryumshin K.Yu., Kiseleva T.P.

Research of sequences for the formation
of a synchro signal of the PSS for the frame
of a low-orbit satellite communication
and data transmission system 35

Bekhtin Yu.S., Ilyin A.A.

Improving the quality of infrared images with point sources..... 44

Shtrunova E.S.

Development of a mathematical model
of a laser triangulation rangefinder
with a structured light and a low-resolution camera 51

Egorov V.V., Klionskiy D.M.

Application of harmonic wavelet transform
to OFDM signal processing in a non-stationary radio channel 57

Maslakov M.L.

Application of the maximum likelihood method for equalizer
optimization based on the regularization method 64

Bolelov E.A., Vasiliev O.V., Galaeva K.I., Boyarenko E.C.

An algorithm for complex processing of information about
the temperature profile in the airfield area 71

Miroshin N.M., Kotkov S.V.,

Grachev I.A., Kuzin A.A., Pribludova E.N., Mavrychev E.A.

Optimization of Zadoff-Chu sequence's calculation
in the frequency domain for implementation in FPGA..... 77



УДК 621.396.667

ЦИФРОВАЯ АДАПТИВНАЯ АНТЕННАЯ РЕШЕТКА ДЛЯ ПРИЕМА ПОЛЕЗНЫХ СИГНАЛОВ, НАХОДЯЩИХСЯ ПОД ТЕПЛОВЫМИ ШУМАМИ

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

DIGITAL ADAPTIVE ANTENNA ARRAY FOR RECEIVING INFORMATIONAL SIGNALS UNDER THERMAL NOISE

Djigan V.I.

This paper presents an adaptive antenna array (AAA). To calculate its weights, the recursive algorithms based on the least squares criterion are used. The AAA informational (desired) signal is a periodic pseudo-random sequence hidden by the noise of the array channel receivers. Such sequences are often used in the modern radar, navigation and communications systems. The matched filters (MF) or the correlators are used to process the signals in the AAA channels, which makes it possible to use the adaptive algorithms based on the least squares criterion to calculate its weighs. The output signals of the MF are the samples of the functions of the cross-correlation of the AAA channel signals and a pseudo-random sequence. The algorithm for calculation the weighs of the AAA processes the periodic samples of the maximal values of the output signals of the MF and processes the error signal between the output and the desired signals of the AAA. The required signal is also generated using the samples of the maximal values of the autocorrelation function of the pseudo-random sequence. The calculation of the AAP weights is carried out using a based on the least squares criterion matrix inversion lemma recursive algorithm and its two computationally efficient modifications. Simulation shows that the AAA is able to suppress the interfering signals and simultaneously it is able to track the angular position of the information signal source, even if this position is initially unknown. This allows the AAA to be used to receive a signal from a moving source in the presence of the interfering signals.

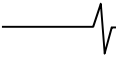
Key words: adaptive antenna array, radiation pattern, matched filter, recursive least squares, mean squared error, signal source angular location tracking.

Ключевые слова адаптивная антенная решетка, диаграмма направленности, согласованный фильтр, рекурсивный алгоритм по критерию наименьших квадратов, среднеквадратическая ошибка, слежение за угловым положением источника сигнала.

Введение

В современных радиосистемах [1 – 3] в качестве направленных антенн сегодня часто используются антенные решетки [4 – 8]. Антенная решетка представляет собой пространственный фильтр, который позволяет разделять сигналы, находящиеся одной и той же полосе частот. Комплексной передаточной характеристикой такого фильтра является диаграмма направленности (ДН). Значения ДН зависят от углов приема входящего сигнала и весовых коэффициентов антенной решетки. Значения ДН большие в главном лепестке (луче) и малые в боковых лепестках. Если источники мешающих сигналов (помех) имеют большую мощность, а их угловое положение совпадает с направлением боковых лепестков ДН антенной решетки, то ослабление этих сигналов за счет ДН может оказаться недостаточным для работы радиосистемы, так как уровень помех на выходе решетки в этом случае может быть выше уровня информационного (полезного) сигнала. Однако антенная решетка, в которой предусмотрена воз-

Представлена адаптивная антенная решетка (ААР). Для расчета ее весовых коэффициентов используются рекурсивные алгоритмы по критерию наименьших квадратов. Информационный (полезный) сигнал ААР представляет собой периодическую псевдослучайную последовательность, скрытую шумами приемников каналов решетки. Такие последовательности часто используются в современных радиолокационных, навигационных и связных системах. Согласованные фильтры (СФ) или корреляторы используются для обработки сигналов в каналах ААР, что позволяет использовать для вычисления ее весовых коэффициентов адаптивные алгоритмы, базирующиеся на критерии наименьших квадратов. Выходными сигналами СФ являются отсчеты функции взаимной корреляции сигналов каналов ААР и псевдослучайной последовательности. Алгоритм вычисления весовых коэффициентов ААР обрабатывает периодические отсчеты максимальных значений выходных сигналов СФ и обрабатывает сигнал ошибки между выходным и требуемым сигналами решетки. Требуемый сигнал также формируется с использованием отсчетов максимальных значений автокорреляционной функции псевдослучайной последовательности. Вычисление весовых коэффициентов ААР осуществляется с помощью рекурсивного алгоритма по критерию наименьших квадратов на основе леммы обращения матрицы и двух его вычислительно эффективных модификаций. Моделирование показывает, что ААР может подавлять мешающие сигналы и одновременно отслеживать угловое положение источника информационного сигнала, даже если это положение изначально неизвестно. Это позволяет использовать такую ААР для приема сигнала от движущегося источника при наличии помех.



возможность изменять свои весовые коэффициенты, способна, благодаря этим изменениям, в реальном времени изменять форму своей ДН, обеспечивая ее глубокие провалы в направлениях на источники помех. Изменения ДН обеспечиваются за счет вычисления оптимальных весовых коэффициентов путём обработки сигналов каналов и выходного сигнала антенной решетки, при котором не требуются предварительные сведения о свойствах помех, таких как мощности и угловое положение их источников. Антенные решетки, которые борются с сигналами помех указанным способом, называются адаптивными антенными решетками (ААР) [9–17]. Весовые коэффициенты в ААР вычисляются с помощью адаптивных алгоритмов [18–25].

Хотя в ААР не требуются сведения о помехах, для работы ААР все же требуются некоторые сведения об информационном сигнале, принимаемом одновременно с сигналами помех. Эти сведения позволяют отделить полезный сигнал от помех, принимаемых антеннами ААР одновременно с полезным сигналом.

Если известно угловое положение источника полезного сигнала, то это сведение часто используется в так называемом линейном ограничении в ряде адаптивных алгоритмов [26]. Линейно-ограниченные алгоритмы обеспечивают фиксированное значение ДН в направлении источника информационного сигнала независимо от значений весовых коэффициентов ААР, вычисляемых в процессе адаптации и обеспечивающих подавление сигналов помех. К сожалению, угловое положение источника информационного сигнала часто бывает неизвестным или может меняться, если этот источник или ААР перемещается. Поэтому в такой сигнально-помеховой обстановке в ААР нельзя использовать линейно-ограниченные алгоритмы.

Если так называемый требуемый (полезный) сигнал доступен для использования в алгоритмах вычисления весовых коэффициентов ААР, то его также можно использовать в адаптивных алгоритмах, которые в процессе работы минимизируют среднеквадратичную ошибку (СКО) между этим сигналом и выходным сигналом ААР. Однако такие алгоритмы хорошо работают, если отношение сигнал/шум (ОСШ) в каналах, а значит на выходе ААР, имеет большое значение, где под шумом подразумевается тепловой шум приемников ААР. В ряде современных радиосистем в качестве информационного сигнала часто используются периодические псевдослучайные последовательности (ПСП) [27, 28]. Эти сигналы обычно принимаются в условиях низких значений ОСШ. По этой причине для увеличения ОСШ в сигналах часто используются согласованные фильтры (СФ) или корреляторы. Это позволяет использовать адаптивные алгоритмы с требуемым сигналом в ААР, функционирующих в условиях низкого ОСШ. Примеры такой ААР были представлено в [29, 30].

Минимизация СКО обеспечивает не только подавление мешающих сигналов, но и максимизацию информационного сигнала на выходе ААР. Это действительно так, поскольку такая минимизация обеспечивает решение обеих упомянутых задач одновременно. Поэтому такая ААР может не только подавлять сигналы источников помех в

своем выходном сигнале, но и ориентировать луч на источник полезного сигнала в процессе своей работы.

В настоящей статье описывается архитектура ААР с СФ в ее каналах, описываются три версии рекурсивных алгоритмов адаптивной фильтрации по критерию наименьших квадратов (Recursive Least Squares, RLS) на основе леммы обращения матрицы (Matrix Inversion Lemma, MIL) для расчета весовых коэффициентов рассматриваемой ААР, а также обсуждаются результаты моделирования такой ААР. Кроме того, в работе показано, что увеличение ОСШ в каналах ААР может быть достигнуто за счет увеличения «длины» СФ путем повторения его весовых коэффициентов несколько раз. В этом случае не только улучшаются условия работы ААР, но и ускоряется процесс адаптации.

Адаптивные алгоритмы вычисления весовых коэффициентов ААР

На рис. 1, а показана известная архитектура ААР, в адаптивном алгоритме которой используется требуемый сигнал $d(k)$. В такой ААР необходимо использовать технологию цифрового формирования луча [31–36]. Это означает, что выходной сигнал ААР $y(k)$ формируется в цифровой форме используя цифровые отсчеты сигналы ее каналов

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

которые доступны для обработки, поскольку приемники каналов такой ААР построены с использованием технологии программно-конфигурируемого радио [37]. Антенные решетки с цифровым формированием луча сегодня уже широко применяются в радиосистемах благодаря достижениям в теории обработки сигналов и достижениям в технологии производства интегральных схем, используемых при разработке и производстве антенных решеток [38–43]. На рис. 1, а, k – это номера цифровых отсчетов, обрабатываемых сигналами, а

$$\alpha(k) = d(k) - y(k) \quad (2)$$

– сигнал ошибки, который вместе с вектором отсчетов входных сигналов (1) используется для расчета весовых коэффициентов ААР с помощью адаптивных алгоритмов [18–25].

К сожалению, архитектура рис. 1, а не может быть использована, если сигналы $x_m(k)$ и $y(k)$ скрыты под шумами. Однако если сигнал $d(k) = s(k)$, где $s(k)$ – это ПСП, то ОСШ на выходах каналов ААР может быть увеличено примерно в L раз за счет использования обработки сигналов $x_m(k)$ СФ или корреляторами, как это показано на рис. 1, б. Здесь L – число символов ПСП, равное числу весовых коэффициентов СФ.

Если $s(k)$ – это ПСП максимальной длины (M -последовательность) [27, 28], то выходные сигналы СФ в каналах канала ААР в дискретные моменты $k = pL$ можно представить как

$$\begin{aligned} \tilde{x}_m(k) \Big|_{k=pL} &= \sum_{l=1}^L a_l (x_m(k-l+(p-1)L+1) + z_m(k)) = \\ &= LA|a|^2 + \sum_{l=1}^L a_l z_m(k) = x_m(k_B) + \hat{z}_m(k_B), \end{aligned} \quad (3)$$

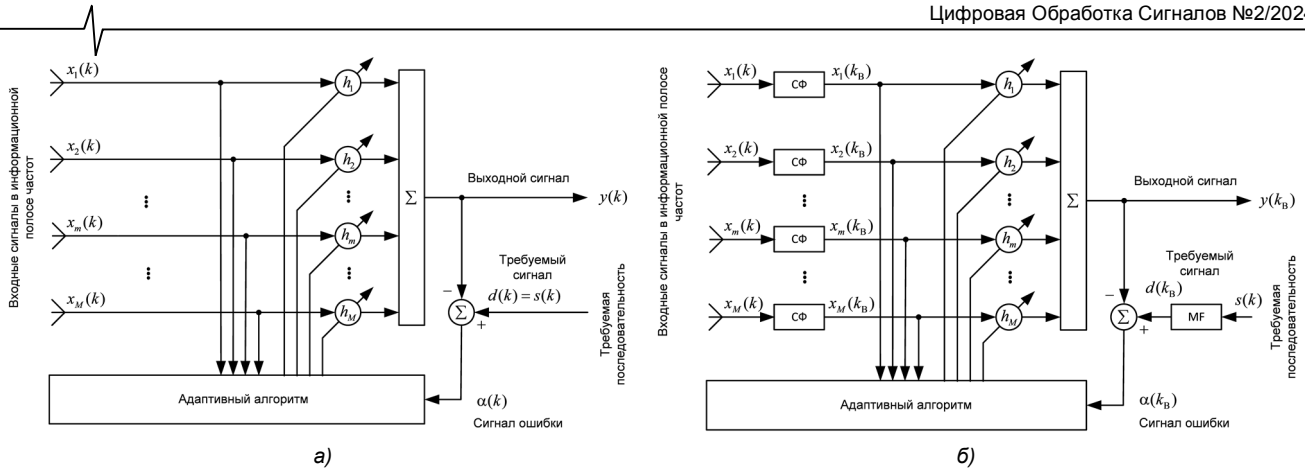


Рис. 1. ААР: а) с обработкой отсчетов принимаемых сигналов; б) с обработкой отсчетов сигналов на выходах СФ

где $p = 1, 2, \dots$; $a_l = \pm |a|$ – это символы ПСП и одновременно весовые коэффициенты СФ; $x_m(k-l+(p-1) \times L+1) = x_m(k-l+(p-1)L+1) = A \cdot a_{L-l+1}$; $A \cdot a$ – амплитуда принимаемой ПСП; $z_m(k)$ – отсчеты шума в канале антенной решетки (не показаны на рис. 1), а k_B – номера отсчетов максимальных значений (3). Значения $\tilde{x}_m(k)|_{k=pL} = x_m(k_B)$ являются отсчетами максимальных значений функции взаимной корреляции сигналов $x_m(k)$ и $s(k)$. ОСШ отсчетов $\tilde{x}_m(k)|_{k=pL}$ в L раз выше, чем у отсчетов $x_m(k)$. В этом случае отсчеты вектора сигнала

$$\mathbf{x}_M(k_B) = [x_1(k_B), x_2(k_B), \dots, x_m(k_B), \dots, x_M(k_B)]^T \quad (4)$$

вместе с отсчетами автокорреляционной функции сигнала $s(k)$, полученной аналогично (3), могут быть использованы в адаптивном алгоритме расчета весовых коэффициентов ААР.

Следует отметить, что отсчеты k_B следуют в L раз медленнее, чем отсчеты k , что приводит к L раз меньшим требованиям, предъявляемым к скорости вычисления вектора весовых коэффициентов

$$\mathbf{h}_M = [h_1, h_2, \dots, h_m, \dots, h_M]^T \quad (5)$$

в ААР, рис. 1, б, по сравнению со скоростью вычисления

вектора весовых коэффициентов в ААР, рис. 1, а. Однако ценой этого преимущества является уменьшение скорости слежения за изменениями обрабатываемых сигналов, если такие изменения имеют место.

Ниже представлены вычислительные процедуры MIL RLS-алгоритма и двух его вычислительно эффективных модификаций для расчета весовых коэффициентов ААР, рис. 1, б, в основе которых находятся приемы [44].

В табл. 1 – 3,

$$\mathbf{h}_M(0) = \mathbf{c}_M = [e^{j\psi_1}, e^{j\psi_2}, \dots, e^{j\psi_m}, \dots, e^{j\psi_M}]^T \quad (6)$$

– это начальный вектор весовых коэффициентов ААР; ψ_m – значения пространственных набегов фаз [6];

$\mathbf{R}_M^{-1}(k_B)$ – обратная корреляционная матрица сигналов $x_m(k_B)$; δ^2 – параметр начальной регуляризации этой

матрицы; \mathbf{I}_M – единичная матрица; λ – параметр, который управляет эффективным размером окна выборок данных, используемых при оценке корреляционной матрицы [18 – 25]. Вектор весовых коэффициентов $\mathbf{h}_M(0)$ обеспечивает начальную угловую ориентацию луча ААР. Начальная ориентация этого луча ААР в направлении источника информационного сигнала является необязательной, поскольку в рассматриваемой ААР не обязательно точно знать это направление. ААР может ориентировать свой луч в этом направлении в процессе подавления мешающих сигналов.

Таблица 1. MIL RLS-алгоритм

Вычисления	Ссылки
Initialization : $\mathbf{h}_M(0) = \mathbf{c}_M, (\mathbf{R}_M(0))^{-1} = \delta^{-2} \mathbf{I}_M$	(1.0)
For $k_B = 1, 2, \dots, K_B$	
$\mathbf{x}_M(k_B) = [x_1(k_B), x_2(k_B), \dots, x_m(k_B), \dots, x_M(k_B)]^T$	(1.1)
$\mathbf{g}_M(k_B) = \frac{\mathbf{R}_M^{-1}(k_B-1) \mathbf{x}_M(k_B)}{\lambda + \mathbf{x}_M^H(k_B) \mathbf{R}_M^{-1}(k_B-1) \mathbf{x}_M(k_B)}$	(1.2)
$\mathbf{R}_M^{-1}(k_B) = \lambda^{-1} (\mathbf{R}_M^{-1}(k_B-1) - \mathbf{g}_M(k_B) \mathbf{x}_M^H(k_B) \mathbf{R}_M^{-1}(k_B-1))$	(1.3)
$y(k_B) = \mathbf{h}_M^H(k_B-1) \mathbf{x}_M(k_B)$	(1.4)
$\alpha(k_B) = d(k_B) - y(k_B)$	(1.5)
$\mathbf{h}_M(k_B) = \mathbf{h}_M(k_B-1) + \mathbf{g}_M(k_B) \alpha^*(k_B)$	(1.6)
End	

Таблица 2. MIL RLS-алгоритм с расчетом диагональных и наддиагональных элементов обратной корреляционной матрицы

Вычисления	Ссылки (2.0)
Initialization : $\mathbf{h}_M(0) = \mathbf{c}_M, (\mathbf{R}_M(0))^{-1} = \delta^{-2} \mathbf{I}_M$	
For $k_B = 1, 2, \dots, K_B$	
$\mathbf{x}_M(k_B) = [x_1(k_B), x_2(k_B), \dots, x_m(k_B), \dots, x_M(k_B)]^T$	(2.1)
For $n = 1, 2, \dots, M$	
$p_n(k_B) = 0$	(2.2)
For $m = n, n+1, \dots, M$	
$p_n(k_B) = p_n(k_B) + R_{n,m}^{-1}(k_B - 1)x_m(k_B)$	(2.3)
End for m	
End for n	
For $n = 2, 3, \dots, M$	
For $m = 1, 2, \dots, n-1$	
$p_n(k_B) = p_n(k_B) + R_{m,n}^{-1}(k_B - 1)x_m(k_B)$	(2.4)
End for m	
End for n	
$s(k_B) = (\lambda + \text{Re}(\mathbf{x}_M^H(k_B)\mathbf{p}_M(k_B)))^{-1}$	(2.5)
$\mathbf{g}_M(k_B) = \mathbf{p}_M(k_B)s(k_B)$	(2.6)
For $n = 1, 2, \dots, M$	
For $m = n, n+1, \dots, M$	
$R_{n,m}^{-1}(k_B) = \lambda^{-1}(R_{n,m}^{-1}(k_B - 1) - g_n(k_B)p_m^*(k_B))$	(2.7)
if $m = n$	
$R_{n,n}^{-1}(k_B) = \text{Re}(R_{n,n}^{-1}(k_B))$	
End for if	(2.8)
End for m	
End for n	
$y(k_B) = \mathbf{h}_M^H(k_B - 1)\mathbf{x}_M(k_B)$	(2.9)
$\alpha(k_B) = d(k_B) - y(k_B)$	(2.10)
$\mathbf{h}_M(k_B) = \mathbf{h}_M(k_B - 1) + \mathbf{g}_M(k_B)\alpha^*(k_B)$	(2.11)
End	

Вместо адаптивных MIL RLS-алгоритмов для вычисления весовых коэффициентов ААР, рис. 1, б, также можно использовать модификации адаптивных RLS-алгоритмов на основе QR-разложения или преобразования Хаусхолдера [23], которые характеризуются сравнимой вычислительной сложностью $O(M^2)$ и устойчивостью.

Моделирование

Для проверки и тестирования рассмотренной ААР, рис. 1, б, было проведено компьютерное моделирование. Антенная решетка и принимаемые сигналы $x_m(k)$ моделировались в информационной полосе частот как показано в [6, 45]. Линейная ААР содержала $M = 8$ всенаправленных антенн с расстоянием между соседними антеннами, равным $\lambda_0/2$, где λ_0 – это длина волны несущего радиочастотного сигнала. В качестве информационного сигнала использовалась одна из M -последовательностей, содержащая $L = 1023$ символов. Моделирование проводилось для

ААР при ОСШ в ее каналах, равном -20 дБ. Шум моделировался как белый гауссовский шум. Семь независимых помех, также принимаемых ААР, моделировались источниками такого же шума с отношением сигнал/помеха, равным -80 дБ.

ААР располагалась вдоль оси X декартовых координат [6] с исходным направлением луча, определяемым сферическими углами $\theta_0 = 90^\circ$ и $\phi_0 = 75^\circ$, а источник информационного сигнала был расположен в направлении углов $\theta_b = 90^\circ$ и $\phi_b = 90^\circ$, см. рис. 2. Эти направления обозначены зелеными и красными вертикальными жирными пунктирными линиями, соответственно. Начальная ДН ААР $F(\theta_0, \phi_0)$ показана зеленой кривой, а ДН в установившемся состоянии $F(\theta_b, \phi_b)$ – красной кривой. Угловые положения источников помех были распределены в направлениях боковых лепестков и в направлении главного лепестка исходной ДН. Эти направления обозначены голубыми вертикальными тонкими пунктирными линиями.

Таблица 3. MIL RLS-алгоритм с расчетом диагональных и поддиагональных элементов обратной корреляционной матрицы

Вычисления	Ссылки (3.0)
Initialization : $\mathbf{h}_M(0) = \mathbf{c}_M, (\mathbf{R}_M(0))^{-1} = \delta^{-2} \mathbf{I}_M$	
For $k_B = 1, 2, \dots, K_B$	
$\mathbf{x}_M(k_B) = [x_1(k_B), x_2(k_B), \dots, x_m(k_B), \dots, x_M(k_B)]^T$	(3.1)
For $m = 1, 2, \dots, M$	
$p_m^*(k_B) = 0$	(3.2)
For $n = m, m+1, \dots, M$	
$p_m^*(k_B) = p_m^*(k_B) + x_n^*(k_B) R_{m,n}^{-1*}(k_B - 1)$	(3.3)
End for n	
End for m	
For $m = 2, 3, \dots, M$	
For $n = 1, 2, \dots, m-1$	
$p_m^*(k_B) = p_m^*(k_B) + x_n^*(k_B) R_{n,m}^{-1*}(k_B - 1)$	(3.4)
End for n	
End for m	
$s(k_B) = (\lambda + \text{Re}(\mathbf{p}_M^H(k_B) \mathbf{x}_M(k_B)))^{-1}$	(3.5)
$\mathbf{g}_M(k_B) = \mathbf{p}_M(k_B) s(k_B)$	(3.6)
For $n = 1, 2, \dots, M$	
For $m = n, n+1, \dots, M$	
$R_{n,m}^{-1}(k_B) = \lambda^{-1} (R_{n,m}^{-1}(k_B - 1) - g_n(k_B) p_m^*(k_B))$	(3.7)
if $m = n$	
$R_{n,n}^{-1}(k_B) = \text{Re}(R_{n,n}^{-1}(k_B))$	
End for if	(3.8)
End for m	
End for n	
$y(k_B) = \mathbf{h}_M^H(k_B - 1) \mathbf{x}_M(k_B)$	(3.9)
$\alpha(k_B) = d(k_B) - y(k_B)$	(3.10)
$\mathbf{h}_M(k_B) = \mathbf{h}_M(k_B - 1) + \mathbf{g}_M(k_B) \alpha^*(k_B)$	(3.11)
End	

Из рис. 2 видно, что в установившемся состоянии весовые коэффициенты ААР обеспечивают ориентацию луча ААР в направлении на источник информационного сигнала и подавление сигналов помех за счет создания глубоких провалов в ДН в направлениях их источников. Таким образом, в процессе работы рассмотренной ААР происходит не только подавление помех в ее выходном сигнале, но и ориентация ее луча в направлении источника информационного сигнала, даже если луч изначально не был направлен в сторону этого источника.

На рис. 3 показаны графики переходных процессов в ААР. Эти графики представляют собой значения ДН в направлениях каждого из принимаемых сигналов: информационного и помех. На рис. 4 также показаны аналогичные переходные процессы в терминах значений СКО между выходим сигналом ААР и требуемым сигналом. Рис. 3, а и рис. 4, а, а также их версии в увеличенном масштабе, рис. 3, г и рис. 4, г, соответствуют ААР, в которой обрабатываемы отсчеты $x_m(k_B)$ следуют

один раз за L отсчетов сигналов $x_m(k)$ в ее каналах, то есть один раз за один период ПСП.

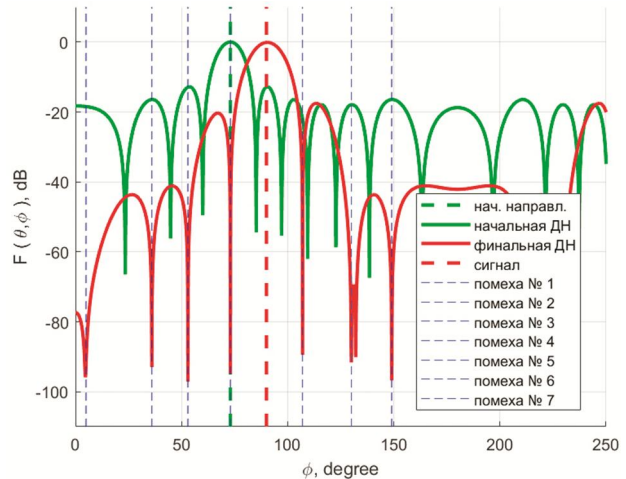


Рис. 2. ДН ААР

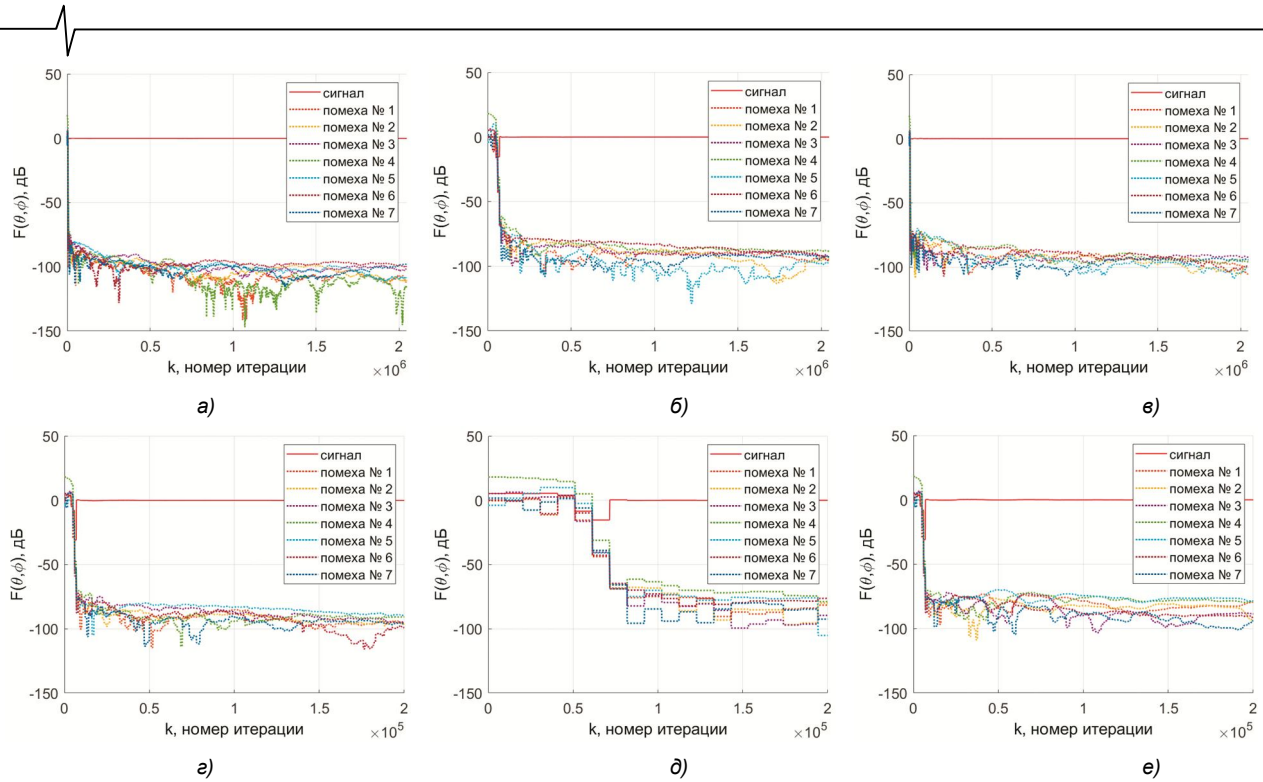


Рис. 3. Переходные процессы в терминах значений ДН: а) выходной сигнал СФ берется 1 раз за длительность ПСП (за 1 период); б) выходной сигнал СФ берется 1 раз за каждые 10 периодов ПСП; в) выходной сигнал СФ берется 10 раз за 10 периодов ПСП; г) в увеличенном масштабе, выходной сигнал СФ берется 1 раз за длительность ПСП; д) в увеличенном масштабе, выходной сигнал СФ берется один раз за каждые 10 периодов ПСП; е) в увеличенном масштабе, выходной сигнал СФ берется 10 раз за 10 периодов ПСП

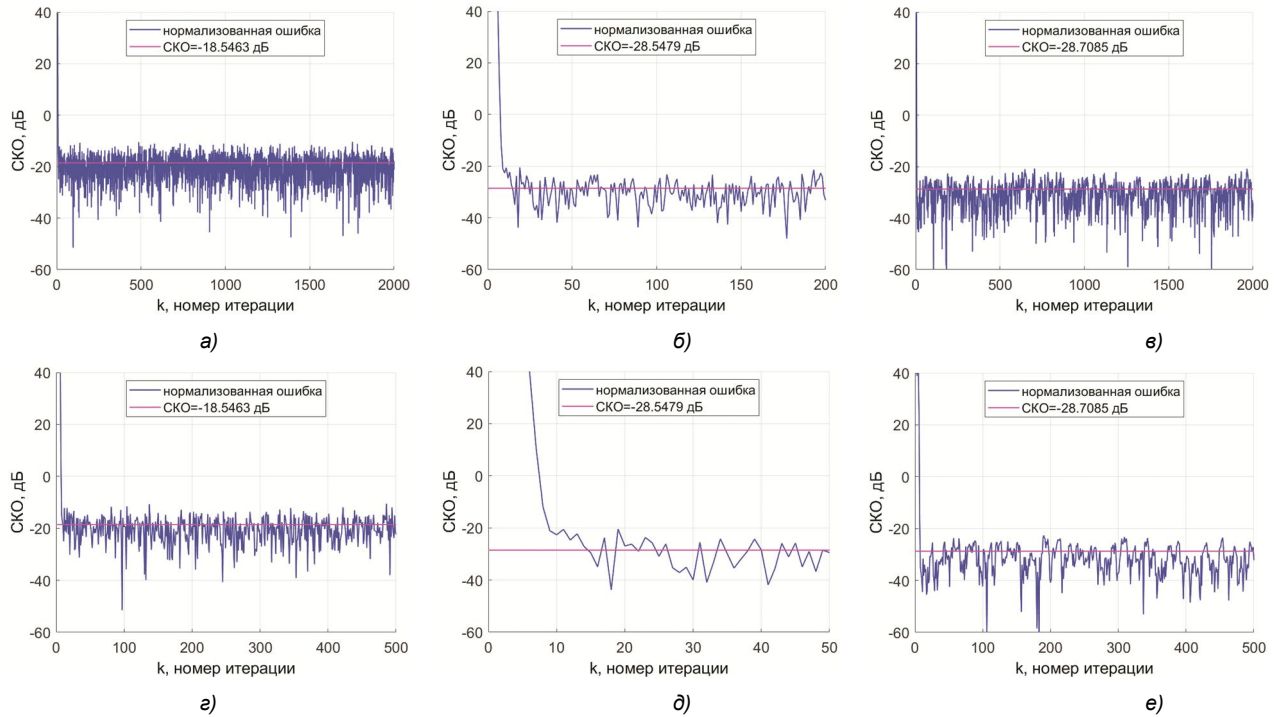


Рис. 4. Переходные процессы в терминах СКО: а) выходной сигнал СФ берется 1 раз за длительность ПСП (за 1 период); б) выходной сигнал СФ берется 1 раз за каждые 10 периодов ПСП; в) выходной сигнал СФ берется 10 раз за 10 периодов ПСП; г) в увеличенном масштабе, выходной сигнал СФ берется 1 раз за длительность ПСП; д) в увеличенном масштабе, выходной сигнал СФ берется один раз за каждые 10 периодов ПСП; е) в увеличенном масштабе, выходной сигнал СФ берется 10 раз за 10 периодов ПСП

Рис. 3, б, рис. 3, д, а также их версии в увеличенном масштабе, рис. 4, б и рис. 4, д, соответствуют ААР, отсчеты которой k_B следуют один раз за $10L$ отсчетов

принимаемого сигнала $x_m(k)$, то есть один раз за десять периодов ПСП, из-за десятикратного расширения СФ за счет повторения его весовых коэффициентов. В

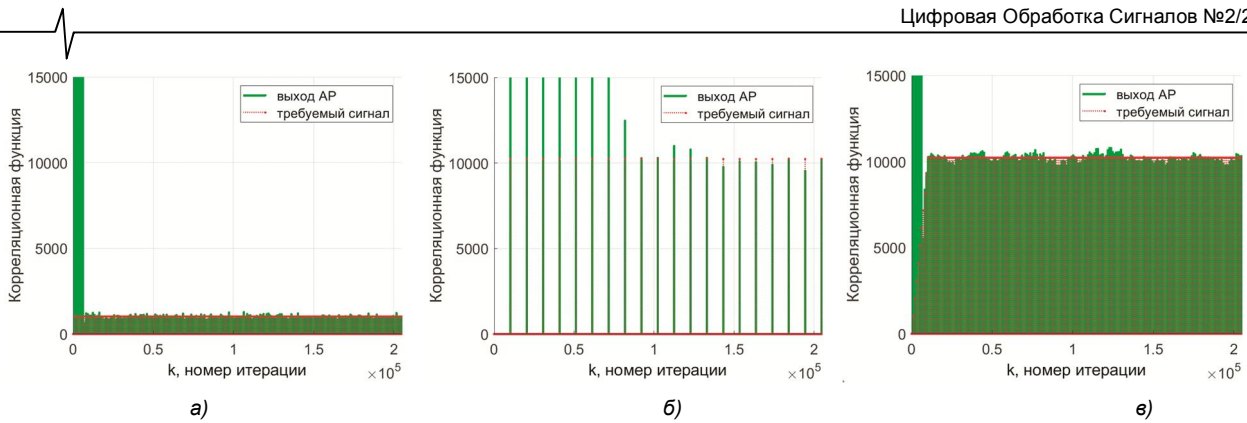


Рис. 5. Отсчёты взаимно- и автокорреляционных функций:

а) выходной сигнал СФ берётся 1 раз за длительность ПСП (за 1 период);

б) выходной сигнал СФ берётся 1 раз за каждые 10 периодов ПСП;

в) выходной сигнал СФ берётся 10 раз за 10 периодов ПСП

этом случае подавление сигналов помех в установившемся состоянии примерно такое же, как и в предыдущих экспериментах (провалы ДН составляют в среднем около -80 дБ), но длительность переходного отклика увеличена в десять раз из-за уменьшения в десять раз скорости взятия отсчетов с выходов СФ. В то же время, СКО в установившемся состоянии уменьшается в десять раз из-за увеличения ОСШ в отсчетах сигнала на выходах СФ, которое обусловлено расширением СФ.

Однако в каждом из отсчетов сигнала k_B на выходе расширенного СФ появляются те же значения, что и во втором эксперименте. Это означает, что если использовать с выхода расширенного СФ не каждый $10L$ -й отсчет, а каждый L -й отсчет, то в ААР будет наблюдаться более короткий переходный процесс в установившемся состоянии. Результаты моделирования такой ААР приведены на рис. 3, в), рис. 3, е), а также в увеличенном масштабе – на рис. 4, в и рис. 4, е).

Примеры отсчётов выходного и требуемого сигналов ААР в начале моделирования в трех выше рассмотренных случаях приведены на рис. 5.

Заключение

Таким образом, в данной статье представлено описание и результаты моделирования ААР, которая может работать даже тогда, когда информационный сигнал в ее каналах скрыт тепловым шумом приемников этих каналов. В этом случае, корреляционная обработка сигналов позволяет использовать адаптивные алгоритмы с требуемым сигналом для расчета весовых коэффициентов такой ААР. Такие алгоритмы не только подавляют помехи в выходном сигнале ААР в процессе своей работы, но и обеспечивают ориентацию луча ААР на источник информационного сигнала. Использование расширенного СФ также позволяет уменьшить СКО в установившемся состоянии на выходе ААР без увеличения длительности переходного процесса.

Литература

1. Agbo S. O., Sadiku M. N. O. Principles of modern communication systems. Cambridge University Press, 2017. 454 p.
2. Teunissen P., Montenbruck O., Eds. Springer handbook of global navigation satellite systems. Springer, 2021. 1292 p.

3. Richards M. Fundamentals of radar signal processing. 3rd ed. McGraw Hill, 2022. 736 p.

4. Бененсон Л. С., Журавлев В. А., Попов С. В., Постнов Г. А. Антенные решетки. Методы расчета и проектирования. М.: Советское радио, 1966. 367 с.

5. Воскресенский Д. И., Гостюхин В. Л., Максимов В. М., Пономарев Л. И. и др. Устройства СВЧ и антенны. Под ред. Д. И. Воскресенского. М.: Радиотехника, 2016. 560 с.

6. Brown A. D., Boeringer D., Cooke T. Electronically scanned arrays. MATLAB® modelling and simulation. CRC Press, 2012. 214 p.

7. Balanis C. A. Antenna theory: analysis and design. 4-th ed. John Wiley & Sons, Inc., 2016. 1095 p.

8. Maillou R. J. Phased array antenna handbook, 3-rd ed. Artech House, Inc., 2017. 506 p.

9. Журавлев А. К., Лукошкин А. П., Поддубный С. С. Обработка сигналов в адаптивных антенных решетках. Л.: Издательство Ленинградского университета, 1983. 240 с.

10. Compton R. T. Adaptive antennas. Concepts and performance. Prentice Hall, 1988. 448 p.

11. Пистолькорс А. А., Литвинов О. С. Введение в теорию адаптивных антенн. М.: Наука, 1991. 200 с.

12. Tsoulos G. V. Adaptive antennas for wireless communications. IEEE Press, 2001. 764 p.

13. Chandran S., Ed. Adaptive antenna arrays: trends and applications. Springer, 2004. 660 p.

14. Allen B., Ghavami M. Adaptive array systems. Fundamentals and applications. John Wiley & Sons Ltd., 2005. 250 p.

15. Fen A. J. Adaptive antennas and phased arrays in radar and communications. Artech House, Inc., 2007. 410 p.

16. Hudson J. E. Adaptive array principles. The Institution of Engineering and Technology, 2007. 253 p.

17. Monzingo R. A., Haupt R. L., Miller T. W. Introduction to adaptive arrays, 2nd ed. SciTech Publishing, 2011. 510 p.

18. Widrow B., Stearns D. D. Adaptive signal processing. Pearson. 1985. 528 p.

19. Cowan C. F. N., Grant P. M. Adaptive filters. Prentice-Hall, Inc., 1985. 308 p.

20. Sayed A. H. Fundamentals of adaptive filtering. John

Wiley and Sons, 2003. 1125 p.

21. Sayed A. H. Adaptive filters. John Wiley and Sons, 2008. 785 p.

22. Farhang-Boroujeny B. Adaptive filters theory and applications. 2-nd ed. John Wiley & Sons, 2013. 778 p.

23. Джиган В. И. Адаптивная фильтрация сигналов: теория и алгоритмы. М: Техносфера, 2013. 528 с.

24. Haykin S. Adaptive filter theory. 5-th ed. Pearson Education Inc., 2014. 889 p.

25. Diniz P. S. R. Adaptive filtering algorithms and practical implementation. 5-th ed. Springer, 2020. 495 p.

26. Frost O. L. An algorithm for linearly constrained adaptive array processing. Proceedings of the IEEE, 1972. Vol. 60. № 8. С. 926–935.

27. Варакин Л. Е. Системы связи с шумоподобными сигналами. М.: Радио и связь. 1985. 384 с.

28. Zepernick H.-J., Finger A. Pseudo random signal processing: theory and applications. Wiley. 2013. 672 p.

29. Djigan V. I. Adaptive antenna array for low signal-to-noise ratio operation. Proceedings of the Antenna Design and Measurement International Conference 2023 (ADMInC'23). St. Petersburg, Russia. October 19 – 21, 2023. 4 p.

30. Djigan V. I. Adaptive processing of matched filter output signals in antenna array. Proceedings of the 26-th International Conference on Digital Signal Processing and its Applications (DSPA-2024). Moscow, Russia. March 27 – 29, 2024. 5 p.

31. Steyskal H. Digital beamforming antennas. Microwave Journal. 1987. № 1, pp. 107-124.

32. Litva J., Lo T. K.-Y. Digital beamforming in wireless communications. Artech House., 1996. 301 p.

33. Григорьев Л. Н. Цифровое формирование диаграммы направленности в фазированных антенных решетках. М.: Радиотехника, 2010. 144 с.

34. Добычина Е. М., Кольцов Ю. В. Цифровые антенные решетки в бортовых радиолокационных системах. М.: Изд. МАИ, 2013. 158 с.

35. Слюсар В. И. Развитие схмотехники ЦАР: некоторые итоги. Часть 1. Первая миля. Last mile. 2018. № 1. С. 72-77.

36. Слюсар В. И. Развитие схмотехники ЦАР: некоторые итоги. Часть 2. Первая миля. Last mile. 2018. № 2. С. 76-80.

37. Dillinger M., Madani K., Alonistiot N. Software defined radio: architectures, systems and functions. Wiley, 2007. 454 p.

38. Oppenheim A. V., Schaffer R. W. Discrete-time signals processing. Prentice-Hall. 2009. 1144 p.

39. Darabi H. Radiofrequency integrated circuits and systems, 2-nd ed. Cambridge University Press, 2020. 778 p.

40. Kuo S. M., Gan W.-S. Digital signal processors: architectures, implementations and applications. Prentice Hall, 2004. 624 p.

41. Woods R., McAllister J., Lightbody G., Ying Yi. FPGA-based implementation of signal processing systems. 2-nd ed. Wiley, 2017. 360 p.

42. Welch T. B., Wright H. G., Morrow M. G. Real-time digital signal processing from MATLAB to C with the TMS320C6x DSPs. 3-rd ed. CRC Press, 2017. 480 p.

43. Витязев С. В. Цифровые процессоры обработки сигналов. М.: Горячая линия-Телком, 2017. 100 с.

44. Djigan V. I. Some tricks of calculations in MIL RLS algorithm. Proceedings of the 23-th International Conference on Digital Signal Processing and its Applications (DSPA-2021), Moscow, Russia. March 24 – 26, 2021. 4 p.

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

Уважаемые коллеги!

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

Журнал «Цифровая обработка сигналов» издается с 1999 года. Выходит ежеквартально, тиражом 200 экз. Научно-технический журнал «Цифровая обработка сигналов» включен в Перечень изданий, рекомендуемый ВАК РФ для публикации результатов научных исследований соискателями ученой степени доктора и кандидата технических наук в области радиотехники, связи, вычислительной техники, электроники, приборостроения, информационных технологий, информационно-измерительных и управляющих систем. Журнал «Цифровая обработка сигналов» включен в базу данных Web of Science – Russian Science Citation Index.

Планируемые сроки издания отдельных номеров журнала:

- № 3 сентябрь 2024 г. Тематический выпуск: «Цифровая обработка изображений».
- № 4 декабрь 2024 г. Тематический выпуск: «ЦОС в радиотехнике и системах телекоммуникаций».
- № 1 март 2025 г. Тематический выпуск: «ЦОС в инфокоммуникационных системах».
- № 2 июнь 2025 г. Тематический выпуск по материалам 27-й Международной научно-технической конференции «Цифровая обработка сигналов и ее применение-DSPA».

Ориентировочная стоимость рекламных услуг:

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

Ждем Ваших предложений.

С наилучшими пожеланиями, зам. главного редактора
д.т.н., профессор Витязев Владимир Викторович, телефон 8-903-834-81-81.

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

УДК 621.396.24

РЕЗУЛЬТАТЫ РАЗРАБОТКИ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНО ЭФФЕКТИВНОГО АЛГОРИТМА СОВМЕСТНОГО ОБНАРУЖЕНИЯ СИГНАЛОВ И ОЦЕНИВАНИЯ ИХ ПАРАМЕТРОВ В УСЛОВИЯХ ШИРОКОПОЛОСНОГО ИОНОСФЕРНОГО КАНАЛА

Лобов Е.М., к.т.н., доцент кафедры «Радиотехнические системы», МТУСИ

Липаткин В.И., к.т.н., доцент кафедры «Радиотехнические системы», МТУСИ

Лобова Е.О., к.т.н., доцент кафедры «Радиотехнические системы», МТУСИ

Чиров Д.С., д.т.н., заведующий кафедрой «Радиотехнические системы», МТУСИ, d.s.chirov@mtuci.ru

THE RESULTS OF THE DEVELOPMENT OF A COMPUTATIONALLY EFFICIENT ALGORITHM FOR THE JOINT DETECTION OF SIGNALS AND ESTIMATION OF THEIR PARAMETERS IN A BROADBAND IONOSPHERIC CHANNEL

Lobov E.M., Lipatkin V.I., Lobova E.O., Chirov D.S.

The article presents a computationally efficient algorithm for the joint detection of signals and estimation of their parameters in a broadband ionospheric channel. It is shown that the developed algorithm reduces the required number of operations per second by 105 times compared to the classical device in the form of a set of correlators. Signals for which the value of the real-time coefficient does not exceed one can be processed in real time (signal duration up to 2 seconds).

Key words: broadband signal, decameter communication channel, ionosphere, frequency dispersion, joint estimation of signal parameters, optimal filter.

Ключевые слова: широкополосный сигнал, декаметровый канал связи, ионосфера, частотная дисперсия, совместное оценивание параметров сигнала, оптимальный фильтр.

Введение

В настоящее время декаметровый диапазон активно используется для осуществления связи в удалённых и труднодоступных регионах мира, в том числе в Арктике и Антарктике [1-3]. Актуальность применения декаметровой радиосвязи в данных районах связана с тем, что такие системы могут предложить надёжные и дешёвые решения с минимальной инфраструктурой, хорошо себя зарекомендовавшие на протяжении десятилетий.

Развитие систем связи декаметрового диапазона в настоящее время в Мире направлено на расширение используемой полосы частот с целью увеличения скорости передачи информации или использования частотного ресурса на вторичной основе [4, 5]. Как правило, такие системы работают в полосе частот, не превышающей 100 кГц, в которой искажения используемых сигналов, связанные с частотной дисперсией коэффициента диэлектрической проницаемости плазмы ионосферы Земли, не оказывают существенного влияния на качество связи. Указанные дисперсионные искажения с учетом нестационарности ионосферы Земли являются существенным препятствием для расширения спектра используемых сигналов свыше 100 кГц и приводят также к снижению количественных показателей качества обнаружения и различения сигналов, а также к снижению показателей точности сопутствующего оценивания параметров этих сигналов.

Обычно оценивание параметров сигнала происходит одновременно с его обнаружением по известной части радиограммы или зондирующего (обучающего) синхро-

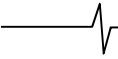
Представлен вычислительно эффективный алгоритм совместного обнаружения сигналов и оценивания их параметров в условиях широкополосного ионосферного канала. Показано, что разработанный алгоритм снижает требуемое количество операций в секунду в 105 раз по сравнению с классическим устройством в виде набора корреляторов. Сигналы, для которых значение коэффициента реального времени не превышает единицы, могут быть обработаны в масштабе реального времени (длительность сигнала до 2 с).

импульса. В едином алгоритме может оцениваться множество параметров принимаемого сигнала: задержка сигнала, сдвиг частоты сигнала, амплитуда и начальная фаза сигнала. Повышение показателей качества обнаружения сигнала и оценивания его параметров может быть достигнуто путем дополнительного оценивания степени дисперсионных искажений сигнала с последующей их компенсацией, что требует модификации известных алгоритмов и составляет актуальную задачу.

Исследованию дисперсионных искажений широкополосных сигналов в ионосфере Земли в различных гео- и гелиофизических условиях посвящено множество работ. Можно выделить следующие научные школы, занимающиеся непосредственно компенсацией дисперсионных искажений широкополосных сигналов в ионосферном канале в задачах связи и зондирования: Поволжский государственный технологический университет [6-8], Московский технический университет связи и информатики [10-12] и работы сотрудников корпорации MITRE [13-15].

Однако данные исследования имеют ряд ограничений:

– при исследовании совместного оценивания параметров сигналов не учитывались возможные дисперсионные искажения сигналов, влияние этих искажений и процедуры их оценивания на точность оценивания других параметров;



– при исследовании задачи обнаружения сигналов не учитывалось влияние дисперсионных искажений и процедуры их оценивания на качество обнаружения сигналов.

Коллективом авторов статьи ведутся многолетние исследования в данной области [15-18]. По результатам исследований разработаны: алгоритм оптимального совместного оценивания четырех параметров широкополосного сигнала: частотного сдвига, задержки, начальной фазы и параметра дисперсионных искажений (в качестве которого выступает наклон дисперсионной характеристики канала (ДХ)) [17]; алгоритм одно-временного оптимального обнаружения сигнала и совместного оптимального оценивания четырех параметров сигнала [18]. В данной статье представлены результаты разработки вычислительно эффективного алгоритма и устройство совместного обнаружения сигналов и оценивания их параметров на основе графического процессора в условиях широкополосного ионосферного канала.

Основные теоретические положения алгоритма

Equation Chapter (Next) Section 1Комплексная огибающая сигнала на входе устройства совместного обнаружения и оценивания параметров может быть представлена в виде смеси комплексной огибающей полезного сигнала, искаженного частотной дисперсией ионосферного канала, и комплексной огибающей белого гауссовского шума [19]:

$$\dot{y}_i(\varphi, \tau = l \cdot \Delta t, f_d, s) = e^{-j\varphi} e^{j2\pi f_d(i-l)\Delta t} \dot{x}_{i-l}(s) + \dot{n}_i, \quad (1)$$

$$i = 0 \div N_p - 1$$

где $\dot{x}(s) = \dot{x} * \dot{h}(s)$ – комплексная огибающая полезного сигнала, искаженного ионосферным каналом, $\dot{h}(s)$ – комплексная огибающая импульсной характеристик и (ИХ) ионосферного канала, \dot{x}_i – комплексная огибающая полезного неискаженного сигнала, f_d – сдвиг частоты, τ – задержка, s – наклон дисперсионной характеристики – параметр, характеризующий дисперсионные искажения, φ – неизвестный фазовый сдвиг, $\dot{n}(t)$ – комплексная огибающая белого гауссовского шума с нулевым средним и дисперсией σ_u^2 , N_p – количество отсчетов.

Решающая статистика может быть найдена в виде:

$$\dot{\lambda}_i(\hat{\varphi}, \hat{\tau}, \hat{f}_d, \hat{s}) = \sum_{n=0}^{N_p-1} \dot{y}_n(\varphi, \tau = l \cdot \Delta t, f_d, s) \dot{g}_{i-n}^*(f_d, s), \quad (2)$$

где

$$\dot{g}_{N_p-1-i}(f_d, s) = \sum_{n=0}^{N_p-1} \dot{x}_n e^{j2\pi f_d n \Delta t} \dot{h}_{i-n}^*(s) \quad (3)$$

Из выражения (2) видно, что количество согласованных фильтров для получения полного набора решающих статистик $\dot{\lambda}_i(\hat{\varphi}, \hat{\tau}, \hat{f}_d, \hat{s})$ определяется количеством возможных доплеровских сдвигов частоты f_d и наклонов дисперсионной характеристики s . Тогда:

$$N_{mf} = N_{f_d} N_s, \quad (4)$$

где N_{mf} – количество согласованных фильтров, N_{f_d} – количество возможных доплеровских сдвигов частоты f_d и N_s – количество возможных наклонов дисперсионной характеристики s . Большое количество СФ накладывает высокие требования к вычислительной платформе. Учет доплеровского сдвига частоты f_d для его дальнейшей оценки можно проводить после согласованной фильтрации, тогда выражение (2) можно представить в виде:

$$\dot{\lambda}_i(\hat{\varphi}, \hat{\tau}, \hat{f}_d, \hat{s}) = e^{j2\pi f_d i \Delta t} \sum_{n=0}^{N_p-1} \dot{y}_n(\varphi, \tau = l \cdot \Delta t, f_d, s) \dot{g}_{i-n}(s), \quad (5)$$

где

$$\dot{g}_{N_p-1-i}(s) = \sum_{n=0}^{N_p-1} \dot{x}_n \dot{h}_{i-n}^*(s) \quad (6)$$

Вышеуказанное преобразование уменьшает требуемое количество СФ до $N_{mf} = N_s$, что позволяет существенно снизить вычислительные затраты. Однако, в условиях ионосферного канала из-за наличия доплеровского сдвига частоты за время наблюдения комплексной огибающей на входе СФ происходит уход фазы, что приводит к потерям в ОСШ на выходе СФ. Чтобы минимизировать данные потери, будем проводить свертку не с опорным сигналом длительностью N_p , а с сигналами:

$$\dot{x}_{m,n} = \dot{x}_{n+m \cdot N_{pp}}, \quad n = 0 \div N_{pp} - 1, m = 0 \div M - 1, \quad (7)$$

где $N_{pp} = \frac{N_p}{M}$, M – количество разбиений исходной последовательности.

В данном случае согласованную фильтрацию можно выполнить с помощью СФ с серией последовательностей, который представляет собой набор согласованных фильтров с последовательностями $\dot{x}_{m,n}$. Сигнал на выходе каждого согласованного фильтра можно записать в виде:

$$\dot{\lambda}_{m,n}(s) = \sum_{l=0}^{N_{pp}-1} \dot{y}_{m,l} \dot{g}_{m,n-l}^*(s), \quad n = 0 \div N_{pp} - 1, m = 0 \div M - 1. \quad (8)$$

где $\dot{g}_{M-1-m \cdot N_{pp}-1-n}(s) = \sum_{k=0}^{N_p-1} \dot{x}_{k+m \cdot N_{pp}} \dot{h}_{n-(k+m \cdot N_{pp})}^*(s)$ – комплексная огибающая импульсной характеристики фильтра, согласованного с m -й последовательностью. Далее выполняется учет доплеровского сдвига частоты f_d :

$$\dot{\lambda}_{m,n}(f_d, s) = \dot{\lambda}_{m,n}(s) \cdot e^{j2\pi f_d(n+m \cdot N_{pp})\Delta t}. \quad (9)$$

Результирующий отклик согласованного фильтра может быть получен в виде:

$$\dot{\lambda}_n(f_d, s) = \sum_{m=0}^{M-1} \dot{\lambda}_{m,n}(f_d, s). \quad (10)$$

Согласованную фильтрацию предлагается выполнять с помощью алгоритма быстрой свертки «Overlap and Save» [20]. Согласованный фильтр с серией последовательностей и учетом доплеровских сдвигов частоты показан на рис. 1.

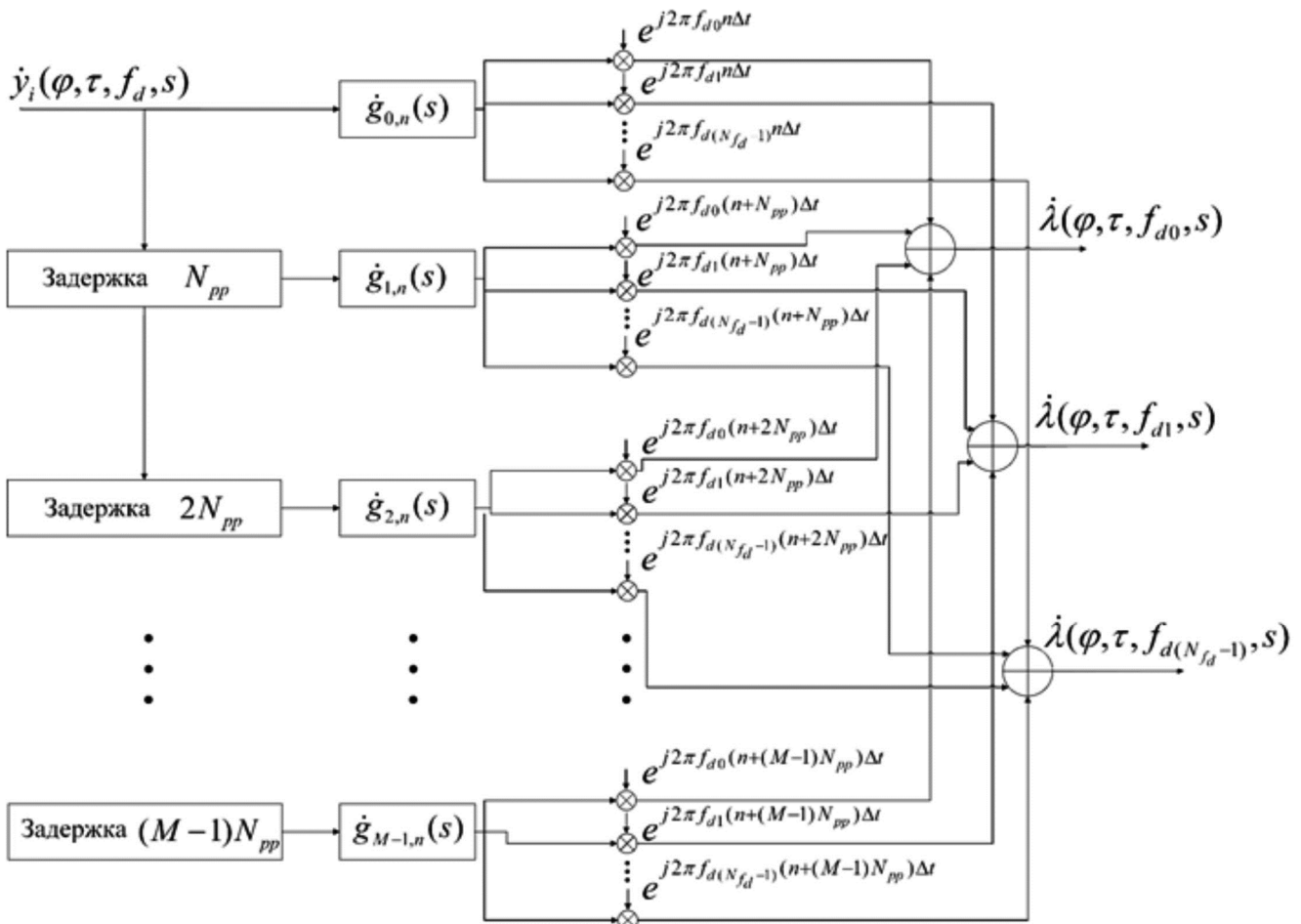


Рис. 1. Согласованный фильтр с серией последовательностей

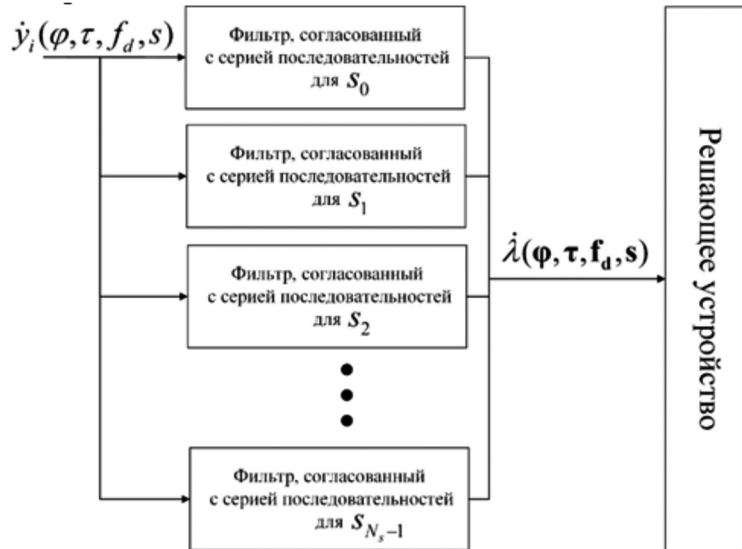


Рис. 2. Схема устройства совместного обнаружения и оценки параметров сигнала

Интервал допустимых значений доплеровского сдвига частоты составляет $\left[-\frac{f_s}{2N_{pp}}, \frac{f_s}{2N_{pp}}\right]$, где f_s – частота дискретизации сигнала. В пределах данного интервала значение оцененного доплеровского сдвига частоты может быть произвольным. Существенным недостатком данной реализации заключается в требовании к количеству оперативной памяти для хранения массивов с комплексными гармоническими множителями. Полная

схема устройства совместного обнаружения и оценки параметров сигнала приведена на рис.2.

Данная схема представляет собой набор фильтров, согласованных с серией последовательностей, для всевозможных значений наклона ДХ и решающее устройство, которое выполняет определение оцененных значений путем нахождения максимальной решающей статистики для комбинации всех исследуемых в работе параметров.

Умножение на комплексные экспоненты и последую-

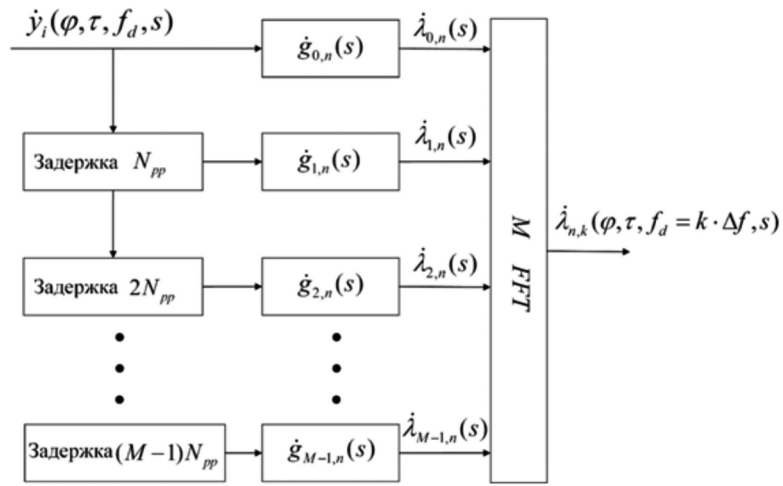


Рис. 3. Согласованный фильтр с серией последовательностей с переборами по доплеровским сдвигам частоты через БПФ

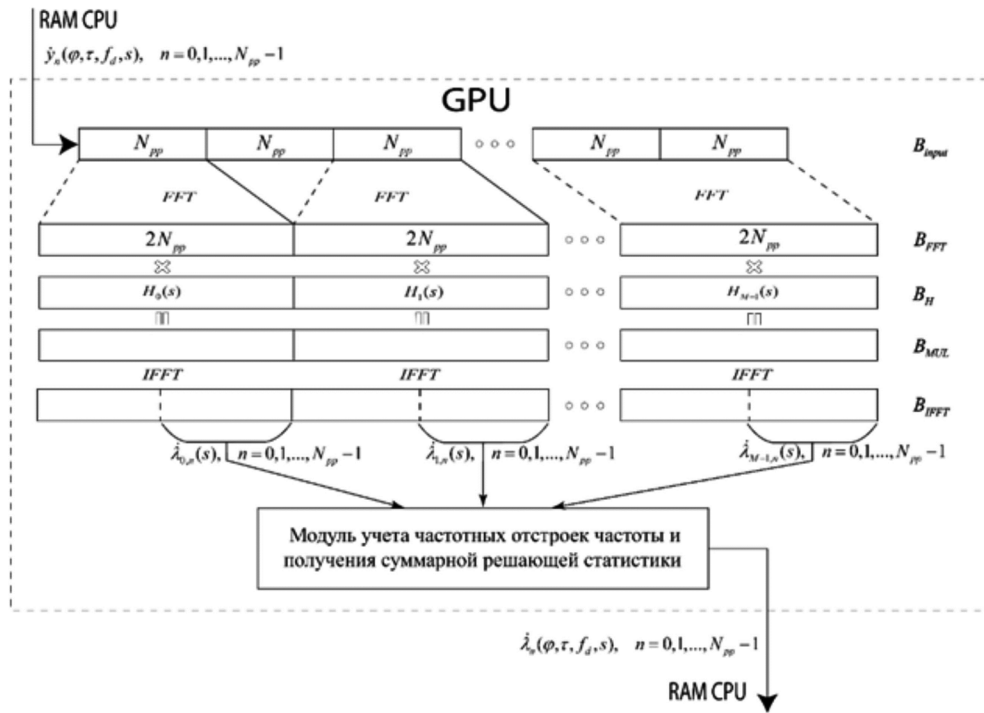


Рис. 4. Схема СФ с серией последовательностей

щие суммирование для дальнейшей оценки доплеровского сдвига частоты можно выполнить с помощью БПФ.

Пусть $f_d = k \frac{f_s}{N}$, тогда выражение (10) можно представить в виде:

$$\dot{\lambda}_{n,k}(f_d = k \cdot \Delta f, s) = \sum_{m=0}^{M-1} \dot{\lambda}_{m,n}(s) \cdot e^{j2\pi km}, \quad (11)$$

где

$$\dot{\lambda}_{m,n}(s) = \sum_{l=0}^{N_{pp}-1} \dot{y}_{m,l} \dot{g}_{m,n-l}^*(s), \quad (12)$$

$$n = 0 \div N_{pp} - 1, m = 0 \div M - 1.$$

Отсюда, выражение (11) может быть вычислено с помощью алгоритмов БПФ от $\dot{\lambda}_{m,n}(s)$ для каждого k . Диапазон поиска доплеровских сдвигов частоты в данном случае равен $\left[-\frac{f_s}{2N_{pp}} : \frac{f_s}{2N_{pp}} \right]$. Данный алгоритм, в

отличие от алгоритма с умножениями на комплексные экспоненты, позволяет выполнять оценку доплеровского сдвига частоты только для $f_d = k \cdot \Delta f$, где

$$k = \left[-\frac{N_{pp}}{2} : \frac{N_{pp}}{2} \right].$$

Схема СФ с серией последовательностей с переборами по доплеровским сдвигам частоты через БПФ представлена на рис. 3.

Особенности реализации алгоритма на графическом процессоре

Согласованный фильтр с серией последовательностей на графическом процессоре (GPU) реализуется с помощью алгоритма быстрой свертки «Overlap and Save» [20] и библиотеки параллельного вычисления БПФ и ОБПФ на GPU – cFFT, реализованной на OpenCL. Схема СФ с серией последовательностей на GPU изображена на рис. 4. Загрузка входных данных в GPU выполняется блоками по N_{pp} отсчетов. Загрузка

выполняется в циклический буфер B_{input} , размером $N_{pp}(M+1)$. После загрузки очередного блока отсчетов, буфер B_{input} подается на вычисление БПФ размером $2N_{pp}$ с перекрытием в N_{pp} отсчетов. Результаты БПФ записываются в буфер B_{FFT} , размером $2N_{pp}M$. Отсчеты после БПФ перемножаются с отсчетами частотных характеристик $H_i(s)$, $i = 0, 1, \dots, M-1$. Результат перемножения записывается в буфер B_{MUL} и подается на вычисление ОБПФ, размером $2N_{pp}$. Отсчеты после ОБПФ помещаются в буфер B_{IFFT} . Вторая половина из каждых $2N_{pp}$ отсчетов является откликом фильтра $\dot{\lambda}_{m,n}(s)$, согласованного с m -й последовательностью.

Полученные отклики передаются в модуль учета доплеровских сдвигов частоты и получения суммарной решающей статистики. Данный модуль выполнен в двух вариантах. Первый вариант заключается в прямом перемножении на комплексные экспоненты с последующим суммированием откликов фильтров. Выполнение операций умножения на комплексные экспоненты выполняется путем вычислений разных отсчетов решающей статистики с помощью разных рабочих элементов (WI – work item) GPU. Совокупность рабочих элементов $w_{i,j}$ графического процессора представляется в виде матрицы W , размерностью $R_1 \times R_2$ (см. рис. 27). Где R_1 и R_2 – количество рабочих элементов в 1-м и 2-м измерении соответственно. Эти значения определяются реализацией GPU и должны учитываться при распараллеливании алгоритма на GPU.

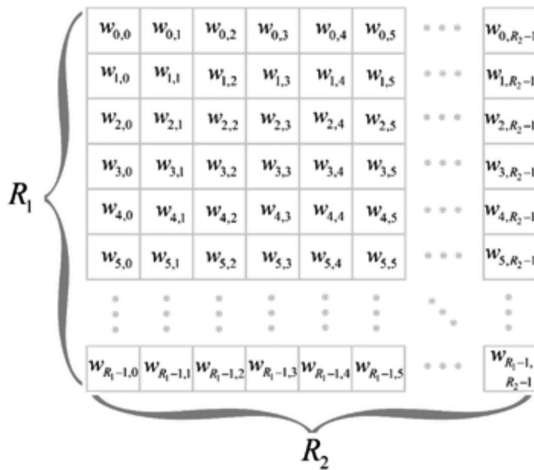


Рис. 5. Совокупность рабочих элементов GPU

В рамках имеющегося количества рабочих элементов, предлагается распараллелить вычисление всех отсчетов решающей статистики для всех возможных значений доплеровских сдвигов частоты f_d . Требуемое количество рабочих элементов для вычисления отсчетов решающей статистики $\dot{\lambda}_n(f_d, s)$ для одного значения доплеровского сдвига частоты равняется N_{pp} . Максимальное количество рабочих элементов, приходящееся на вычисление отсчетов решающей статистики

$\dot{\lambda}_n(f_d, s)$ для одного значения доплеровского сдвига частоты, можно рассчитать как:

$$N_{\max_items_exp} = \left\lceil \frac{R_1 R_2}{N_{f_d}} \right\rceil. \quad (13)$$

Тогда реальное количество рабочих элементов определяется как:

$$N_{items_exp} = \min(N_{\max_items_exp}, N_{pp}). \quad (14)$$

В случае, когда требуемое количество рабочих элементов превышает максимальное – некоторые рабочие элементы будут рассчитывать несколько отсчетов решающей статистики $\dot{\lambda}_n(f_d, s)$.

При выполнении вычислений на GPU рабочие элементы объединяются в рабочие группы (work group – WG). Наилучшая производительность достигается при установке размера рабочей группы $N_{size_work_group}$ в максимальный, который определяется конкретной реализацией GPU. Например, для графических процессоров Nvidia максимальный размер рабочей группы $N_{size_work_group} = 1024$, а для графических процессоров AMD максимальный размер рабочей группы $N_{size_work_group} = 256$. Количество рабочих групп для вычисления отсчетов решающей статистики $\dot{\lambda}_n(f_d, s)$ для одного значения доплеровского сдвига частоты определяется выражением:

$$N_{work_group} = \left\lceil \frac{N_{items_exp}}{N_{size_work_group}} \right\rceil. \quad (15)$$

Распределение вычислений между рабочими элементами и рабочими группами GPU показано на рис. 6. Данный рисунок показывает, что расчет значений решающей статистики $\dot{\lambda}_n(\varphi, \tau f_d, s)$ разбивается на N_{f_d} групп по $N_{work_group} \times N_{size_work_group}$ рабочих элементов. Каждая их данных групп выполняет расчет отсчетов решающей статистики $\dot{\lambda}_n(\varphi, \tau f_d, s)$ для одного из возможных значений доплеровского сдвига частоты f_d . Тем самым повышается производительность алгоритма за счет выполнения параллельных вычислений.

Второй вариант построения модуля учета доплеровских сдвигов частоты и получения суммарной решающей статистики выполнен с помощью БПФ через библиотеку cFFT. Согласно выражению (11), взятие БПФ необходимо выполнять от n -х отсчетов всех откликов $\dot{\lambda}_{m,n}(s)$. Библиотека cFFT позволяет выполнить все необходимые БПФ используя буфер B_{IFFT} без дополнительных операций с памятью (см. рисунок 7). Библиотека cFFT позволяет выполнить БПФ от всех n -х отсчетов для всех $\dot{\lambda}_{m,n}(s)$, $n = 0 \div N_{pp} - 1, m = 0 \div M - 1$ без дополнительных копирований данных. Количество данных операций БПФ равно M . Результат БПФ записывается в буфер B_{mf} таким образом, что решающие статистики $\dot{\lambda}_n(f_d, s)$ для разных значений доплеровского сдвига частоты находятся в памяти последовательно.

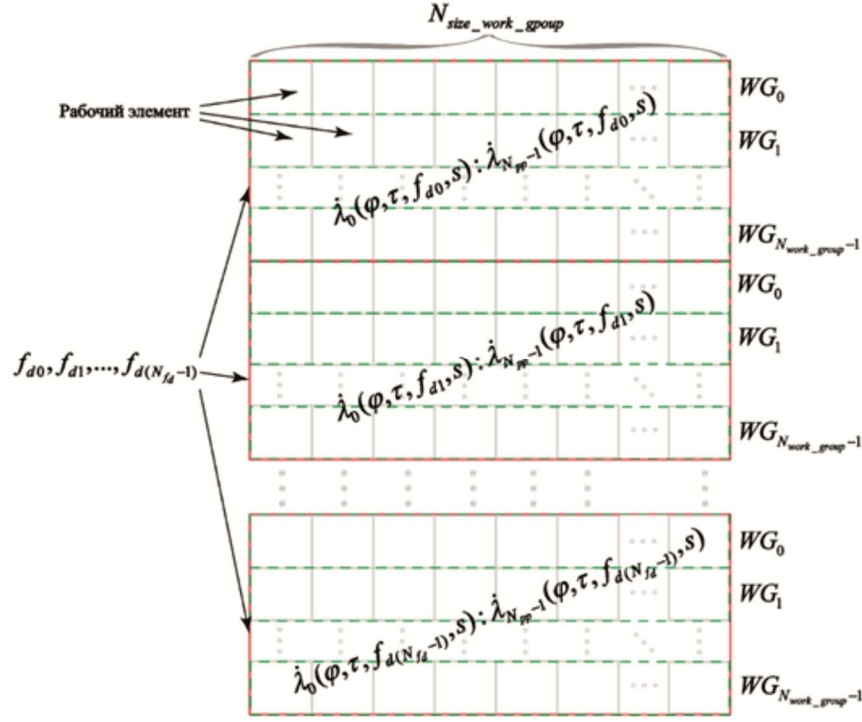


Рис. 6. Распределение вычислений между рабочими элементами GPU

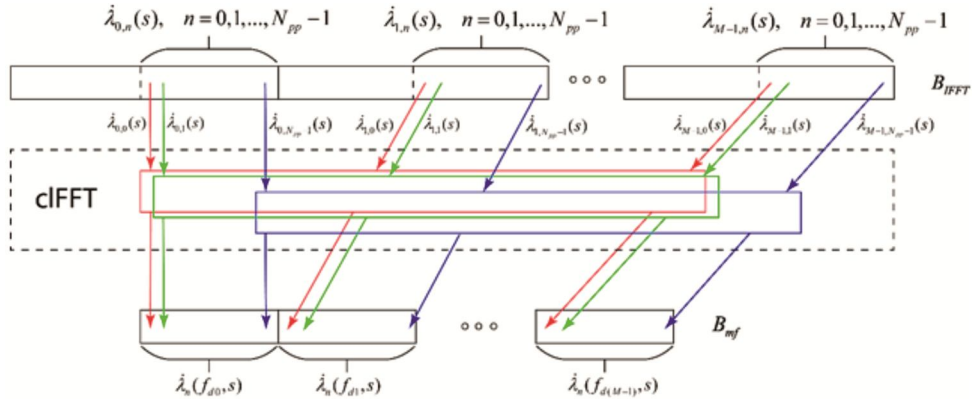


Рис. 7. Схема модуля учета доплеровских сдвигов частоты и получения суммарной решающей статистики, реализованного через БПФ

Оценка вычислительной сложности разработанного алгоритма

На вычислительную сложность влияет количество возможных значений f_d и s , которые определяются как N_s и N_{f_d} соответственно. Вычислительную сложность приведем в количестве комплексных умножений и сложений, приходящихся на один входной отсчет. Количество комплексных умножений и сложений, требуемое для выполнения быстрой свертки во всех одиночных СФ, определяется как:

$$N_{cm_fast_mf} = \left(2M \left(\frac{2N_{pp}}{2} (\log_2(2N_{pp}) - 2) \right) + 2MN_{pp} \right) \frac{1}{N_{pp}} = \quad (16)$$

$$= 2M(\log_2(2N_{pp}) - 1);$$

$$N_{cs_fast_mf} = \left(2M(2N_{pp} \log_2(2N_{pp})) \right) \frac{1}{N_{pp}} = 4M \log_2(2N_{pp}). \quad (17)$$

Количество комплексных умножений, требуемое модулю учета доплеровских сдвигов частоты и получения суммарной решающей статистики, реализованного через прямое умножение на комплексные экспоненты, определяется как:

$$N_{cm_direct_f} = MN_{f_d} N_{pp} \frac{1}{N_{pp}} = MN_{f_d}; \quad (18)$$

$$N_{cs_direct_f} = (M-1)N_{f_d} N_{pp} \frac{1}{N_{pp}} = (M-1)N_{f_d}. \quad (19)$$

А алгоритму с БПФ требуется количество комплексных умножений и сложений:

$$N_{cm_fft_f} = N_{pp} \left(\frac{N_{f_d}}{2} (\log_2(N_{f_d}) - 2) \right) \frac{1}{N_{pp}} = \frac{N_{f_d}}{2} (\log_2(N_{f_d}) - 2); \quad (20)$$

$$N_{cs_fft_f} = N_{pp} (N_{f_d} \log_2(N_{f_d})) \frac{1}{N_{pp}} = N_{f_d} \log_2(N_{f_d}). \quad (21)$$

Необходимо отметить, что в алгоритме с БПФ, количество доплеровских сдвигов частоты $N_{fd} \geq M$ и является степенью числа 2.

Вычислительная сложность СФ с серией последовательностей для алгоритма без БПФ:

$$N_{cm_serial_mf} = N_{cm_fast_mf} + N_{cm_direct_f} = 2M(\log_2(2N_{pp}) - 1) + MN_{fd}; \quad (22)$$

$$N_{cs_serial_mf} = N_{cs_fast_mf} = 4M \log_2(2N_{pp}). \quad (23)$$

Вычислительная сложность СФ с серией последовательностей для алгоритма с БПФ:

$$N_{cm_serial_mf_fft} = N_{cm_fast_mf} + N_{cm_fft_f} = 2M(\log_2(2N_{pp}) - 1) + \frac{N_{fd}}{2}(\log_2(N_{fd}) - 2); \quad (24)$$

$$N_{cs_serial_mf_fft} = N_{cs_fast_mf} + N_{cs_fft_f} = 4M \log_2(2N_{pp}) + N_{fd} \log_2(N_{fd}). \quad (25)$$

С учетом оценки наклона дисперсионной характеристики s ионосферного канала, общая вычислительная сложность устройства совместного обнаружения и оценки параметров сигнала для двух реализаций алгоритма определяется как:

$$N_{cm} = N_{cm_serial_mf} N_s = (2M(\log_2(2N_{pp}) - 1) + MN_{fd}) N_s; \quad (26)$$

$$N_{cs} = N_{cs_serial_mf} N_s = (4M \log_2(2N_{pp})) N_s; \quad (27)$$

$$N_{cm_fft} = N_{cm_serial_mf_fft} N_s = \left(2M(\log_2(2N_{pp}) - 1) + \frac{N_{fd}}{2}(\log_2(N_{fd}) - 2) \right) N_s; \quad (28)$$

$$N_{cs_fft} = N_{cs_serial_mf_fft} N_s = (4M \log_2(2N_{pp}) + N_{fd} \log_2(N_{fd})) N_s. \quad (29)$$

Таким образом, вычислительная сложность предложенного алгоритма зависит от количества разбиений исходной последовательности M , длительности одной части исходной последовательности N_{pp} , количества возможных значений доплеровских сдвигов по частоте N_{fd} и наклонов дисперсионной характеристики ионосферного канала N_s .

С целью определения возможности работы разработанного устройства совместного обнаружения и оценивания параметров сигналов в реальном масштабе времени было измерено время обработки последовательностей прямоугольных импульсов различной длительности от 80 мс до 5 с в полосе 400 кГц. Диапазон поиска по наклону ДХ был выбран от 0 до 100 мкс/МГц ($N_s = 11$) с шагом 10 мкс/МГц (максимальная погрешность при больших ОСШ 5 мкс/МГц), обеспечивая потери, не превышающие 0,1 дБ. Диапазон поиска по частотному сдвигу был выбран от -6 до 6 Гц, а погрешность варьировалась от 1,5 Гц до 0,025 Гц ($N_f \in 4:256$) в зависимости от длительности, обеспечивая потери, не превышающие 0,25 дБ. Количество значений задержек составляло $N_\tau = 16384$ с погрешностью 1,25 мкс. На рис. 8 приведена зависимость коэффициента реального времени от длительности обрабатываемого сигнала.

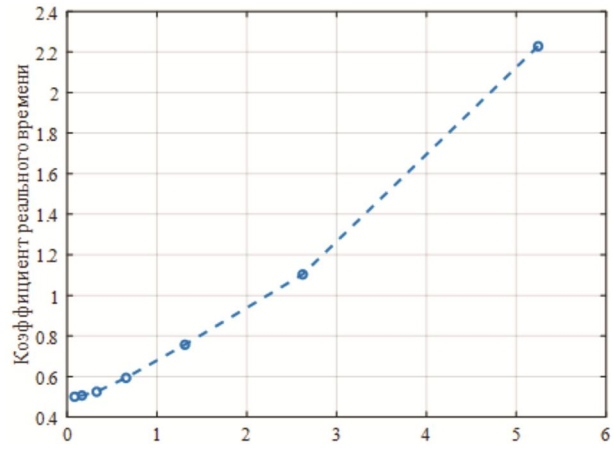


Рис. 8. Зависимость коэффициента реального времени от длительности обрабатываемого сигнала

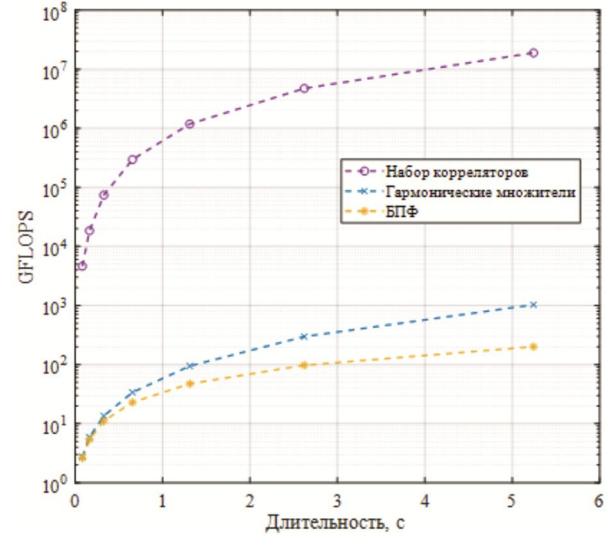


Рис. 9. Зависимость количества операций с плавающей точкой, выполняемых в секунду, от длительности обрабатываемого сигнала

Коэффициент реального времени определяется следующим выражением:

$$K_{rt} = \frac{T_p}{T_s}, \quad (30)$$

где T_p – время обработки, T_s – длительность обрабатываемого сигнала. Сигналы, для которых значение коэффициента реального времени не превышает единицы, могут быть обработаны в масштабе реального времени. Из рис. 8 видно, что в масштабе реального времени могут быть обработаны сигналы с длительностью до 2 с. При классическом решении задачи совместного обнаружения и оценивания параметров сигналов с длительностью 2 с и шириной полосы частот 400 кГц в реальном масштабе времени необходимо $N_s \cdot N_f \cdot N_\tau = 11 \cdot 128 \cdot 16384 = 23068672$ корреляторов, которые заменяются разработанным устройством. Отметим, что производительность графических процессоров обычно измеряют в количестве операций с плавающей точкой в секунду (FLOPS). На рис. 9 приведена зависимость количества операций с плавающей точкой, выполняемых в секунду (FLOPS) от длительности обрабатываемого сигнала. При длительности 2 с разработанное устройство снижает требуемое количество операций в секунду

в 10^5 раз по сравнению с набором корреляторов. Устройство реализовано на графическом процессоре RTX 3060 с производительностью 12.7 TFLOPS, поэтому реализация данного устройства через набор корреляторов не представляется возможным, так как для обработки сигналов длительностью более 0,5 с требуется более 100 TFLOPS.

Заключение

Разработаны вычислительно эффективный алгоритм и устройство совместного обнаружения сигналов и оценивания их параметров в условиях широкополосного ионосферного канала. Разработанный алгоритм обнаружения реализован на графическом процессоре. В результате моделирования показано, что разработанные алгоритм и устройство снижают требуемое количество операций в секунду в 10^5 раз по сравнению с классическим устройством в виде набора корреляторов. В качестве дальнейшего направления исследований планируется проведение натурного эксперимента.

Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда № 23-29-00802, <https://rscf.ru/project/23-29-00802>.

Литература

1. D. Yaosheng, «A Simulation Method of HF Multi-hop Radio for Ocean Communication by RBF», 2018 International Computers, Signals and Systems Conference (ICOMSSC), Dalian, China, 2018, pp. 823-825, doi: 10.1109/ICOMSSC45026.2018.8942023.
2. Николашин Ю.Л., Будко П.А., Жуков Г.А., Угрик Л.Н. Новое направление создания помехоустойчивых радио-линий декаметрового диапазона волн. Техника средств связи. 2021. № 1 (153). С. 2-26.
3. Чиров Д.С., Лобова Е.О. Компенсатор дисперсионных искажений широкополосных сигналов декаметрового диапазона, построенный на базе банка цифровых фильтров. Теория и эксперимент. Т-Комм: Телекоммуникации и транспорт. 2020 Том 14 №4. С. 57-65.
4. Солозобов С.А., Шевченко В.В., Щукин А.Н. Децентрализованное использование частотного ресурса декаметрового диапазона волн в сложной помеховой обстановке. Техника средств связи. 2020 № 1 (149). С. 28-36.
5. D.S. Chirov, «Method of back-oblique sounding of the ionosphere in HF-range for operational compensation of measurement errors of early-warning radars», 2018 Systems of Signals Generating and Processing in the Field of on Board Communications, Moscow, Russia, 2018, pp. 1-6, doi: 10.1109/SOSG.2018.8350646.
6. D.V. Ivanov, V.A. Ivanov, V.V. Ovchinnikov and M.I. Ryabova, «Method of Training Mode of Adaptive System for Frequency Dispersion Correction in Wideband Ionospheric HF Communication Channels», 2019 Wave Electronics and its Application in Information and Telecommunication Systems (WECONF), St. Petersburg, Russia, 2019, pp. 1-4, doi: 10.1109/WECONF.2019.8840628.
7. M.I. Ryabova, D.V. Ivanov, A.A. Chernov and V.V. Ovchinnikov, «Experimental Study of Phase-Frequency Responses of HF Radio Channels with the Use of SDR Ionosonde», 2020 Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications (SYNCHROINFO), Svetlogorsk, Russia, 2020, pp. 1-4, doi: 10.1109/SYNCHROINFO49631.2020.9166094.
8. D.V. Ivanov, V.A. Ivanov, M.I. Ryabova and V.V. Ovchinnikov, «Adaptive SDR-Equalizer for Frequency Dispersion Correction in Single-Mode Wideband HF Radio Channels», 2020 Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications (SYNCHROINFO), Svetlogorsk, Russia, 2020, pp. 1-5, doi: 10.1109/SYNCHROINFO49631.2020.9166085.
9. S.S. Adjemov, E.M. Lobov, N.A. Kandaurov and E.O. Lobova, «Methods and algorithms of broadband HF signals dispersion distortion compensation», 2019 Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications (SYNCHROINFO), Russia, 2019, pp. 1-9, doi: 10.1109/SYNCHROINFO.2019.8814074.
10. E.M. Lobov, E.O. Lobova and A.A. Kurochkin, «Computationally simplified realization of the compensator of dispersion distortions on the basis of the filter bank», 2018 Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications (SYNCHROINFO), Minsk, Belarus, 2018, pp. 1-4, doi: 10.1109/SYNCHROINFO.2018.8457058.
11. Лобов Е.М. Оптимальный следящий компенсатор дисперсионных искажений широкополосных сигналов / Е.М. Лобов, Е.О. Лобова, Н.А. Кандауров. Электросвязь. 2018. № 5. С. 34-38.
12. Perry B.D. A new wideband HF technique for MHz-Bandwidth spread spectrum radio communications / B.D. Perry. IEEE Communications Magazine. 1983. Vol. 21, № 6. P. 28-36. doi: 10.1109/MCOM.1983.1091437
13. Dhar, S. Equalized Megahertz-Bandwidth HF Channels for Spread Spectrum Communications / S. Dhar, B.D. Perry. IEEE Military Communications Conference. 1982. P. 29.5-1-29.5-5. doi: 10.1109/MILCOM.1982.4805973
14. Low, J. A Direct Sequence Spread-Spectrum Modem for Wideband HF Channels / J. Low, S.M. Waldstein. IEEE Military Communications Conference. 1982. P. 29.6-1-29.6-6.
15. V.I. Lipatkin and E.O. Lobova, «Broadband Noise-like Signal Parameters Joint Estimation Quality with Dispersion Distortions in the Ionospheric Channel», 2020 Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications (SYNCHROINFO), Svetlogorsk, Russia, 2020, pp. 1-6, doi: 10.1109/SYNCHROINFO49631.2020.9166082.
16. V.I. Lipatkin, E.M. Lobov, E.O. Lobova and N.A. Kandaurov, «Cramer-Rao Bounds for Wideband Signal Parameters Joint Estimation in Ionospheric Frequency Dispersion Distortion Conditions», 2021 Systems of Signals Generating and Processing in the Field of on Board Communications, Moscow, Russia, 2021, pp. 1-7, doi: 10.1109/IEEECONF51389.2021.9416074.
17. Аджемов С.С., Лобов Е.М., Кандауров Н.А., Лобова Е.О., Липаткин В.И. Алгоритмы оценки и компенсации дисперсионных искажений широкополосных сигналов ионосферных радиолний связи. Научные технологии в космических исследованиях Земли. 2021. Т. 13. № 5. С. 57-74. doi: 10.36724/2409-5419-2021-13-5-57-74.
18. Липаткин, В.И. Алгоритм обнаружения широкополосного сигнала в условиях его дисперсионных искажений при одновременной оценке множества параметров / В.И. Липаткин, Е.О. Лобова. Электросвязь. 2022. № 7. С. 23-29.
19. Lipatkin V.I., Lobov E.M., Kandaurov N.A. Computationally Efficient Implementation of Joint Detection and Parameters Estimation of Signals with Dispersive Distortions on a GPU. Sensors. 2022. № 9: 3105. 15 p.
20. Malvar H.S. Signal Processing with Lapped Transform. Norwood: Artech House Publishers, 1992. 380 p.

АНАЛИЗ ДВИЖЕНИЯ ГРУПП ОБЪЕКТОВ НА ОСНОВЕ ФАЗОЭНЕРГЕТИЧЕСКОГО СПЕКТРА ВИДЕОПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТИ

Васильев С.В., к.т.н., докторант кафедры автоматизации управления летательных аппаратов (и вычислительных систем) Военного учебно-научного центра Военно-воздушных сил «Военно-воздушная академия им. проф. Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина», e-mail: stanislav-vas1986@mail.ru

Богословский А.В., Заслуженный деятель науки РФ, д.т.н., профессор, профессор кафедры радиоэлектроники Военного учебно-научного центра Военно-воздушных сил «Военно-воздушная академия имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина», e-mail: p-digim@mail.ru

Жигулина И.В. к.т.н., доцент Военного учебно-научного центра Военно-воздушных сил «Военно-воздушная академия имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина», e-mail: ira_zhigulina@mail.ru

ANALYSIS OF THE MOVEMENT OF GROUPS OF OBJECTS BASED ON PHASE ENERGY SPECTRUM OF THE VIDEO SEQUENCE

Vasilyev S.V., Bogoslovsky A.V., Zhigulina I.V.

The article presents the results of a study of the phase-energy functions of a video sequence in the presence of a moving point object, a group of objects, as well as an extended object. Special areas of the phase space are highlighted, within which the values of phase-energy functions can be determined regardless of the position and direction of the object. Analytical expressions are obtained that make it possible to represent the phase-energy functions of a video sequence with several moving point objects as the sum of phase-energy functions corresponding to these single objects. The possibility of identifying the movement of objects of arbitrary shape by analyzing the «additives» formed during the fragmentation of the original object into elementary components is shown.

Key words: phase energy function, point object, motion identification, group motion.

Ключевые слова: фазоэнергетическая функция, точечный объект, идентификация движения, групповое движение.

Введение

Обнаружение движущихся объектов и определение параметров их движения, особенно в случае одновременного перемещения нескольких объектов в разных направлениях, представляет собой сложную задачу [1-5]. Во многих случаях она должна решаться совместно различными методами с целью исключения ошибок как в обнаружении объектов, так в определении характеристик движения. К числу таких методов относятся: методы вычитания фона [6-7], недостатком которого является возможная классификация фоновых пикселей как переднеплановых, латентность в обновлении модели фона и высокие требования к ресурсам вычислительных систем; вероятностные методы [8], позволяющие учитывать медленные изменения освещенности, но не описывающие быстрые изменения фона и освещенности сцены; методы временной разности [9], хорошо определяющие динамические изменения сцены, но не выделяющие целиком всех однородных пикселей одного объекта, и, кроме того, не позволяющие обнаружить остановившиеся объекты; перспективные, но ресурсоемкие и чрезвычайно чувствительные к шуму методы оптического потока [10]; искусственные нейронные сети [11-12], требующие некоторого времени для обучения, частотные (Фурье-) методы [13].

К числу последних можно отнести метод, основанный на применении фазоэнергетического спектра (ФЭС), объединяющего достоинства энергетического

Представлены результаты исследования фазоэнергетических функций видеопоследовательности при наличии движущегося точечного объекта, группы объектов, а также протяженного объекта. Выделены особые области фазового пространства, в пределах которых значения фазоэнергетических функций могут быть определены независимо от положения и направления объекта. Получены аналитические выражения, позволяющие представить фазоэнергетические функции видеопоследовательности с несколькими движущимися точечными объектами как суммы фазоэнергетических функций, соответствующих этим одиночным объектам. Показана возможность идентификации движения объектов произвольной формы путем анализа «добавок», формирующихся при фрагментации исходного объекта на элементарные составляющие.

и фазочастотного пространственного спектров видеосигнала. Эта вектор-функция (векторное поле) порождается кадром изображения, её аргументами являются пространственные частоты. В работе [14] показано, что Ф-спектр обладает крайне высокой чувствительностью на краях изображения, что делает его эффективным инструментом обнаружения движения в области периферийного зрения.

Вся информация, содержащаяся в Ф-спектре, сосредоточена в амплитудах пространственных гармоник - фазоэнергетических характеристиках (ФЭХ). Они, в свою очередь, представляют собой дискретное векторное поле [15].

Для определения движения и нахождения его параметров необходимо иметь как минимум два кадра. Разность ФЭХ двух кадров изображения называются фазоэнергетическими функциями (ФЭФ) [16].

В работе [17] было показано, что ФЭФ ΔI_x и ΔI_y - координаты разностного векторного поля ФЭХ - могут

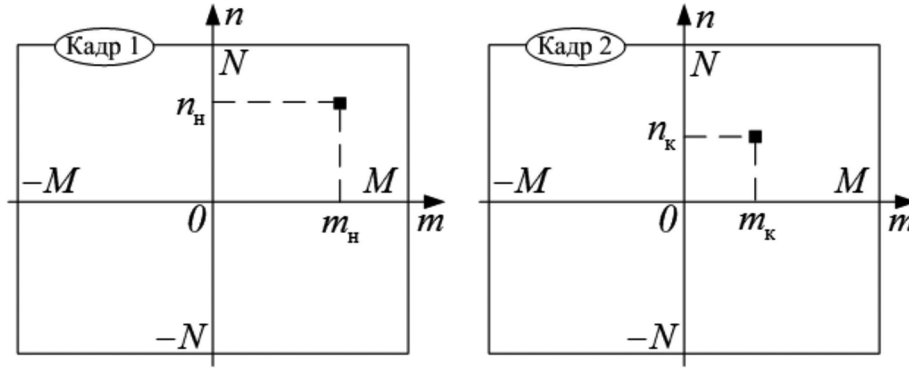


Рис. 1. Графическое представление движения точечного объекта в произвольном направлении

быть определены по формулам:

$$\Delta I_x(p_x, p_y) = \sum_{m=-M}^{M-p_x} \sum_n (2m+p_x)(f_{m,n}^{(2)} f_{m+p_x, n+p_y}^{(2)} - f_{m,n}^{(1)} f_{m+p_x, n+p_y}^{(1)}); \quad (1)$$

$$\Delta I_y(p_x, p_y) = \sum_{m=-M}^{M-p_x} \sum_n (2n+p_y)(f_{m,n}^{(2)} f_{m+p_x, n+p_y}^{(2)} - f_{m,n}^{(1)} f_{m+p_x, n+p_y}^{(1)}); \quad (2)$$

где $f_{m,n}^{(q)}$ - отсчет видеосигнала изображения q -го кадра, содержащего $(2M+1) \times (2N+1)$ пикселей; отсчет с номером $(0,0)$ находится в центре кадра; p_x, p_y - номера фаз, определяющие пространственную частоту гармоники $\cos(p_x \varphi_x + p_y \varphi_y)$ Ф-спектра;

$$\varphi_x, \varphi_y \in [-\pi; \pi]; \quad p_x \in [0, 2M], \quad p_y \in [-2N, 2N];$$

$$\begin{cases} -N \leq n \leq N - p_y & \text{при } p_y \geq 0, \\ -N - p_y \leq n \leq N & \text{при } p_y < 0. \end{cases}$$

Возможности применения ФЭФ для определения

Подставим (3) в выражения (1)-(2):

$$\Delta I_x(p_x, p_y) = \sum_{m=-M}^{M-p_x} \sum_n (2m+p_x)[(f_\phi + c_{m,n}^{(2)})(f_\phi + c_{m+p_x, n+p_y}^{(2)}) - (f_\phi + c_{m,n}^{(1)})(f_\phi + c_{m+p_x, n+p_y}^{(1)})]. \quad (4)$$

$$\Delta I_y(p_x, p_y) = \sum_{m=-M}^{M-p_x} \sum_n (2n+p_y)[(f_\phi + c_{m,n}^{(2)})(f_\phi + c_{m+p_x, n+p_y}^{(2)}) - (f_\phi + c_{m,n}^{(1)})(f_\phi + c_{m+p_x, n+p_y}^{(1)})]. \quad (5)$$

Анализ выражений (4)-(5) после раскрытия квадратных скобок показывает, что необходимо рассмотреть два случая: $(p_x, p_y) = (0, 0)$ и все остальные номера фаз.

В первом случае получим:

$$\Delta I_x(0, 0) = \sum_{m=-M}^{M-p_x} \sum_n m(2f_\phi(c_{m,n}^{(2)} - c_{m,n}^{(1)}) + (c_{m,n}^{(2)})^2 - (c_{m,n}^{(1)})^2) = \quad (6)$$

$$= 2[2f_\phi(m_k c_{m_k, n_k}^{(2)} - m_n c_{m_n, n_n}^{(1)}) + m_k (c_{m_k, n_k}^{(2)})^2 - m_n (c_{m_n, n_n}^{(1)})^2],$$

$$\Delta I_y(0, 0) = \sum_{m=-M}^{M-p_x} \sum_n n(2f_\phi(c_{m,n}^{(2)} - c_{m,n}^{(1)}) + (c_{m,n}^{(2)})^2 - (c_{m,n}^{(1)})^2) = \quad (7)$$

$$= 2[2f_\phi(n_k c_{m_k, n_k}^{(2)} - n_n c_{m_n, n_n}^{(1)}) + n_k (c_{m_k, n_k}^{(2)})^2 - n_n (c_{m_n, n_n}^{(1)})^2].$$

движения объектов показаны в работах [18].

Цель статьи – подробный анализ формирования ФЭФ, в том числе при групповом перемещении объектов.

Сначала будет рассмотрена модель формирования ФЭФ для случая одиночного малоразмерного объекта, а затем результаты будут применены для анализа движения нескольких объектов.

Одиночный подвижный малоразмерный объект

Рассмотрим изображение объекта - одиночного контрастного пикселя - на равномерном фоне яркостью f_ϕ . В первом кадре координаты объекта (m_n, n_n) , а во втором - (m_k, n_k) (рис. 1). Отсчеты видеосигналов кадров определяются соотношением:

$$f_{m,n} = f_\phi + c_{m,n}, \quad (3)$$

где $c_{m,n}$ - контраст объекта,

$$\begin{cases} c_{m,n} \neq 0, & \text{если пиксель } (m, n) \text{ принадлежит объекту,} \\ c_{m,n} = 0, & \text{иначе.} \end{cases}$$

Допуская неизменность контраста $c^{(2)} \approx c^{(1)} = c$ объекта между кадрами, можно получить более простые выражения:

$$\Delta I_x(0, 0) \approx 2c(2f_\phi + c)(m_k - m_n), \quad (8)$$

$$\Delta I_y(0, 0) \approx 2c(2f_\phi + c)(n_k - n_n). \quad (9)$$

Из (8)-(9) следует, что при постоянстве фона и контраста ФЭФ в начале координат определяются лишь величинами горизонтального и вертикального перемещений. Очевидно, что в случае равномерного прямолинейного движения объекта между кадрами видеопоследовательности значения ФЭФ в точке $(0,0)$ будут неизменными.

Во втором случае для произвольной двумерной фазы $(p_x, p_y) \neq (0, 0)$ выражения (4) и (5) примут вид:

$$\Delta I_x(p_x, p_y) = \quad (10)$$

$$= f_\phi \sum_{m=-M}^{M-p_x} \sum_n (2m+p_x)(c_{m,n}^{(2)} - c_{m,n}^{(1)} + c_{m+p_x, n+p_y}^{(2)} - c_{m+p_x, n+p_y}^{(1)}),$$

$$\Delta I_y(p_x, p_y) = \quad (11)$$

$$= \int_{\Phi} \sum_{m=-M}^{M-p_x} \sum_n (2n+p_y)(c_{m,n}^{(2)} - c_{m,n}^{(1)} + c_{m+p_x, n+p_y}^{(2)} - c_{m+p_x, n+p_y}^{(1)}).$$

Формирование отсчетов ФЭФ достаточно рассмотреть на примере функции ΔI_x . Проанализируем каждое из четырех слагаемых в (10), а также установим границы областей фаз, в пределах которых эти слагаемые отличны от нуля:

$$\sum_{m=-M}^{M-p_x} \sum_n (2m+p_x)c_{m,n}^{(2)} = c_{m_k, n_k}^{(2)} (2m_k+p_x), \quad (12)$$

при $\begin{cases} 1 \leq p_x \leq M-m_k, \\ -(N+n_k) \leq p_y \leq N-n_k, \end{cases}$

$$\sum_{m=-M}^{M-p_x} \sum_n (2m+p_x)c_{m,n}^{(1)} = c_{m_n, n_n}^{(1)} (2m_n+p_x), \quad (13)$$

при $\begin{cases} 1 \leq p_x \leq M-m_n, \\ -(N+n_n) \leq p_y \leq N-n_n, \end{cases}$

$$\sum_{m=-M}^{M-p_x} \sum_n (2m+p_x)c_{m+p_x, n+p_y}^{(2)} = c_{m_k, n_k}^{(2)} (2m_k-p_x), \quad (14)$$

при $\begin{cases} 1 \leq p_x \leq M+m_k, \\ -(N-n_k) \leq p_y \leq N+n_k, \end{cases}$

$$\sum_{m=-M}^{M-p_x} \sum_n (2m+p_x)c_{m+p_x, n+p_y}^{(1)} = c_{m_n, n_n}^{(1)} (2m_n-p_x), \quad (15)$$

при $\begin{cases} 1 \leq p_x \leq M+m_n, \\ -(N-n_n) \leq p_y \leq N+n_n. \end{cases}$

Выражения (14)-(15) для третьего и четвертого слагаемых были получены при $m = m_k - p_x$, $n = n_k - p_y$ и $m = m_n - p_x$, $n = n_n - p_y$, соответственно.

Границы фазовых областей в (12)-(15) определены в общем виде, т.е. для движения объекта в произвольном направлении.

Поскольку граничные фазы (а, следовательно, и их взаимное расположение на координатных осях) зависят от начального и конечного положения объекта, то конфигурация фазовых областей напрямую определяется направлением движения объекта.

Для случаев движения объекта в пределах первого квадранта в четырех направлениях на рис. 2 выделены области, в которых слагаемые функции (10) отличны от нуля.

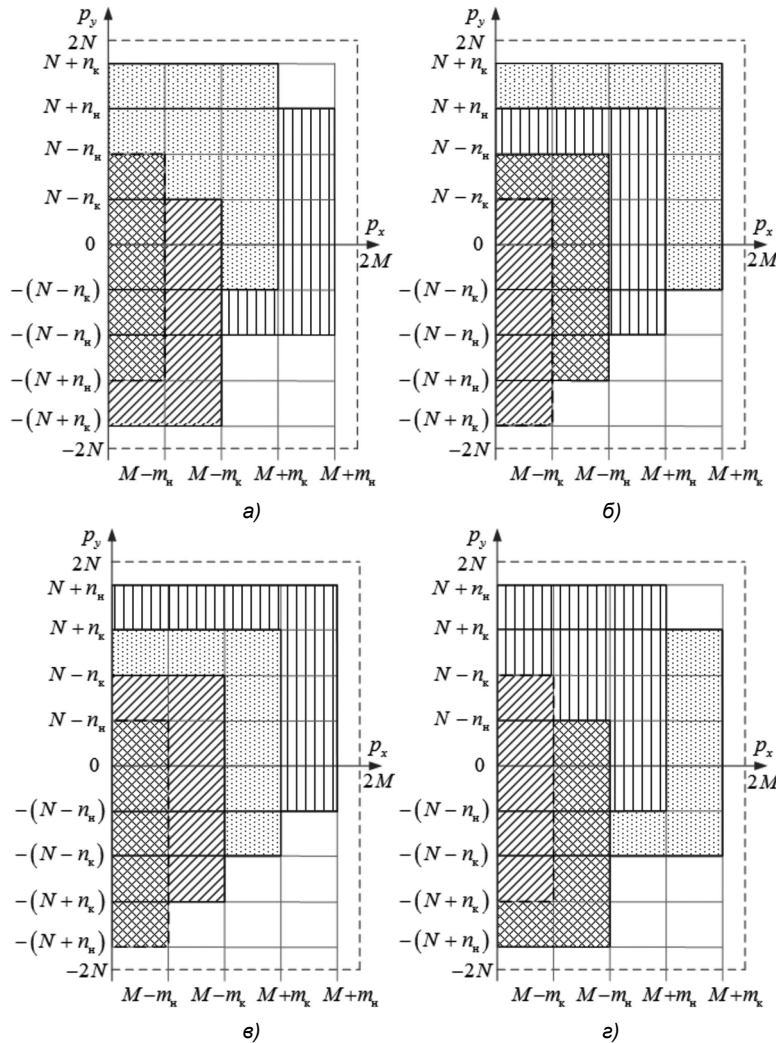


Рис. 2. Фазовые области при формировании значений функции ΔI_x для случаев разнонаправленных движений объекта в I квадранте: влево-вверх (а), вправо-вверх (б), влево-вниз (в) и вправо-вниз (г). (диагональная штриховка - область, соответствующая первому слагаемому, перекрестная штриховка - второму, точечная штриховка - третьему, вертикальная штриховка - четвертому)

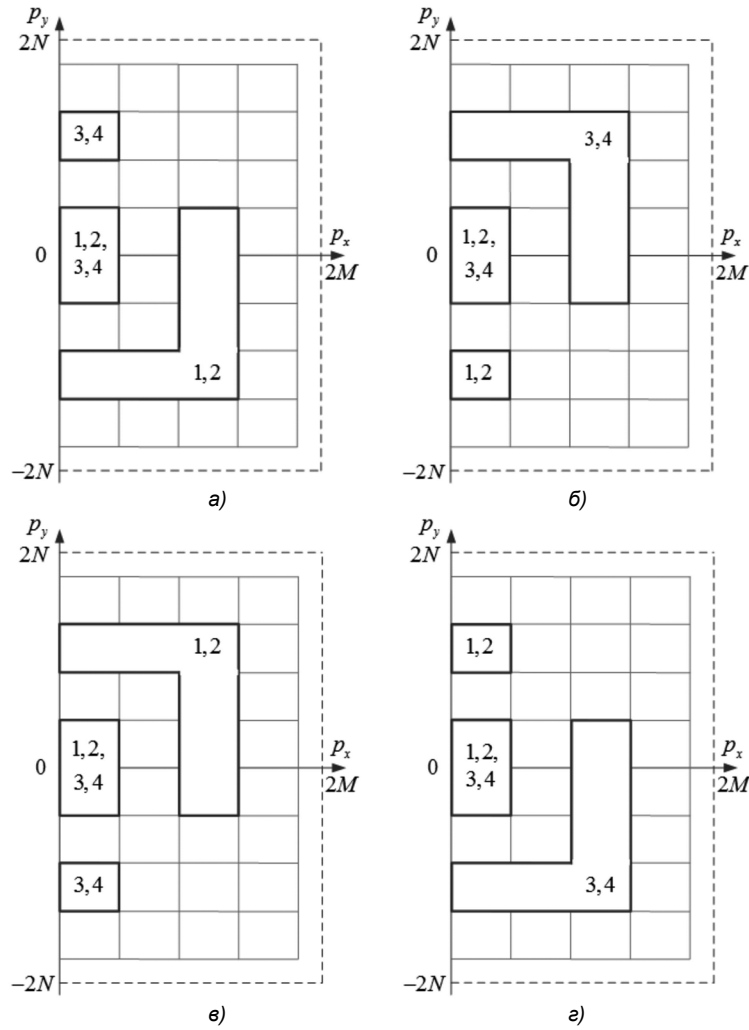


Рис. 3. Области, в которых состав слагаемых функции ΔI_x не зависит от направления движения:

а – движение во II квадранте, б – движение в I квадранте, в – движение в III квадранте, г – движение в IV квадранте

Анализ рис. 2 позволяет выделить некоторые области фаз, в границах которых состав слагаемых ΔI_x постоянен независимо от направления движения. На рис. 3, б показаны три таких области для случая движения объекта в пределах первого квадранта (в каждой области указаны номера слагаемых). Рис. 3 а, в, г соответствуют движению во втором, третьем и четвертом квадрантах.

Определив все возможные пересечения областей на рис. 3, получим области, в которых состав слагаемых постоянен в границах квадранта, но варьируется в зависимости от номера квадранта (рис. 4). Локализация таких областей, удаленных от начала координат, затруднена. Наибольший интерес представляет область, примыкающая к началу координат. Независимо от положения объекта и направления движения значения ΔI_x в этой области будут определяться суммой всех четырех слагаемых:

$$\begin{aligned} \Delta I_x = & f_\Phi [c^{(2)}(2m_k + p_x) - c^{(1)}(2m_n + p_x) + \\ & + c^{(2)}(2m_k - p_x) - c^{(1)}(2m_n - p_x)] = 4f_\Phi (c^{(2)}m_k - c^{(1)}m_n), \end{aligned} \quad (16)$$

а при $c^{(2)} \approx c^{(1)} = c$ имеем:

$$\Delta I_x \approx 4f_\Phi c(m_k - m_n). \quad (17)$$

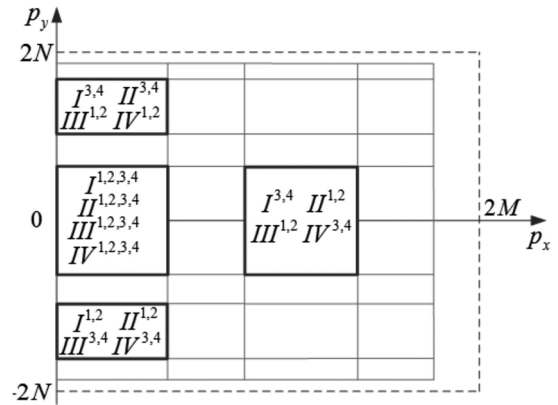


Рис. 4. Карта областей с постоянным составом слагаемых (арабскими цифрами отмечены номера слагаемых, римскими цифрами – номера квадрантов)

Величина $m_k - m_n$ «несет в себе» информацию о направлении горизонтального перемещения объекта, но в явном виде использоваться не может в силу наличия в выражении (17) множителя «с», принимающего как положительные, так и отрицательные значения. А вычитая из (8) функцию (17), получим результат, не зависящий от яркости фона:

$$2c(2f_\Phi + c)(m_k - m_n) - 4f_\Phi c(m_k - m_n) = 2c^2(m_k - m_n).$$

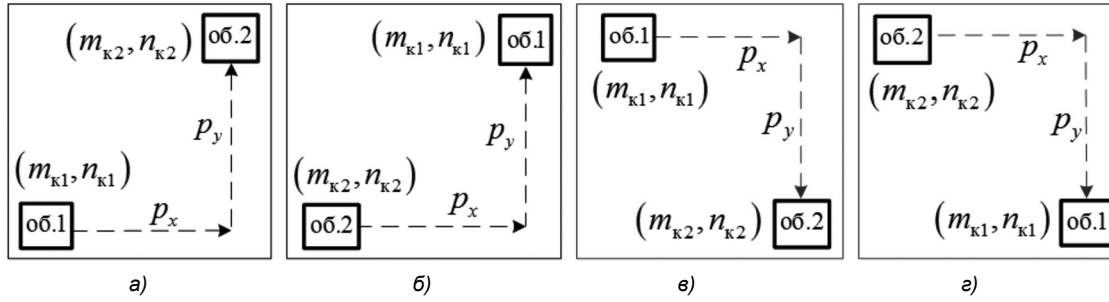


Рис. 5. Все возможные случаи взаимного расположения двух точечных объектов

Таким образом, если пренебречь изменением контраста между соседними кадрами, то в качестве указателя направления можно использовать разницу значений ΔI_x в точке $(0,0)$ и в центральной области, показанной на рис. 4.

Движение пары малоразмерных объектов

Рассмотрим простейший пример – движение двух точечных контрастных объектов на равномерном фоне. В первом кадре координаты объектов (m_{k1}, n_{k1}) и (m_{k2}, n_{k2}) , а во втором – (m_{k1}, n_{k1}) и (m_{k2}, n_{k2}) , соответственно. Тогда отсчеты видеосигналов кадров определяются соотношением:

$$f_{m,n} = f_{\phi} + {}_1c_{m,n} + {}_2c_{m,n},$$

где левый нижний индекс указывает на соответствующий объект.

Функции (1)-(2) в этом случае примут вид:

$$\begin{aligned} \Delta I_x = & \sum_{m=-M}^{M-p_x} \sum_n (2m+p_x) [f_{\phi}({}_1c_{m,n}^{(2)} - {}_1c_{m,n}^{(1)}) + \\ & + f_{\phi}({}_1c_{m+p_x,n+p_y}^{(2)} - {}_1c_{m+p_x,n+p_y}^{(1)}) + \\ & + f_{\phi}({}_2c_{m,n}^{(2)} - {}_2c_{m,n}^{(1)}) + f_{\phi}({}_2c_{m+p_x,n+p_y}^{(2)} - {}_2c_{m+p_x,n+p_y}^{(1)}) + \\ & + ({}_1c_{m,n}^{(2)} \cdot {}_2c_{m+p_x,n+p_y}^{(2)} + {}_2c_{m,n}^{(2)} \cdot {}_1c_{m+p_x,n+p_y}^{(2)}) - \\ & - ({}_1c_{m,n}^{(1)} \cdot {}_2c_{m+p_x,n+p_y}^{(1)} + {}_2c_{m,n}^{(1)} \cdot {}_1c_{m+p_x,n+p_y}^{(1)})], \end{aligned} \quad (18)$$

$$\begin{aligned} \Delta I_y = & \sum_{m=-M}^{M-p_x} \sum_n (2n+p_y) [f_{\phi}({}_1c_{m,n}^{(2)} - {}_1c_{m,n}^{(1)}) + \\ & + f_{\phi}({}_1c_{m+p_x,n+p_y}^{(2)} - {}_1c_{m+p_x,n+p_y}^{(1)}) + \\ & + f_{\phi}({}_2c_{m,n}^{(2)} - {}_2c_{m,n}^{(1)}) + f_{\phi}({}_2c_{m+p_x,n+p_y}^{(2)} - {}_2c_{m+p_x,n+p_y}^{(1)}) + \\ & + ({}_1c_{m,n}^{(2)} \cdot {}_2c_{m+p_x,n+p_y}^{(2)} + {}_2c_{m,n}^{(2)} \cdot {}_1c_{m+p_x,n+p_y}^{(2)}) - \\ & - ({}_1c_{m,n}^{(1)} \cdot {}_2c_{m+p_x,n+p_y}^{(1)} + {}_2c_{m,n}^{(1)} \cdot {}_1c_{m+p_x,n+p_y}^{(1)})]. \end{aligned} \quad (19)$$

С учетом соотношений (10)-(11) функции (18)-(19) можно представить следующим образом:

$$\Delta I_x = \Delta I_x^{(об.1)} + \Delta I_x^{(об.2)} + W_x, \quad (20)$$

$$\Delta I_y = \Delta I_y^{(об.1)} + \Delta I_y^{(об.2)} + W_y, \quad (21)$$

где $\{\Delta I_x^{(об.1)}, \Delta I_y^{(об.1)}\}$, $\{\Delta I_x^{(об.2)}, \Delta I_y^{(об.2)}\}$ – ФЭФ первого и второго объектов;

$$W_x = \quad (22)$$

$$= \sum_{m=-M}^{M-p_x} \sum_n (2m+p_x) ({}_1c_{m,n}^{(2)} \cdot {}_2c_{m+p_x,n+p_y}^{(2)} + {}_2c_{m,n}^{(2)} \cdot {}_1c_{m+p_x,n+p_y}^{(2)}) -$$

$$- \sum_{m=-M}^{M-p_x} \sum_n (2m+p_x) ({}_1c_{m,n}^{(1)} \cdot {}_2c_{m+p_x,n+p_y}^{(1)} + {}_2c_{m,n}^{(1)} \cdot {}_1c_{m+p_x,n+p_y}^{(1)}) =$$

$$= W_{x1} - W_{x2},$$

$$W_y =$$

(23)

$$= \sum_{m=-M}^{M-p_x} \sum_n (2n+p_y) ({}_1c_{m,n}^{(2)} \cdot {}_2c_{m+p_x,n+p_y}^{(2)} + {}_2c_{m,n}^{(2)} \cdot {}_1c_{m+p_x,n+p_y}^{(2)}) -$$

$$- \sum_{m=-M}^{M-p_x} \sum_n (2n+p_y) ({}_1c_{m,n}^{(1)} \cdot {}_2c_{m+p_x,n+p_y}^{(1)} + {}_2c_{m,n}^{(1)} \cdot {}_1c_{m+p_x,n+p_y}^{(1)}) =$$

$$= W_{y1} - W_{y2}.$$

ФЭФ одиночных объектов получены выше, поэтому наибольший интерес при анализе функций (20)-(21) представляют добавки W_x и W_y .

Рассмотрим подробно, как формируются компоненты в (22)-(23) на примере W_{x1} . При этом нужно учитывать взаимное расположение объектов (рис. 5). Рассмотрим фазы $p_y > 0$. Пусть второй объект находится правее первого, т.е. $m_{k2} > m_{k1}$ (рис. 5, а). Тогда в W_{x1} первое произведение ${}_1c_{m,n}^{(2)} \cdot {}_2c_{m+p_x,n+p_y}^{(2)} \neq 0$ только при $p_x = m_{k2} - m_{k1}$, $p_y = n_{k2} - n_{k1}$, а второе произведение ${}_2c_{m,n}^{(2)} \cdot {}_1c_{m+p_x,n+p_y}^{(2)} \equiv 0$, т.к. $p_x \geq 0$. В случае, когда второй объект располагается левее первого, т.е. $m_{k2} < m_{k1}$ (рис. 5, б), первое произведение в W_{x1} равно нулю, а второе отлично от нуля при $p_x = m_{k1} - m_{k2}$, $p_y = n_{k1} - n_{k2}$. Таким образом, W_{x1} не зависит от начального расположения объектов:

$$W_{x1} = (m_{k1} + m_{k2}) {}_1c^{(2)} {}_2c^{(2)}. \quad (24)$$

Рассмотрим фазы $p_y < 0$. Если $m_{k2} > m_{k1}$ (рис. 5, в), то W_{x1} будет определяться единственным ненулевым значением первого произведения при $p_x = m_{k2} - m_{k1}$, $p_y = n_{k2} - n_{k1}$. В случае $m_{k2} < m_{k1}$ (рис. 5, г) первое произведение равно нулю, а второе отлично от нуля при $p_x = m_{k1} - m_{k2}$, $p_y = n_{k1} - n_{k2}$.

Окончательно получаем, что величина W_{x1} на всем множестве фаз (p_x, p_y) принимает единственное ненулевое значение (24) при условии $p_x = |m_{k2} - m_{k1}|$,

$$\begin{cases} p_y = n_{k2} - n_{k1}, & \text{если } m_{k2} > m_{k1}, \\ p_y = n_{k1} - n_{k2}, & \text{если } m_{k2} < m_{k1}. \end{cases}$$

Аналогичными рассуждениями можно показать, что W_{x2} не зависит от конечного расположения объектов: $W_{x2} = (m_{n1} + m_{n2})_1 c^{(1)}_2 c^{(1)}$, где $p_x = |m_{n2} - m_{n1}|$,

$$\begin{cases} p_y = n_{n2} - n_{n1} & \text{при } m_{n2} > m_{n1}, \\ p_y = n_{n1} - n_{n2} & \text{при } m_{n2} < m_{n1}. \end{cases}$$

Добавка W_y анализируется подобным образом.

Соотношения (20)-(21) можно обобщить для любого количества k объектов.

Движение группы малоразмерных объектов

Рассмотрим движение трех точечных объектов (рис. 6, а). Пусть (m_{n1}, n_{n1}) , (m_{n2}, n_{n2}) , (m_{n3}, n_{n3}) – координаты объектов № 1, 2, 3 в первом кадре; (m_{k1}, n_{k1}) , (m_{k2}, n_{k2}) , (m_{k3}, n_{k3}) – координаты объектов во втором кадре; $_1 c^{(1)}$, $_2 c^{(1)}$ и $_3 c^{(1)}$ – контрасты объектов в первом кадре; $_1 c^{(2)}$, $_2 c^{(2)}$ и $_3 c^{(2)}$ – контрасты объектов во втором кадре.

Величины W_x и W_y для случая движения трех объектов можно представить суммой трех слагаемых, каж-

дое из которых соответствует попарному рассмотрению двух объектов из трех:

$$W_x = {}_{12}W_x + {}_{13}W_x + {}_{23}W_x; \quad W_y = {}_{12}W_y + {}_{13}W_y + {}_{23}W_y. \quad (25)$$

Значения W_x и W_y будут формироваться в шести точках, отмеченных на рис. 6, б. Символом «*» обозначены точки (p_x, p_y) , определяемые взаимным расположением объектов в первом кадре, а символом «○» – во втором. Наличие на фазовой плоскости группы точек «○» свидетельствует об изменении конфигурации группы объектов между кадрами.

Особый интерес представляет случай перемещения объектов с сохранением конфигурации группы (рис. 7, а), т.е. $m_{k1} - m_{n1} = m_{k2} - m_{n2} = m_{k3} - m_{n3}$, $n_{k1} - n_{n1} = n_{k2} - n_{n2} = n_{k3} - n_{n3}$.

При таком «согласованном» движении количество точек, формирующих отклики W_x и W_y , уменьшится вдвое (рис. 7, б):

$$\begin{aligned} W_x = & \delta_{12}[(m_{k1} + m_{k2})_1 c^{(2)}_2 c^{(2)} - (m_{n1} + m_{n2})_1 c^{(1)}_2 c^{(1)}] + \\ & + \delta_{13}[(m_{k1} + m_{k3})_1 c^{(2)}_3 c^{(2)} - (m_{n1} + m_{n3})_1 c^{(1)}_3 c^{(1)}] + \\ & + \delta_{23}[(m_{k2} + m_{k3})_2 c^{(2)}_3 c^{(2)} - (m_{n2} + m_{n3})_2 c^{(1)}_3 c^{(1)}], \end{aligned} \quad (26)$$

где $\delta_{i,j} = \begin{cases} 1, & \text{если } (p_x, p_y) = (m_{ki} - m_{kj}, n_{ki} - n_{kj}), \\ 0, & \text{в противном случае,} \end{cases}$

$i \in \{1, 2\}, j \in \{2, 3\}, i \neq j$.

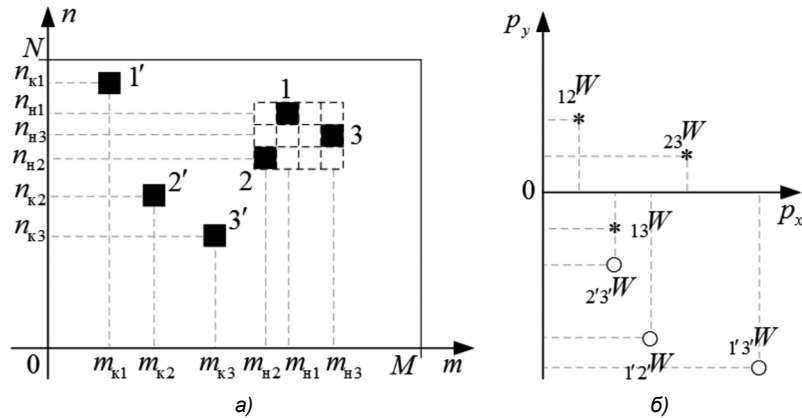


Рис. 6. Графическое представление перемещения трех точечных объектов (а) и точки, в которых формируются значения W_x и W_y (б)

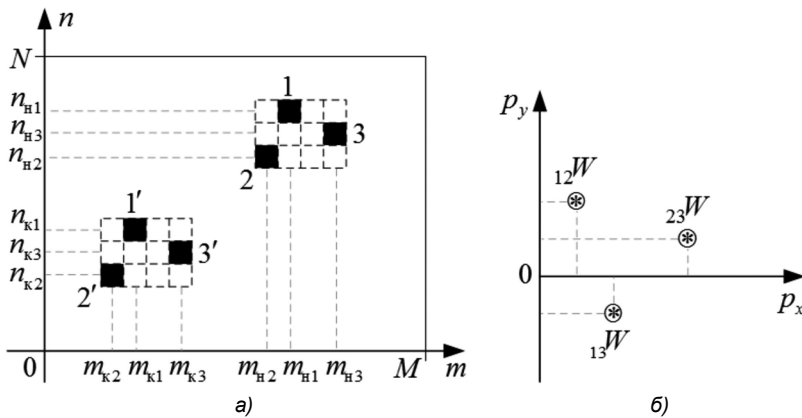


Рис. 7. Графическое представление группового перемещения трех точечных объектов (а) и точки, в которых формируются значения W_x и W_y (б)

Аналогичное соотношение можно получить и для W_y .

Сравнение рис. 6, б и рис. 7, б позволяет сформулировать критерий обнаружения группового движения. При организованном движении k объектов в группе количество точек на плоскости (p_x, p_y) будет равно числу сочетаний C_k^2 . При полностью рассогласованном движении группы количество точек будет увеличено до $2C_k^2$.

Движение протяженного объекта

При согласованном движении группы точечных объектов её можно рассматривать как движение одного протяженного объекта.

Пусть объект – это прямоугольник размерами 4×3 пикселя (рис. 8, а). Разработанным выше методом анализа движения точечных объектов можно определить компоненты всех добавок W_x и W_y . Например, для добавки ${}_1W_x$, соответствующей первому точечному объектом (левому верхнему пикселю прямоугольника), имеем:

$$\delta_{12}[(2m_{k1}+1) {}_1c^{(2)} {}_2c^{(2)} - (2m_{n1}+1) {}_1c^{(1)} {}_2c^{(1)}],$$

$$\text{где } \delta_{12} = \begin{cases} 1 & \text{при } p_x=1, p_y=0, \\ 0 & \text{иначе,} \end{cases}$$

$$\delta_{13}[(2m_{k1}+2) {}_1c^{(2)} {}_3c^{(2)} - (2m_{n1}+2) {}_1c^{(1)} {}_3c^{(1)}],$$

$$\text{где } \delta_{13} = \begin{cases} 1 & \text{при } p_x=2, p_y=0, \\ 0 & \text{иначе,} \end{cases}$$

и т.д.

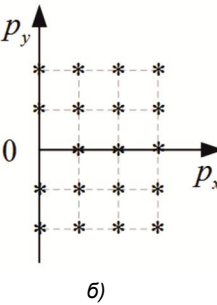
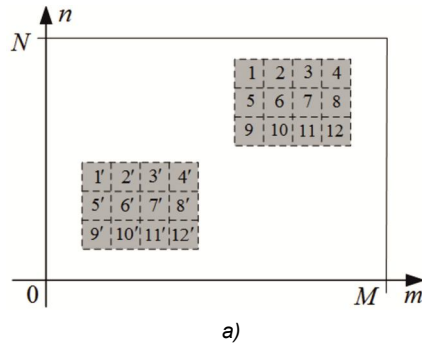


Рис. 8. Графическое представление перемещения объекта прямоугольной формы (а) и точки, в которых формируются значения W_x и W_y (б)

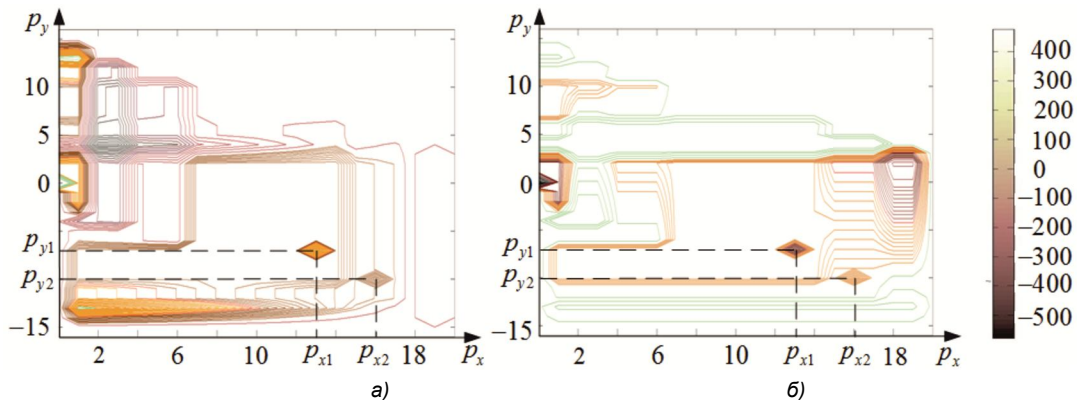


Рис. 9. Графическое представление скалярных полей фазоэнергетических функций ΔI_x (а) и ΔI_y (б) в виде проекций на координатную плоскость при помощи изолиний

После нахождения всех добавок для остальных точечных объектов, получим дискретное множество на плоскости (p_x, p_y) (рис. 8б):

$$\begin{cases} 0 \leq p_x \leq m_{k4} - m_{k1}, \\ n_{k9} - n_{k1} \leq p_y \leq n_{k1} - n_{k9}. \end{cases}$$

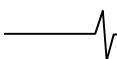
Если перемещающийся объект равномерной яркости не претерпел изменения контраста между кадрами, то значения W_x и W_y будут определяться лишь квадратом контраста и величинами горизонтального d_h и вертикального d_v перемещений. В табл. 1 представлены выражения для W_x , соответствующие рис. 9, б. Для получения W_y в табл. 1 необходимо величину d_h заменить на d_v .

Таблица 1. Значения добавки $W_x(p_x, p_y)$ в случае движения объекта равномерной яркости

$p_y \backslash p_x$	0	1	2	3
2	$8d_h c^2$	$6d_h c^2$	$4d_h c^2$	$2d_h c^2$
1	$16d_h c^2$	$12d_h c^2$	$8d_h c^2$	$4d_h c^2$
0	0	$18d_h c^2$	$12d_h c^2$	$6d_h c^2$
-1	$16d_h c^2$	$12d_h c^2$	$8d_h c^2$	$4d_h c^2$
-2	$8d_h c^2$	$6d_h c^2$	$4d_h c^2$	$2d_h c^2$

Результаты моделирования

На рис. 9 представлены результаты моделирования для следующих исходных данных: размеры изображения



21×17 пикселей, координаты объектов-точек в первом кадре: $m_{H1} = -9$, $n_{H1} = 6$, $m_{H2} = 7$, $n_{H2} = -4$, во втором: $m_{K1} = -4$, $n_{K1} = 2$, $m_{K2} = 9$, $n_{K2} = -5$, яркость фона $f_\phi = 5$, контраст объектов между кадрами не претерпел изменений и равен, соответственно, двум и трем градиентам яркости.

На графиках с помощью линий уровня показаны участки изменения ΔI_x (рис. 9, а) и ΔI_y (рис. 9, б), а также расположение добавок W_x и W_y . Для принятых исходных данных величины W_x и W_y будут формироваться в точках (13, -7) и (16, -10), обозначенных как (p_{x1}, p_{y1}) и (p_{x2}, p_{y2}) , соответственно, причем W_{x1} и W_{x2} будут вносить положительный вклад (наблюдается образование локальных максимумов), а W_{y1} и W_{y2} – отрицательный (наблюдается образование локальных минимумов).

Наличие двух экстремумов в одних и тех же точках ФЭФ ΔI_x и ΔI_y позволяет судить о перемещении минимум двух точечных объектов. При этом численные значения координат добавок свидетельствуют о значительном относительно размеров изображения расстоянии между объектами, а их разница позволяет судить о скорости сближения либо удаления объектов друг с другом:

$$|\Delta p_{xi}| = |\Delta d_{ji}|.$$

Заключение

1. Рассмотрены особенности формирования компонент векторного поля ФЭФ видеопоследовательности при наличии движущегося малоразмерного объекта. Выделены области двумерных фаз, в которых удобно анализировать ФЭФ при любом положении и направлении движения объекта.

2. Разработан метод анализа ФЭФ для случая движения группы точечных объектов. Показано, что ФЭФ являются суммой компонентов, соответствующих одиночным объектам, и добавок, обусловленных пространственными соотношениями между объектами. Определен критерий, позволяющий установить согласованное групповое движение.

3. Разработанный метод применен для анализа движения протяженного объекта. Выделена область аргументов добавок ФЭФ, которая отражает внутреннюю структуру движущегося объекта и не зависит от направления движения объекта и его местоположения.

Литература

1. Fu C.Y. et al. Dssd: Deconvolutional single shot detector. arXiv preprint arXiv:1701.06659. 2017.
2. Girshick R. Fast r-cnn. Proceedings of the IEEE international conference on computer vision. 2015. P. 1440-1448.
3. Selective search for object recognition / Uijlings J.R., Van De Sande K.E., Gevers & Smeulders A.W. International journal of computer vision, (2013). 104(2), P. 154-171.

4. Алпатов Б.А., Бабаян П.В., Ершов М.Д. Подходы к обнаружению и оценке параметров движущихся объектов на видеопоследовательности применительно к транспортной аналитике. Компьютерная оптика. 2020. №5. С. 746-756.

5. Мареев А.В., Орлов А.А., Рыжкова М.Н. Методы локализации объектов в видеопотоке. Радиотехнические и телекоммуникационные системы. 2021. №3. С. 48-60.

6. Савостин А.А. Использование метода вычитания фона для обнаружения автотранспорта в видеопотоке. 11-я Международная молодежная научно-техническая конференция «Современные проблемы радиотехники и телекоммуникаций РТ-2015». 2015. 160 с.

7. Заливин А.Н., Балабанова Н.С. Обнаружение движущихся объектов методом вычитания фона с использованием смеси гауссовых распределений. Автоматизированные технологии и производства. 2016. №3. С. 29-32.

8. Попов А.В., Васильева И.К., Угарова А.С. Алгоритм сопровождения объектов в видеопотоке, регистрируемом с беспилотного летательного аппарата. Авиационно-космическая техника и технология. 2015. №6 (123). С. 77-84.

9. Костенкова А.С., Грузман И.С. Выделение движущегося объекта в видеопотоке при помощи суперпиксельной сегментации и поля векторов движения. Современные проблемы радиоэлектроники. 2016. С. 20-23.

10. Форсайт Д., Понс Ж., Компьютерное зрение. Современный подход. М.: изд-во «Вильямс», 2004. 928 с.

11. Аксютин М.С., Гончарук С.Е. Распознавание объектов в видеопотоке при помощи алгоритма uolo и технологии openface. Научно-техническое творчество аспирантов и студентов. 2018. С. 208-211.

12. Ляшов М.В., Береза А.Н., Бабаев А.М., Коцюбинская С.А. Нейросетевая система отслеживания и распознавания объектов в видеопотоке. Современные наукоемкие технологии. 2018. №12. С. 102-107.

13. Нгуен В.Ш., Нгуен Т.Т. Обнаружение движений объектов в последовательности изображений. Известия ТулГУ. Технические науки. 2017. Вып. 2. С. 133-138.

14. Богословский А.В., Жигулина И.В., Сухарев В.А. Векторное поле фазоэнергетического спектра изображения и видеопоследовательности. Радиотехника, 2018. №11. С.11-16.

15. Богословский А.В., Сухарев В.А., Жигулина И.В., Пантюхин М.А. Векторные поля, порождаемые преобразованием Фурье видеосигналом изображений. Радиотехника. 2021, №7. С. 127-139.

16. Васильев С.В., Жигулина И.В., Дербуш Д.А. Фазоэнергетические функции видеопоследовательности с движущимся объектом прямоугольной формы. Цифровая обработка сигналов. 2022. №4. С. 65-71.

17. Богословский А.В., Васильев С.В., Жигулина И.В. Двумерные фазоэнергетические характеристики. Цифровая обработка сигналов и ее применение (DSPA-2023): доклады XXV Международ. науч. конф. Москва: РНТОРЭС им. А.С. Попова, 2023. С. 256-259.

18. Богословский А.В., Васильев С.В., Жигулина И.В. Применение фазоэнергетического спектра для идентификации движения. Радиотехника. 2023. Т.87. №10. С. 96-107.

СПАЙКОВАЯ МОДЕЛЬ СИГНАЛОВ И ЕЁ ПРИМЕНЕНИЕ ДЛЯ СПЕКТРАЛЬНОГО АНАЛИЗА

Бондарев В.Н., к.т.н., директор института информационных технологий Севастопольского государственного университета, e-mail: bondarev@sevsu.ru

SPIKE MODEL OF SIGNALS AND ITS APPLICATION TO SPECTRAL ANALYSIS

Bondarev V.N.

Algorithms for processing signals represented by a sequence of impulses (spikes) formed by IAF neurons (Integrate-and-Fire) of spiking neural networks are considered. The input-output relationship of the IAF neuron is analyzed and a spike model for representing input signals is proposed. Two options for using this model for spectral analysis are discussed. The first option proposes an algorithm that calculates the coefficients of the Fourier series based on the direct conversion of the analyzed signal into a sequence of spikes. In the second option, called inverse coding, the basis functions of the Fourier series are converted into impulse form. A new algorithm for calculating spectral coefficients is proposed, which reduces to summing the samples of the analyzed signal at the time points corresponding to the appearance of spikes. The main advantage of the algorithms under consideration is their low complexity and the ability to be implemented on computers with limited resources by eliminating multiplication operations. An additional positive property of the algorithms is the absence of the aliasing effect during digital processing due to the irregularity of signal samples. The algorithms are focused on application in Internet of Things systems, Edge Artificial Intelligence, mobile computing and other areas.

Key words: spike signal representation, spiking neural networks, integrate and fire spiking neuron, spectral analysis.

Ключевые слова: спайковое представление сигналов, спайковые нейронные сети, интегратор с порогом, спектральный анализ.

Введение

Различные модели искусственных нейронных сетей широко применяются в цифровой обработке сигналов [1, 2]. При этом в последнее время существенное внимание уделяется спайковым нейронным сетям [2-6]. Спайковые нейронные сети имеют большой потенциал для применения в таких областях, как автономные роботизированные системы, мобильные вычисления, различные системы биомониторинга, интерфейсы мозг-компьютер, нейропротезирование и др. [7-9]. Для этих областей характерны следующие требования, предъявляемые к средствам обработки: возможность оперативной обработки сигналов вблизи источника данных, реализация на вычислителях с ограниченными ресурсами, низкое энергопотребление. Модели спайковых нейронных вычислений являются многообещающим подходом для удовлетворения этих требований [3], [9]. Спайковые нейросети основаны на биологически инспирированных моделях нейронов [10, 11]. В отличие от формального искусственного нейрона, спайковые нейроны взаимодействуют посредством коротких электрических импульсов, известных как потенциалы действия или спайки. С точки зрения обработки сигналов, спайковые нейроны реализуют время-импульсное кодирование информации [12], которое потенциально обеспечивает более низкое энергопотребление и упрощает реализацию алгоритмов обработки.

Анализ представлений сигналов в виде последовательностей спайков, а также алгоритмов обработки сиг-

Рассматриваются алгоритмы обработки сигналов, представляемых последовательностями импульсов (спайков), формируемых IAF-нейронами (Integrate-and-Fire) спайковых нейронных сетей. Проанализирована связь «вход-выход» IAF-нейрона и предложена спайковая модель входных сигналов. Обсуждаются два варианта применения этой модели для спектрального анализа. В первом варианте предлагается алгоритм вычисления коэффициентов ряда Фурье на основе непосредственного преобразования анализируемого сигнала в последовательность спайков. Во втором варианте, названном инверсным кодированием, в импульсную форму преобразуются базисные функции ряда Фурье. Предлагается новый алгоритм вычисления спектральных коэффициентов, который сводится к суммированию отсчетов анализируемого сигнала в моменты времени, соответствующие формированию спайков. Основным преимуществом рассматриваемых алгоритмов является их низкая сложность и возможность реализации на вычислителях с ограниченными ресурсами за счет исключения операций умножения. Дополнительным положительным свойством алгоритмов является отсутствие эффекта наложения частот при цифровой обработке в силу нерегулярности используемых отсчетов сигналов. Алгоритмы ориентированы на применение в системах Интернета вещей, граничного искусственного интеллекта, мобильных вычислениях и других областях.

налов на основе таких представлений важен для дальнейшего развития систем реального времени в области мобильных вычислений, Интернета вещей (Internet of Things, IoT), граничного искусственного интеллекта (Edge Artificial Intelligence, EAI), робототехнике [3], [8], [9].

Известны несколько подходов к цифровой обработке сигналов, представленных последовательностью спайков [12-15]. В [12-14] авторы рассматривают алгоритмы предварительного восстановления непрерывных сигналов по последовательности спайков с возможным дальнейшим применением различных традиционных схем

обработки сигналов. Такой подход снижает потенциальные преимущества спайкового представления сигналов, отмеченные выше.

Альтернативный подход основан на применении операций обработки сигналов непосредственно к серии спайков, без восстановления исходных сигналов [15]. В рамках такого подхода построены онлайн-алгоритмы арифметических операций (сложение, умножение) и свертки последовательностей спайков, подходящие для приложений интернета вещей с отношением сигнал-шум (ОСШ) от 30 до 70 дБ [15]. Вместе с тем указанные алгоритмы остаются относительно сложными, так как предполагают проведение объемных вычислений с использованием значений межспайковых интервалов времени.

С целью построения более простых алгоритмов обработки сигналов, представленных последовательностью спайков, в статье предлагается импульсная модель «вход-выход» спайкового нейрона, реализуемого в виде интегратора с порогом (Integrate-and-Fire, IAF). Анализируются возможности применения этой модели для цифрового спектрального анализа и линейной фильтрации. Рассматриваются две схемы применения предложенной модели. В соответствии с первой схемой предлагается алгоритм вычисления коэффициентов ряда Фурье, который основан на непосредственном преобразовании анализируемого сигнала в последовательность спайков с помощью биполярного IAF-нейрона. Определяются ограничения алгоритма при использовании IAF-нейронов с фиксированным порогом сраба-

тывания и исследуются ошибки вычислений спектральных коэффициентов. В рамках второй схемы, которая названа схемой инверсного спайкового кодирования, предлагается новый алгоритм вычисления коэффициентов ряда Фурье, основанный на представлении базисных функций последовательностью спайков. Исследуются аппроксимирующие свойства алгоритма и анализируется влияние дискретизации. С целью иллюстрации практических возможностей алгоритма вычисляется кратковременный спайк-спектр речевого сигнала, который сравнивается с аналогичным спектром, вычисляемым на основе дискретного преобразования Фурье (ДПФ).

Спайковая модель сигналов

Рассмотрим простую модель биполярного IAF-нейрона с одним входом (рис. 1, а) [13]. Модель состоит из интегратора и компаратора. Входной аналоговый сигнал $u(t)$ поступает на вход интегратора, выходной сигнал которого сравнивается с положительным или отрицательным порогом $\pm s$. Когда выходной сигнал интегратора $y(t)$ достигает любого из этих порогов, на выходе нейрона формируется выходной импульс со знаком $\lambda_n = \text{sign}(y(t_n))$, где t_n – время появления импульса. Выходной импульс сбрасывает интегратор и весь процесс повторяется. Временные диаграммы сигналов IAF-нейрона изображены на рис. 1, б. Выход рассматриваемой модели нейрона представляется виде последовательности разнополярных импульсов с амплитудными значениями +1 или -1.

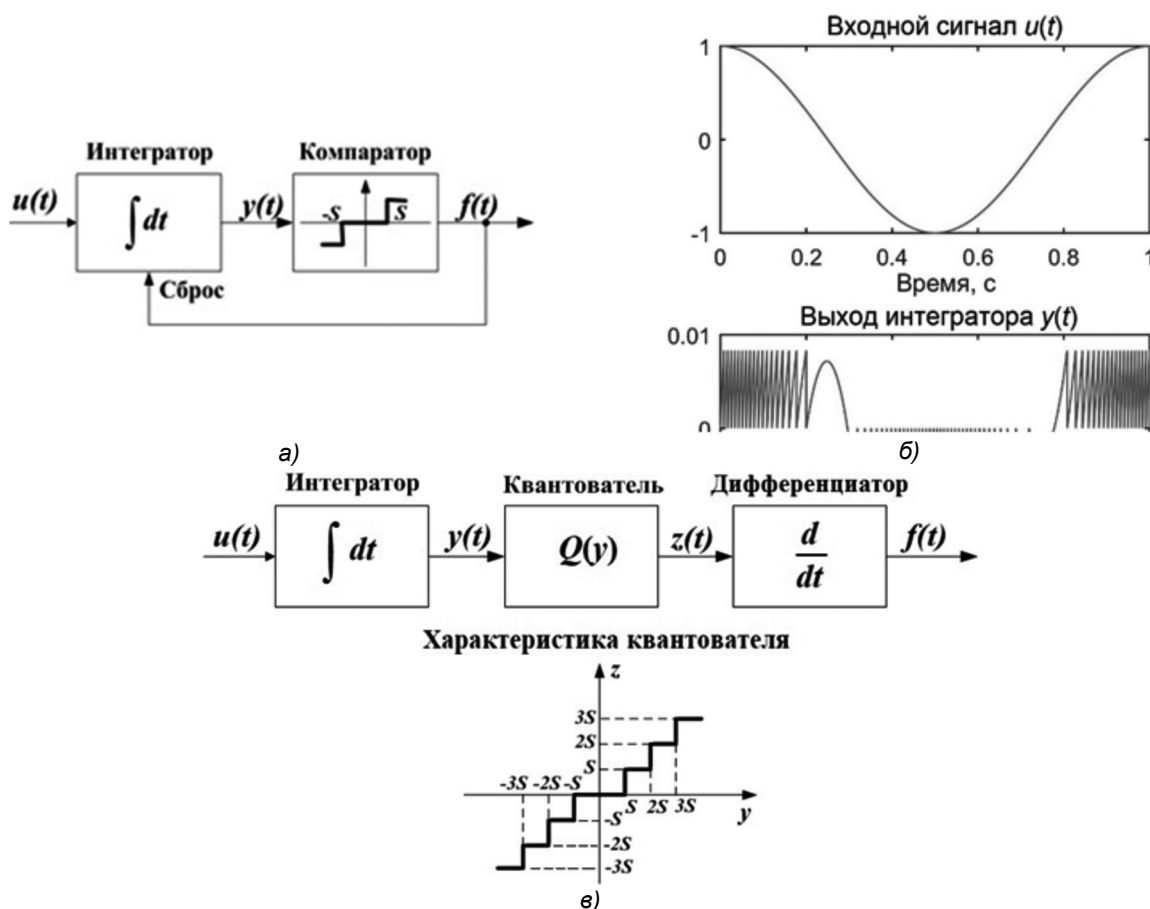


Рис. 1. Спайковый нейрон с одним входом: а) модель IAF-нейрона; б) диаграммы сигналов IAF-нейрона; в) функциональная модель IAF-нейрона

Так как интегрирование выполняется на интервале между выходными импульсами, то точное условие срабатывания нейрона запишется в виде

$$|y(t_n)| = \left| \int_{t_{n-1}}^{t_n} u(t) dt \right| = s, \quad n = 1, 2, 3, \dots \quad (1)$$

Рассмотренная модель биполярного IAF-нейрона дает представление о механизме его функционирования и может применяться в ходе компьютерного моделирования. Однако для обработки сигналов необходима модель IAF-нейрона, которая позволяет установить функциональную связь между входным сигналом $u(t)$ и выходной последовательностью импульсов.

Рассмотрим эквивалентную модель IAF-нейрона (рис. 1, в) [16], которая состоит из интегратора, равномерного квантователя и дифференциатора. В соответствии с этой моделью импульсы на выходе IAF-нейрона формируются, когда выходной сигнал интегратора $y(t)$ достигает очередного значения порога, кратного s . В этом случае выходной сигнал квантователя $z(t)$ можно представить в виде суммы единичных ступенчатых функций Хевисайда $1(t)$:

$$z(t) = s \sum_n \lambda_n 1(t - t_n), \quad t_n \leq t. \quad (2)$$

Если формально выполнить дифференцирование выражения (2) по времени, то выходная последовательность импульсов на выходе нейрона может быть представлена суммой дельта функций Дирака $\delta(t)$ [17, 18]:

$$f(t) = s \sum_n \lambda_n \delta(t - t_n). \quad (3)$$

Так как $z(t)$ с учетом (2) соответствует ступенчатой аппроксимации выходного сигнала интегратора $y(t)$, то $f(t)$, как производная от $z(t)$, является своеобразной импульсной аппроксимацией самого входного сигнала $u(t)$. Следовательно, входной сигнал $u(t)$ можно представить его моделью $u_M(t)$ в виде

$$u_M(t) = s \sum_n \lambda_n \delta(t - t_n). \quad (4)$$

Далее будем называть (4) спайковой моделью входного сигнала. Модель (4) позволяет значительно упростить преобразования, выполняемые в ходе обработки сигналов. Вместе с тем следует отметить, что такое представление сигналов является идеализацией, так как дельта функции в (4) всюду равны нулю, кроме моментов времени $t = t_n$. Поэтому (4) можно использовать только при интегральных преобразованиях сигналов, представляемых последовательностью спайков [17]. Например, в ходе линейной фильтрации

$$y(t) = \int_0^t u(\tau) h(t - \tau) d\tau \quad (5)$$

или определения текущего спектра [19]

$$U(t, \omega) = \int_0^t u(\tau) \exp(-i\omega\tau) d\tau, \quad (6)$$

где $h(t)$ – импульсная характеристика линейного фильтра.

Подставив в (5) или (6) вместо входного сигнала $u(t)$ спайковую модель (4), получим аппроксимирующие вы-

ражения, которые можно использовать при решении задач фильтрации или спектрального анализа сигналов, представляемых последовательностью спайков [17, 18]:

$$y_M(t) = s \sum_n \lambda_n h(t - t_n), \quad (7)$$

$$U_M(t, \omega) = s \sum_n \lambda_n \exp(-i\omega t_n), \quad t_n \in [0, t]. \quad (8)$$

Как видно из выражений (7) и (8), отображение сигналов во время-импульсную область с помощью спайкового нейрона позволяет построить эффективные в вычислительном отношении алгоритмы обработки сигналов. Поскольку $\lambda_n = \pm 1$, то вычисление свертки или преобразования Фурье на основе (7) или (8) не требуют операции умножения и для вычисления $y_M(t)$ или $U_M(t, \omega)$ необходимо лишь суммировать значения $h(t)$ или $\exp(-i\omega t)$ в моменты времени t_n , соответствующие появлению импульсов на выходе IAF-нейрона. Это свойство выражений (7) и (8) позволяет использовать для их реализации простые вычислительные средства.

Построение линейных фильтров для сигналов, представленных последовательностью спайков, рассматривалось ранее в работах [18, 20, 21]. Ниже рассмотрим применение спайковой модели сигналов (4) для целей спектрального анализа.

Спектральный анализ на основе непосредственного преобразования сигналов в последовательность спайков

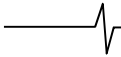
Рассмотрим представление сигнала $u(t)$ в виде комплексного ряда Фурье на интервале времени $[0, T]$. Коэффициенты такого ряда, образующие частотный спектр сигнала $u(t)$, определяются из выражения [19]

$$U(\omega_1 k) = \frac{1}{T} \int_0^T u(t) \exp(-i\omega_1 k t) dt, \quad \omega_1 = 2\pi/T \quad (9)$$

где k – целое. Заменяв $u(t)$ в (9) спайковой моделью (4), получим аппроксимацию спектра (9), которую будем называть спайк-спектром входного сигнала $u(t)$ и обозначать $U_M(\omega_1 k)$:

$$U_M(\omega_1 k) = \frac{s}{T} \sum_{n=1}^N \lambda_n \exp(-i\omega_1 k t_n), \quad t_n \in [0, T] \quad (10)$$

где N – количество импульсов на периоде гармоник с частотой ω_1 . Выражение (10) позволяет построить алгоритм вычисления спектральных коэффициентов, заключающийся в суммировании выборок комплексных экспонент в моменты времени, соответствующие появлению спайков на выходе IAF-нейрона. Отметим, что в (10) моменты взятия отсчетов экспонент являются нерегулярными и задаются точными моментами времени срабатывания IAF-нейрона. Следовательно, при вычислении спайк-спектра (10) не будет наблюдаться эффект наложения частот, свойственный регулярной дискретизации. Для прямого вычисления (10) необходимо выполнить $2KN$ операций суммирования, где K – количество вычисляемых спектральных коэффициентов. Замена операций суммирования с умножением, которые, например, используются при вычислении спектра сигналов с помощью ДПФ, только на операции суммирования является важным преимуществом (10).



Чтобы выяснить точностные свойства (10), рассмотрим функциональную модель IAF-нейрона (см. рис. 1, в) и найдем выражение для вычисления спайк-спектра элементарного гармонического входного сигнала $u(t) = \cos(\omega_1 t)$. В этом случае выход интегратора при нулевых начальных условиях будет равен $y(t) = 1/\omega_1 \cdot \sin(\omega_1 t_n)$. На интервале времени $[0, T/4]$ выходной сигнал интегратора $y(t)$ монотонно возрастает по амплитуде от 0 до $1/\omega_1$. Пусть $s = 1/(\omega_1 N_q)$, где N_q – число выходных импульсов, формируемых IAF-нейроном на четверти периода T . Тогда временные моменты срабатывания IAF-нейрона t_n определяются из уравнения

$$1/\omega_1 \cdot \sin(\omega_1 t_n) = ns, \quad n \in [1, N_q]. \quad (11)$$

Решив (11), получим

$$t_n = 1/\omega_1 \cdot \arcsin(n/N_q), \quad \text{при } t_n \in [0, T/4], \quad (12)$$

и

$$t_n = 1/\omega_1 \cdot [\pi - \arcsin(1 - n/N_q)], \quad \text{при } t_n \in (T/4, T/2]. \quad (13)$$

Для интервала времени $(T/2, T]$ значения t_n вычисляются также с помощью (12) и (13) с дополнительным смещением на время $T/2$. Подставив выражения для t_n в (10), получим

$$U_M(\omega_1 k) = \frac{1}{2\pi N_q} (1 - (-1)^k) \times \sum_{n=1}^{N_q} [\exp(-ik \arcsin(n/N_q)) + \exp(ik \arcsin(1 - n/N_q))]. \quad (14)$$

Из (14) следует, что спайк-спектр гармонического сигнала, помимо спектрального коэффициента $U_M(\omega_1)$ на основной частоте, будет дополнительно содержать ложные спектральные составляющие $U_M(\omega_1 k)$ при нечетных k . Спектральные составляющие для четных k равны нулю.

На рис. 2, а показан модуль спайк-спектра гармонического сигнала, вычисленный с помощью выражения (14). Из рис. 2, а следует, что значения модуля нечетных спектральных коэффициентов $|U_M(\omega_1 k)|$, ($k > 1$) являются незначительными. Эти значения уменьшаются при снижении порога s и, соответственно, при увеличении числа спайков $N = 4N_q$, приходящихся на пери-

од основной гармоники. На рис. 2, б изображена зависимость ОСШ от N , которая позволяет оценить точность аппроксимации спектра гармонического сигнала при использовании (14). ОСШ определялось как логарифмическое отношение суммы квадратов спектральных коэффициентов $|U(\omega_1 k)|^2$ к сумме квадратов ошибок $(|U(\omega_1 k)| - |U_M(\omega_1 k)|)^2$ для трех первых дополнительных гармоник спайк-спектра.

Представляет интерес оценка свойств спайк-спектра (10) для более сложных сигналов. С этой целью вычислялся спайк-спектр полигармонического сигнала. Для этого было проведено компьютерное моделирование, поскольку найти аналитически выражения для вычисления моментов времени t_n в этом случае не представляется возможным. При моделировании полигармонического входной сигнал задавался в виде суммы L гармонических колебаний одинаковой амплитуды с частотами, кратными основной частоте ω_1 :

$$u(t) = \sum_{k=1}^L \cos(\omega_1 k t). \quad (15)$$

На рис. 3, а изображен вычисленный на основе (10) спайк-спектр полигармонического сигнала (15) при $L = 32$ и $N = 800$. Как следует из рис. 3, а спайк-спектр полигармонического сигнала содержит ложные спектральные компоненты при $k > 32$. Их уровень также снижается при увеличении числа спайков N , приходящихся на период основной гармоники. На рис. 3, б показана зависимость значений ОСШ для полигармонического сигнала от N , где ОСШ определялось как логарифмическое отношение суммы квадратов спектральных коэффициентов $|U(\omega_1 k)|^2$ к сумме квадратов ошибок $(|U(\omega_1 k)| - |U_M(\omega_1 k)|)^2$ в диапазоне частот $[\omega_1, 2L\omega_1]$. Из рис. 3, б следует, что для полигармонического сигнала ОСШ имеет максимальное значение примерно равное 40 дБ при $N = 1000$, а для гармонического сигнала при том же значении N ОСШ примерно равно 52 дБ.

Более низкие значения ОСШ для полигармонического сигнала (15) объясняются большим динамическим диапазоном такого сигнала по сравнению с гармоническим сигналом и постоянным порогом s , который в этом случае рассматривается как шаг квантования сигнала по амплитуде. Из-за этого для входного сигнала с малой амплитудой IAF-нейрон формирует недостаточное коли-

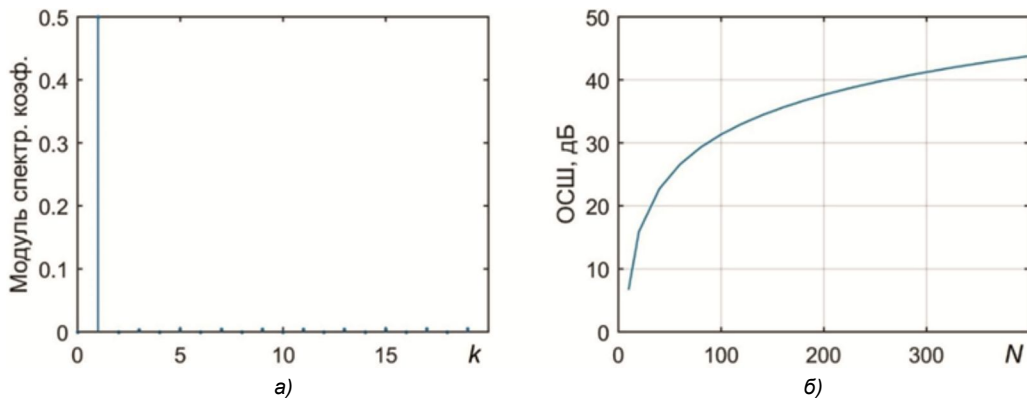


Рис. 2. Гармонический сигнал: а) спайк-спектр (14), $N = 400$; б) отношение сигнал-шум

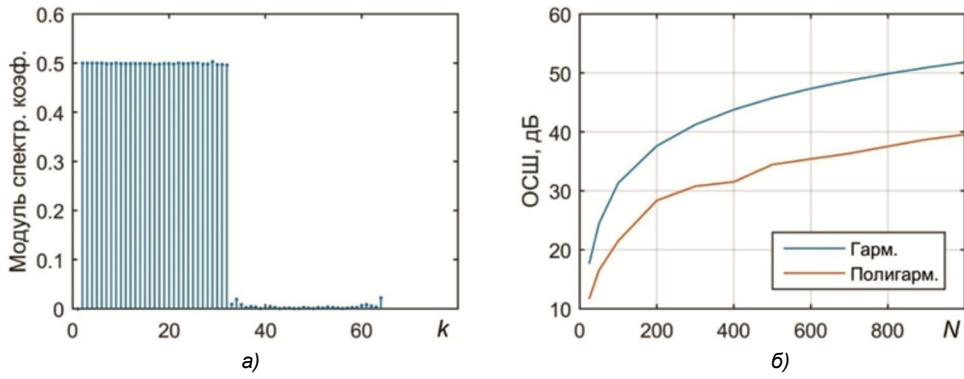


Рис. 3. Полигармонический сигнал: а) спайк-спектр (10), $N = 800$; б) отношение сигнал-шум

чество спайков, что приводит к снижению точности аппроксимации спектра сигнала при использовании (10). Чтобы преодолеть этот недостаток, следует для различных амплитудных значений входного сигнала использовать разные значения порога s . Однако это приведет к вынужденному включению в формулу (10) операции умножения, что снизит ее вычислительные преимущества.

В ходе моделирования при вычислении спайк-спектра полигармонического сигнала осуществлялась регулярная дискретизация времени. При этом использовалась относительно высокая частота дискретизации для снижения влияния эффекта наложения частот. Необходимость применения при моделировании высокой частоты дискретизации обусловлена тем, что входной сигнал IAF-нейрона должен рассматриваться как непрерывный и его амплитудные значения должны отображаться в точные моменты времени с помощью IAF-нейрона.

Спектральный анализ на основе представления базисных функций последовательностью спайков

Для устранения указанных ограничений, свойственных спайк-спектру (10), а также выражениям (7) и (8), рассмотрим схему инверсного спайкового кодирования. В этом случае в последовательность спайков преобразуется не обрабатываемый сигнал $u(t)$ в выражении (9), а базисные комплексные экспоненциальные функции $\exp(-i\omega_1 kt)$. Поскольку эти функции известны, то можно заранее представить их в виде последовательности спайков с необходимой точностью.

Перепишем (9) в виде действительной и мнимой составляющих

$$\operatorname{Re} U(\omega_1 k) = \frac{1}{T} \int_0^T u(t) \cos(\omega_1 kt) dt, \quad (16)$$

$$\operatorname{Im} U(\omega_1 k) = \frac{1}{T} \int_0^T u(t) \sin(\omega_1 kt) dt. \quad (17)$$

Выполним спайк-кодирование базисных тригонометрических функций для действительных (16) и мнимых составляющих (17) спектра (9):

$$\cos(\omega_1 kt) \rightarrow s_k \sum_{n=1}^{N_k} \lambda_n^{re}(k) \delta(t - t_n^{re}(k)), \quad (18)$$

$$\sin(\omega_1 kt) \rightarrow s_k \sum_{n=1}^{N_k} \lambda_n^{im}(k) \delta(t - t_n^{im}(k)), \quad (19)$$

где N_k – количество импульсов на периоде k -й базисной функции; $t_n^{re}(k)$, $t_n^{im}(k)$ – моменты времени расстановки импульсов, соответственно, в действительных и мнимых последовательностях спайков; $\lambda_n^{re}(k)$, $\lambda_n^{im}(k)$ – знаки импульсов в действительных и мнимых последовательностях спайков.

Подставив (18) и (19) в (16) и (17), получим

$$\operatorname{Re} U_M(\omega_1 k) = \frac{s_k}{T} \sum_{n=1}^{N_k} \lambda_n^{re}(k) u(t_n^{re}(k)), \quad (20)$$

$$\operatorname{Im} U_M(\omega_1 k) = \frac{s_k}{T} \sum_{n=1}^{N_k} \lambda_n^{im}(k) u(t_n^{im}(k)). \quad (21)$$

Выражения (20) и (21), аналогично (10), позволяют построить алгоритм спектрального анализа, не требующий операций умножения входе вычислений. В соответствии с (20) и (21), действительная и мнимая компоненты ряда Фурье вычисляются путем суммирования выборок входного сигнала в моменты времени $t_n^{re}(k)$ и $t_n^{im}(k)$.

Моменты времени $t_n^{re}(k)$ и $t_n^{im}(k)$ могут быть вычислены и запомнены в памяти заранее. Для этого рассмотрим еще раз функциональную схему биполярного IAF-нейрона (см. рис. 1, в). Если на вход IAF-нейрона подать базисную функцию $\sin(\omega_1 kt)$, то, аналогично (11), при $s_k = 1/(\omega_1 k N_q)$ можно получить выражения для вычисления моментов времени $t_n^{im}(k)$:

$$t_n^{im}(k) = \frac{1}{\omega_1 k} \arccos(1 - n/N_q), \quad t_n^{im}(k) \in [0, T_k/2], \quad (22)$$

$$t_n^{im}(k) = \frac{1}{\omega_1 k} (2\pi - \arccos(n/N_q - 1)), \quad (23)$$

$$t_n^{im}(k) \in [T_k/2, T_k].$$

где T_k – период базисной функции с частотой $\omega_1 k$, $n = 1, 2, \dots, 2 N_q$. Моменты времени $t_n^{re}(k)$ с учетом свойств базисной функции $\cos(\omega_1 kt)$ можно получить путём сдвига и перестановки соответствующих значений $t_n^{im}(k)$.

Следует отметить, что при выполнении спайк-кодирования базисных функций для каждой из них задавался индивидуальный порог s_k , обеспечивающий одинаковое количество импульсов N_q на четверти периода

базисной функции. Это значительно повышает точность аппроксимации спектральных коэффициентов и обеспечивает дополнительный контроль над процессом отображения базисных функций во время-импульсную область.

На рис. 4, а изображены спектральные коэффициенты ряда Фурье для полигармонического сигнала (15), которые вычислялись на основе (20) и (21) путем суммирования отсчетов входного сигнала $u(t)$ в заранее вычисленные моменты времени $t_n^{re}(k)$ и $t_n^{im}(k)$. Из сравнения рис. 3, б и рис. 4, б следует, что инверсное спайк-кодирование позволяет увеличить значения ОСШ. Кроме того, поскольку выборки из $u(t)$ осуществляются в нерегулярные моменты времени, то эффект наложения частот при вычислении спайк-спектра на основе (20) и (21) отсутствует. Это важное потенциальное преимущество данного алгоритма вычисления спектральных коэффициентов.

Спайк-спектры дискретных сигналов

Если входной сигнал является дискретным и представлен своими регулярными отсчетами $u(nT_s)$, где T_s – период дискретизации, то это приводит к появлению эффекта наложения частот. Кроме этого, можно показать, что замена в выражении (9) непрерывных значений $u(t)$ кусочно-постоянными значениями $u(nT_s)$ на интервале T_s приводит к дополнительному умножению модуля спектральных коэффициентов, вычисляемых с помощью (20) и (21), на значения функции $w(\omega_1 k) = \sin(\omega_1 k T_s / 2) / (\omega_1 k T_s / 2)$. Эта функция соответ-

ствует амплитудно-частотной характеристике прямоугольного временного окна длительностью T_s , которое неявно применяется в этом случае. На рис. 5а изображен вычисленный на основе (20) – (21) спайк-спектр дискретного полигармонического сигнала $u(nT_s)$, где ось частот нормирована относительно частоты дискретизации. Из-за частотных свойств упомянутого прямоугольного временного окна спектральные коэффициенты в основной полосе частот частично подавляются, а также подавляются повторяющиеся копии спектра (отмеченные на рис. 5, а как ДПФ-спектр).

Поскольку частотные свойства прямоугольного окна известны, значения спектральных коэффициентов в основной полосе частот легко скорректировать, умножив их на обратные значения $w(\omega_1 k)$. На рис. 5, б изображен спайк-спектр дискретного полигармонического сигнала (15) до и после коррекции. В результате коррекции ОСШ увеличилось с 22,8 дБ до 41,7 дБ.

Аналогичные эффекты, связанные с дискретизацией входного сигнала, также наблюдаются и при вычислении спайк-спектра сигнала $u(nT_s)$ с помощью (10).

Для оценки практической возможности определения спектров реальных сигналов на основе (20) и (21) был вычислен кратковременный спектр речи с использованием схемы инверсного спайк-кодирования. Анализируемый речевой сигнал с частотой дискретизации 22050 Гц соответствовал гласной фонеме и содержал 512 отсчетов. Кратковременный спайк-спектр речевого сигнала, вычисленный с использованием (20) и (21) при $N = 200$ и $K = 256$, изображен на рис. 6. Для сравнения на рис. 6 также показан кратковременный спектр речевого сигнала

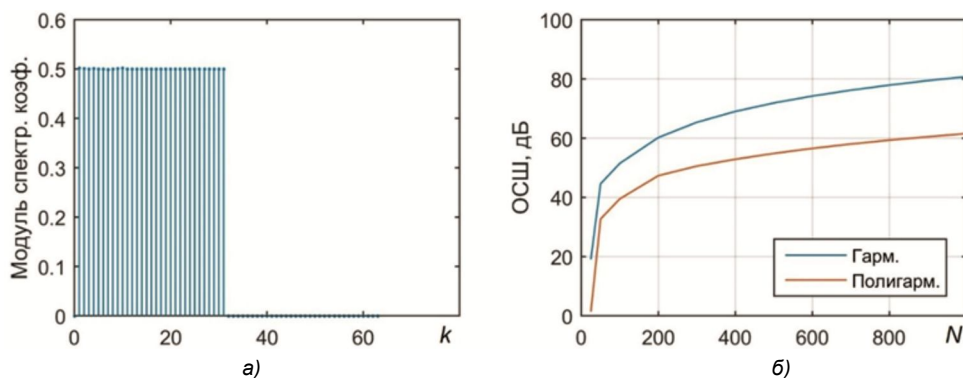


Рис. 4. Полигармонический сигнал: а) спайк-спектр (20)-(21), $N = 800$; б) отношение сигнал-шум

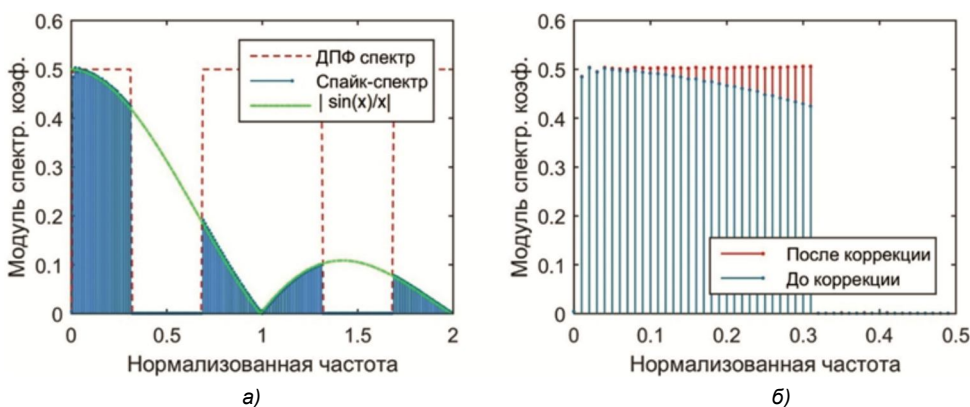


Рис. 5. Спайк-спектр дискретного полигармонического сигнала: а) эффекты дискретизации; б) значения спектральных коэффициентов до и после коррекции

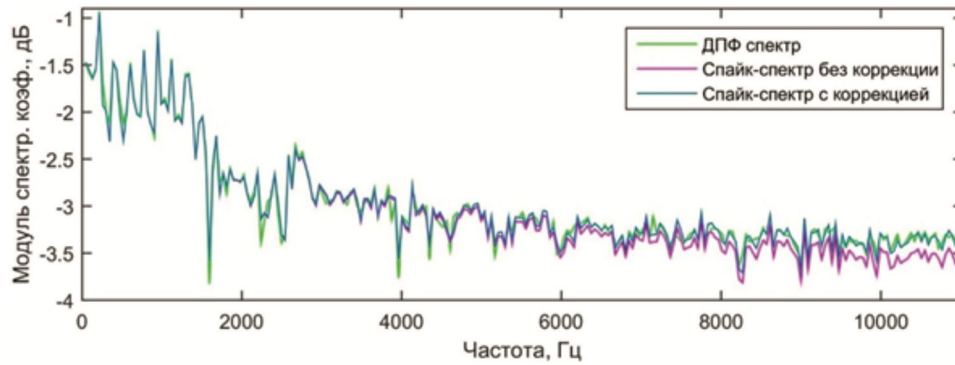


Рис. 6. Сопоставление кратковременных спектров речевого сигнала

ла, вычисленный с помощью ДПФ. Из рис. 6 следует, что спайк-спектр речи, вычисленный на основе (20) и (21), без дополнительной коррекции имеет заметные отличия от ДПФ-спектра в диапазоне частот выше 5,0 КГц. После коррекции значений спектральных составляющих спайк-спектра путем их умножения на обратные значения $w(\omega, k)$, спайк-спектр речи и ДПФ-спектр речи практически совпали.

Чтобы оценить количественное отличие спайк-спектра речевого сигнала от его ДПФ спектра, была вычислена относительная среднеквадратическая ошибка (ОСКО). После коррекции спайк-спектра обратными значениями $w(\omega)$ ОСКО составила $6,4 \cdot 10^{-5}$ при $N = 200$. При уменьшении количества импульсов до $N = 20$ относительная среднеквадратическая ошибка вычисления спайк-спектра не превысила $4,3 \cdot 10^{-3}$.

Заключение

В статье рассмотрены алгоритмы обработки сигналов, представляемых последовательностью спайков, формируемых IAF-нейронами спайковых нейросетей. Эти алгоритмы основаны на предложенной идеализированной спайковой модели непрерывных сигналов, которая представляет собой сумму дельта-функций со знаками и весом, определяемым порогом IAF-нейрона.

Показано, что предложенная спайковая модель позволяет получать алгоритмы линейной фильтрации и спектрального анализа сигналов, не использующие операции умножения. Это упрощает реализацию алгоритмов и представляет большой интерес в таких областях, как Интернет вещей, граничный искусственный интеллект, интерфейсы мозг-компьютер, мобильные вычисления и др.

В статье рассматривается непосредственное спайк-кодирование анализируемых сигналов и использование спайковой модели входного сигнала для вычисления спектральных коэффициентов ряда Фурье. Получено выражения для расчета спайк-спектра и исследованы его свойства для случаев гармонического и полигармонического сигналов. Показано, что спайк-спектр свободен от наложения частот, поскольку его вычисление не предполагает регулярной дискретизации. Для оценки точности спайк-спектра вычислялось отношение сигнал-шум. Точность аппроксимации спектра при использовании предложенной спайковой модели сигналов критически зависит от значения порога IAF-нейрона и, соответственно, от количества импульсов на периоде анализи-

руемой гармоники. Для элементарного гармонического сигнала ОСШ примерно равно 30 дБ при 100 импульсах на периоде гармоники.

Для повышения точности вычислений была предложена схема инверсного спайкового кодирования. В этом случае во время-импульсную область отображается не анализируемый сигнал, а базисные функции разложения Фурье. Поскольку эти функции известны, то можно заранее представить их в виде последовательности спайков с необходимой точностью. Использование инверсного спайк-кодирования позволило получить новый алгоритм вычисления спектральных коэффициентов, заключающийся в суммировании выборок входного непрерывного сигнала в моменты времени, соответствующие появлению спайков в представлениях базисных функций. Компьютерное моделирование подтвердило повышение точности аппроксимации спектра. ОСШ для гармонического сигнала увеличилось примерно до 50 дБ при 100 импульсах на периоде гармоники.

В ходе компьютерного моделирования также установлено, что при обработке дискретных сигналов с регулярной дискретизацией в их спайк-спектре проявляется эффект наложения частот. При этом повторяющиеся спектральные компоненты в спайк-спектре дискретного сигнала частично ослабляются умножением на частотные коэффициенты прямоугольного временного окна, длительность которого равна периоду дискретизации сигнала. Чтобы оценить практические свойства предложенных алгоритмов вычислялся кратковременный спектр речи с использованием схемы инверсного спайк-кодирования. Сравнение спайк-спектра и ДПФ спектра речи показало, что относительная среднеквадратическая ошибка составляет $6,4 \cdot 10^{-5}$ при 200 импульсах на периоде анализируемой гармоники. При уменьшении числа импульсов в десять раз ОСКО составила $4,3 \cdot 10^{-3}$, что приемлемо для приложений, связанных с решением задач обработки речи.

Литература

1. Handbook of neural network signal processing / Yu Hen Hu, Jenq-Neng Hwang (eds.). Boca Raton, Florida: CRC Press, 2002. 381 p.
2. Нейрокомпьютеры в системах обработки сигналов / Под ред. Ю.В. Гуляева и А.И. Галушкина. М.: Радиотехника, 2003. 224 с.
3. Roy K., Jaiswal A., Panda P. Towards spike-based machine intelligence with neuromorphic computing. Nature.

2019 Nov, 575(7784), pp. 607-617.

4. Bondarev V. Training a digital model of a deep spiking neural network using backpropagation. E3S Web Conf. Topical Problems of Agriculture, Civil and Environmental Engineering (TPACEE 2020). 2020, vol. 224, no. 01026, 7 p.

5. Lin X., Zhang Z., Zheng D. Supervised learning algorithm based on spike train inner product for deep spiking neural networks. Brain Sci. 2023, vol. 13, no. 2:168, 20 p.

6. Li K., Príncipe J.C. Biologically-inspired spike-based automatic speech recognition of isolated digits over a reproducing kernel hilbert space. Front. Neurosci. 2018, vol.12, no. 194, 17 p.

7. Káldy C., Lazar A.A., Simonyi E., Tóth L. Time encoded communications for human area network biomonitoring. 2008, 8 p. <http://bionet.github.io/papers/lazar2-07.pdf>

8. Giraldo N.S., Isaza S., Velásquez R.A. Sailboat navigation control system based on spiking neural networks. Control Theory Technol. 2023, vol. 21, pp. 489-504.

9. Li K., Príncipe J.C. Biologically-inspired pulse signal processing for intelligence at the edge. Front. Artif. Intell. 2021, vol. 4, no. 568384, 16 p.

10. Maass W. Paradigms for computing with spiking neurons. Models of Neural Networks. Early Vision and Attention / J.L. van Hemmen, J.D. Cowan, E.Domany (eds.). Springer, 2002, vol. 4, pp. 373-402.

11. Gerstner W., Kistler W.M. Spiking neuron models: single neurons, populations, plasticity. UK: Cambridge University Press, 2002. 498 p.

12. Lazar A.A. A simple model of spike processing. Neurocomputing. 2006, vol. 69, pp. 1081-1085.

13. Feichtinger H.G., Príncipe J.C., Romero J.L., Alvarado A.S., Velasco G.A. Approximate reconstruction of bandlimited functions for the integrate and fire sampler.

Advances in Computational Mathematics. 2012, vol. 36, no. 1, pp. 67-78.

14. Wei D., Harris J.G. Signal reconstruction from spiking neuron models. Proceedings of the 2004 International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS 2004). IEEE Press. 2004, vol. 5, pp. 353-356.

15. Nallathambi G., Principe J.C. Theory and algorithms for pulse signal processing. IEEE Transactions On Circuits and Systems I: Regular Papers. 2020, vol. 67, no. 8, pp. 2707-2718.

16. Lee H.C. Integral pulse frequency modulation with technological and biological applications. PhD thesis. Montreal, Quebec: McGill University. 1969. 212 p.

17. Бондарев В.Н. Цифровая обработка сигналов с использованием импульсных нейронных сетей. XX Международная научно-техническая конференция «Нейроинформатика-2018». Лекции по нейроинформатике. М.: НИЯУ МИФИ, 2018. С. 44-71.

18. Bondarev V. Signal processing with spiking neuron model. 25th International Conference on Digital Signal Processing and its Applications (DSPA). Moscow, Russia, 2023, pp. 1-5.

19. Харкевич А.А. Спектры и анализ. Изд. 5-е. М.: ЛИБРОКОМ, 2009. 240 с.

20. Bondarev V. Pulse neuron learning rules for processing of dynamical variables encoded by pulse trains / B. Kryzhanovsky, W. Dunin-Barkowski, V. Redko (eds.). Neuroinformatics 2017. Studies in Computational Intelligence. Springer, Cham, 2018, vol. 736, pp. 53-58.

21. Bondarev V. Pulse neuron supervised learning rules for adapting the dynamics of synaptic connections / T. Huang et al. (Eds.). Advances in Neural Networks-ISNN 2018. Lecture Notes in Computer Science. Springer, Cham, 2018, vol. 10878, pp. 183-191.

НОВЫЕ КНИГИ

Поборчая Н.Е.

Методы и алгоритмы оценивания параметров канала связи в условиях априорной неопределенности в системах с приемником прямого преобразования: Учебное издание для вузов, М.: Изд-во «Горячая линия-Телеком», 2023 г. 240 с.: ил.

Изложены методы и алгоритмы совместного оценивания параметров сигнала (канала связи) в условиях априорной неопределенности относительно статистических характеристик канала связи и законов распределения шумов. Особое внимание уделено системам с приемником прямого преобразования. Рассмотрены вопросы синтеза и анализа процедур оценивания для систем связи с одной передающей и приемной антенной (SISO), с несколькими передающими и приемными антеннами (MIMO), а также для систем с ортогональным частотным мультиплексированием (OFDM).

Предложенные алгоритмы способствуют повышению помехоустойчивости приема информации или понижению вычислительной сложности процедур обработки сигнала.

Для научных работников, инженеров и аспирантов. Может быть полезна студентам старших курсов и магистрантам, обучающимся по направлению подготовки «Радиотехника» и «Инфокоммуникационные технологии и системы связи».

Шарамет А.В.

Информационное обеспечение систем защиты летательных аппаратов от управляющих средств поражения: Научное издание, М.: Изд-во «Горячая линия-Телеком», 2023 г. 178 с.: ил.

Рассмотрены вопросы повышения информативности бортового комплекса обороны летательного аппарата для увеличения эффективности его защиты от управляемого ракетного оружия за счет согласованного помехового, маневренного и огневого противодействия. Изложены и систематизированы основные проблемы по защите летательного аппарата от управляемых средств поражения, а также рассмотрены основные пути повышения эффективности его защиты от них. Даны оценочные расчеты отражательных свойств головок самонаведения управляемых ракет класса «воздух-воздух» и «земля-воздух», как объектов радиолокационного наблюдения. Представлено описание и проведен анализ результатов полунатурного экспериментального исследования. На основе векторно-алгебраического подхода к формализации задач определения координат объектов в многопозиционной измерительной системе проведен синтез алгоритма оценки декартовых координат атакующей ракеты по суммарно-дальномерной информации.

Для специалистов, занимающихся вопросами защиты летательных аппаратов, научных работников и инженеров. Может быть полезна аспирантам и студентам вузов.

ИССЛЕДОВАНИЕ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТЕЙ ДЛЯ ФОРМИРОВАНИЯ СИНХРОСИГНАЛА PSS КАДРА НИЗКООРБИТАЛЬНОЙ СПУТНИКОВОЙ СИСТЕМЫ СВЯЗИ И ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ

*Рюмшин К.Ю., д.т.н., кафедра РТС Московского технического университета связи и информатики (МТУСИ)
Киселева Т.П., аспирантка кафедры РТС Московского технического университета связи и информатики (МТУСИ), e-mail: golzev2011@yandex.ru*

RESEARCH OF SEQUENCES FOR THE FORMATION OF A SYNCHRO SIGNAL OF THE PSS FOR THE FRAME OF A LOW-ORBIT SATELLITE COMMUNICATION AND DATA TRANSMISSION SYSTEM

Ryumshin K.Yu., Kiseleva T.P.

The article considers the frame of the low-orbit satellite communication system in DownLink (DL) direction (from the satellite base station (BS) to the user on Earth), built similarly to the frame of LTE cellular communication technology with a synchronization system based on primary (Primary synchronization signal - PSS) and secondary (Secondary synchronization signal - SSS) synchrosignals in the frame of the direction DL. In the low-orbit satellite systems PSS is built on 8 identical m-sequences modulated by DPSK (differential phase-shift keying manipulation) with a phase shift of $\pi/2$. When using correlation synchronization methods in the time domain, the PSS correlation function forms a «comb» of 11 peaks marking the beginning of the frame. This article examines the correlation characteristics when constructing PSS on elements of CAZAC sequences (Constant Amplitude Zero AutoCorrelation) with δ -autocorrelation (Frank and Zadoff-Chu sequences studied in this paper) in comparison with DPSK modulated m-sequences used in PSS of a low-orbit system. The research criteria are a comparison of the values of the merit-factors of the sequences under consideration. The study was conducted in the MATLAB mathematical modeling environment using Rayleigh and Gaussian channel models at various values of the Signal-to-Noise-Ratio (SNR). As a result of the research, it was found that Frank's sequences, in general, surpass the DPSK modulated m-sequences used in the PSS of the system under consideration in terms of correlation characteristics. The disadvantage of Frank's sequences is the difficulty in selecting sequences of the desired length.

Key words: autocorrelation function (ACF), synchronization, m-sequences, DPSK modulation, multiphase sequences of Zadoff-Chu (ZC), Frank (Fr), merit-factor (MF), satellite system communication, primary synchronization signal (PSS) signal-to-noise ratio (SNR).

Ключевые слова: автокорреляционная функция (АКФ), синхронизация, m-последовательность, DPSK модуляция, многофазные последовательности Задова-Чу, Фрэнка, мерит-фактор (MF), спутниковая система связи, первичный синхросигнал (PSS), отношение сигнал/шум (ОСШ).

Введение. Особенности построения кадра низкоорбитальной спутниковой системы

В статье [1] описаны результаты разработки методики слепой идентификации нисходящего (DL) сигнала низкоорбитальной системы спутниковой связи в диапазоне от 10,7 до 12,7 ГГц (Ku-диапазон) спутниковых систем на низкой околоземной орбите – LEO [1]. Этот метод является значительным расширением существующих методов идентификации сигналов с ортогональным частотным разделением (Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) вслепую. На рис. 1 [1] (рис. 6, с. 12) представлен кадр DL направления передачи символов OFDM. Методы построения данного кадра и кадров технологии LTE DL направления подобны: в его составе также присутствуют синхросигналы, соответствующие первичному (Primary synchroniza-

Рассматривается кадр низкоорбитальной системы спутниковой связи LEO (low-Earth-orbit) направления DownLink (DL) (от базовой станции (БС) спутника к пользователю на Земле), построенный аналогично кадру технологии LTE DL сотовой связи с системой синхронизации, основанной на первичном (Primary synchronization signal – PSS) и вторичном (Secondary synchronization signal – SSS) синхросигналах. В низкоорбитальной спутниковой системе связи и передачи данных (ССиПД) PSS построен на 8 одинаковых m-последовательностях, модулированных DPSK (differential phase-shift keying – дифференциальная фазовая манипуляция) с фазовым сдвигом $\pi/2$. При применении корреляционных методов синхронизации во временном домене, корреляционная функция PSS образует «гребенку» из 11 пиков, маркирующую начало кадра. В данной статье исследуются корреляционные характеристики при построении PSS на элементах последовательностей CAZAC (Constant Amplitude Zero AutoCorrelation) с δ -автокорреляцией (последовательности Фрэнка и Задова-Чу, исследуемые в данной работе) в сравнении с используемыми в PSS низкоорбитальной системы m-последовательностями, модулированными DPSK. Критерии исследования – сравнение величин мерит-факторов рассматриваемых последовательностей. Исследование проведено в среде математического моделирования MATLAB с использованием моделей Рэлея и Гауссова каналов при различных величинах отношения сигнал/шум (ОСШ). В результате исследований установлено, что последовательности Фрэнка, в основном, превосходят по корреляционным характеристикам применяемые в PSS рассматриваемой системы m-последовательности, модулированные DPSK. Недостаток последовательностей Фрэнка – затруднения в подборе последовательностей нужной длины.

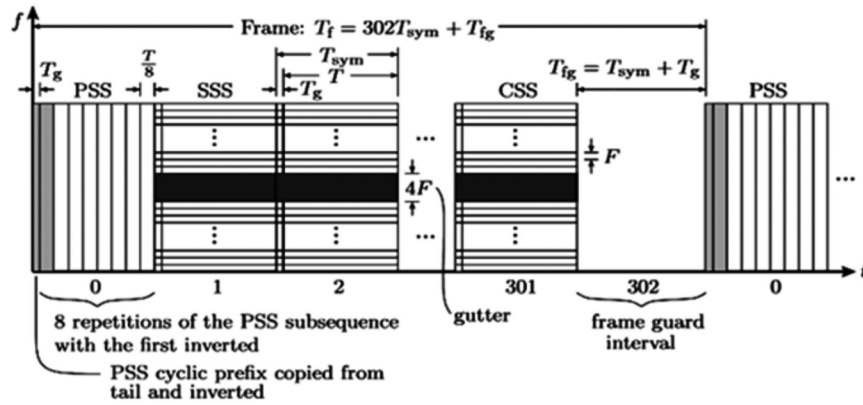


Рис. 1. Кадр низкоорбитальной спутниковой системы Ku – диапазона частот DownLink направления (спутник – Земля) в координатах «время – частота»

tion signal – PSS) и вторичному синхросигналам (Secondary synchronization signal – SSS) LTE. Определены точные значения синхронизирующих последовательностей кадра DL направления спутниковых систем.

Каждый кадр состоит из 302 интервалов символов длиной $T_{sym} = 4,4$ мкс плюс интервал защиты кадра T_{fg} , для общего периода кадра $T_f = (1/750) c = 1,33$ мс. Кадр начинается с PSS, который изначально представлен во временной области; за ним следует SSS, отформатированный как стандартный символ OFDM с 4-х позиционной квадратурной амплитудной модуляцией (КАМ-4). Более подробно служебные сигналы кадра описаны в [1]. Последующий кадр может передаваться немедленно или с перерывом, в зависимости от требований пользователя. Известные информационные символы (SSS и др.) позволяют приемнику выполнять оценку канала по всем поднесущим в начале и конце каждого кадра с интерполяцией внутри кадра. Частотный «желоб» центрального частотного диапазона канала шириной $4F$ (F – частотный интервал между поднесущими) присутствует во всех символах OFDM кадра, кроме PSS (см. рис. 1).

Оценка последовательностей синхронизации, встроенных в каждый кадр системы, является одним из важнейших этапов обработки принятого кадра. Местоположение последовательностей в кадре можно определить по интервалам символов OFDM внутри кадра, содержащим известные данные для пользовательского терминала (например, подпоследовательности PSS). Для сигналов OFDM технологий Wi-Fi, WiMAX, LTE синхропоследовательности не только известны, но и постоянны от кадра к кадру. Обнаружение таких последовательностей внутри кадра спутниковой системы производится методом выделения отдельных интервалов символов OFDM и корреляции их по нескольким кадрам (т.е. методом «скользящего окна» во временной области длительностью в один или несколько символов), чтобы определить, содержит ли интервал «окна» признаки, повторяющиеся от кадра к кадру. При приеме и «расшифровке» кадра эта процедура выявила, что интервал корреляции повторяющихся кодов состоит из 8 повторений отображаемой во временной области подпоследовательности символов длиной $N/8$ (N – число выборок символа OFDM), причем первый интервал инвертирован. 8 повторений подпоследовательности

предваряются циклическим префиксом длины N_g выборок. Заимствуя язык из спецификации LTE, эта последовательность выполняет назначение первичной последовательности синхронизации (PSS). Построение символа PSS позволяет определять начало кадра во временной области путем синхронизации по корреляционным пикам аperiодической (нециклической) взаимной корреляции «скользящего окна» и 8 повторений подпоследовательности символа PSS, которая известна пользователям спутниковой системы. Было обнаружено, что PSS не только идентичен на всех кадрах с одного и того же спутника низкоорбитальной системы, но и идентичен на всех спутниках в системе [1].

Допплеровская модель принимаемого аналогового сигнала с учетом как частотного сдвига, так и расширения/сжатия сигнала основной полосы частот может быть представлена [1] ((5), с. 3):

$$y(t) = x(t - \tau_0) * (1 - \beta) * \exp(j2\pi * [F_c(1 - \beta) - \dot{F}_c] * (t - \tau_0)) + \omega(t); \quad (1)$$

где F_c – центральная частота канала OFDM; $\dot{F}_c \approx F_c$ – центральная частота, на которую настроен приемник; τ_0 – задержка, испытываемая сигналом на пути наименьшего времени распространения от передатчика к приемнику; β – коэффициент сдвига центральной частоты; $\omega(t)$ – комплексный белый Гауссовский шум с нулевым средним значением, синфазная и квадратурная составляющие которого имеют двустороннюю спектральную плотность $N_0/2$.

Когда трафик кадров достаточно низок, чтобы между кадрами присутствовали временные промежутки, можно наблюдать резкое увеличение энергии принимаемой оцифрованной выборки $|y(n)|^2$ в начале кадра, что позволяет установить значение первого временно-го отсчета в первом символе OFDM кадра n_{m00} , где n_{mik} – отсчет принимаемого сигнала $y(n)$; k – это индекс отсчета в последовательности длиной N (число временных отсчетов в символе OFDM); i – индекс символа OFDM в последовательности символов длиной N_{sf} , равной числу символов в кадре; m – индекс кадра. Первым символом кадра является PSS. Добавляя целые числа, кратные $(N + N_g)$, можно затем аппроксимировать n_{m00} для всех $i \in (0, N_{sf})$.

Выражение для PSS во временной области может быть записано как [1] (с. 10):

$$x_{m0}(t) = \sum_{k=-N_g}^{N-1} \sin c[t * F_s - k - N_g] * p_k; \quad (2)$$

$$p_k = \exp(j^* \pi[1_p(k) - \frac{1}{4} - \frac{1}{2} \sum_{l=0}^{k \bmod (\frac{N}{8})} b_l]); \quad (3)$$

$$b_i = 2(\left\lfloor \frac{q_{PSS}}{2^i} \right\rfloor \bmod 2) - 1; \quad (4)$$

где F_s – ширина полосы частот канала связи; $1p(k)$ – индикаторная функция, равная единице, когда $k \in p$, и нулю в противном случае; $p = \{k < N/8\}$; N – число временных отсчетов символа; N_g – число временных отсчетов циклического префикса (ЦП);

Последовательности синхронизации имеют двойное назначение для работы с сигналами системы: это синхронизация по пикам взаимной корреляции принятого и эталонного PSS, и возможность использования амплитуды и временного положения пиков корреляции для вычисления доплеровского частотного сдвига и временной задержки в точке приема. На рис. 2 [1] (рис. 7, с. 13) показан результат корреляции PSS, формирующей резкие пики в начале каждого кадра. Отличительная форма 11-зубчатой «гребенки», показанной в вставке рисунка, является результатом инверсии первой подпоследовательности и повторения следующих подпоследовательностей $(p_k)_{k=N/8}^{2N/8-1}$ [1], из которой состоит PSS. Соседние кадры могут иметь разные уровни мощности, несмотря на то, что они принимаются с одного и того же спутника и луча, что свидетельствует о применении приема адаптации мощности для конкретного подмножества пользователей в пределах сервисной ячейки.

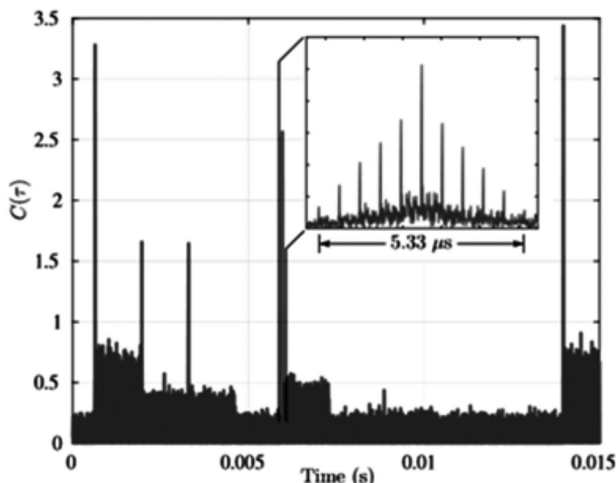


Рис. 2. Корреляция данных кадра низкоорбитальной спутниковой системы с эталонным PSS после компенсации Допплеровского смещения

Фазовая когерентность поддерживается на протяжении каждого кадра, и фазовое соотношение между последовательностями синхронизации является постоянным во всех кадрах и спутниковых приемниках. Последовательности синхронизации данной системы не уникальны для каждого спутника. Это создает проблему неоднозначности назначения спутника.

В низкоорбитальной спутниковой системе PSS по-

строен на m -последовательности, также имеющей высокие свойства автокорреляции [2]. Кодирование m -последовательности в виде серии фазовых сдвигов $\pi/2$ предназначено для уменьшения утечки спектральной мощности по сравнению с обычным двоичным кодированием. Обоснование для дифференциального кодирования (DPSK) m -последовательностей PSS, с точки зрения авторов [1], неубедительно [1] (с. 13). Известно, что симметричная DPSK повышает устойчивость данных при демодуляции к доплеровской и временной неопределенности, распространенной в спутниковой связи [3]. Но это не относится к когерентной корреляции с известным PSS (или его частью) для синхронизации частоты и времени. В симметричной дифференциальной фазовой модуляции DPSK подпоследовательности PSS $(p_k)_{k=N/8}^{2N/8-1}$ каждый бит m -последовательности указывает на положительное или отрицательное вращение фазы $\pi/2$. M -последовательность может быть сгенерирована с использованием 7-ступенчатого регистра сдвига с линейной обратной связью (LFSR) Фибоначчи с примитивным многочленом $1+D^3+D^7$ и начальным состоянием $(a_{-1}, \dots, a_{-7}) = (0, 0, 1, 1, 0, 1, 0)$ [1, 2]. Если выходные данные LFSR a_0, \dots, a_{126} хранятся в виде 127-разрядного числа с a_0 в качестве старшего бита двоичного числа и a_{126} в качестве младшего бита, то добавление к этому числу 0 дает 128-разрядное шестнадцатеричное число q_{pss} в выражении [1] (с. 11):

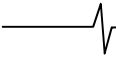
$$q_{pss} = \text{C1B5 D191 024D 3DC3 F8EC 52FA A16F 3958};$$

$$q_{pss} = [1\ 1\ 0\ 0\ 0\ 0\ 0\ 1\ 1\ 0\ 1\ 1\ 0\ 1\ 0\ 1\ 1\ 1\ 0\ 1\ 0\ 0\ 0\ 1\ 1\ 0\ 0\ 1\ 0\ 0\ 0\ 0\ 1\ 0\ 0\ 0\ 0\ 0\ 0\ 1\ 0\ 0\ 1\ 0\ 0\ 1\ 1\ 0\ 1\ 0\ 0\ 0\ 1\ 1\ 1\ 1\ 0\ 1\ 1\ 1\ 0\ 0\ 0\ 0\ 1\ 1\ 1\ 1\ 1\ 1\ 0\ 0\ 0\ 1\ 1\ 1\ 0\ 0\ 0\ 1\ 0\ 1\ 0\ 0\ 1\ 0\ 1\ 1\ 1\ 1\ 0\ 1\ 0\ 1\ 0\ 0\ 0\ 1\ 0\ 1\ 1\ 1\ 0\ 1\ 1\ 1\ 1\ 0\ 0\ 1\ 1\ 1\ 0\ 0\ 1\ 0\ 1\ 0\ 1\ 1\ 0\ 0\ 0\ 0]; \quad (5)$$

Восемь подпоследовательностей qps (первая – инвертирована) с DPSK модуляцией (фазовый сдвиг равен $\pi/2$) формируют синхросигнал PSS в кадре, что позволяет получить 11-пиковую «гребенку» при взаимной апериодической корреляции эталонного и принятого PSS. Синхросигнал SSS в кадре Starlink – это каноническая последовательность с хорошими свойствами автокорреляции; SSS представляет собой соединение двух скремблированных m-последовательностей, подобно построению SSS в технологии LTE.

Постановка задачі

В предыдущем разделе обозначены «слабые» стороны служебных сигналов спутниковой системы, а именно – PSS: недостаточность оснований для применения дифференциального кодирования (DPSK) m-последовательностей PSS; проблема неоднозначности назначения спутника при использовании одинаковых последовательностей PSS для всех спутников низкоорбитальной системы. Построение символа PSS на 8 одинаковых подпоследовательностях позволяет по «гребенке» корреляционных пиков (см. рис. 2) определять начало кадра во временной области. Скорость и точность синхронизации зависит от корреляционных свойств последовательности PSS. Наиболее популярной характеристикой корреляционных функций (КФ) является мерит-фактор (MF) [4, 5], определяемый в различных вариантах как отно-



шение квадрата величины максимального пика КФ последовательностей к сумме величин квадратов боковых лепестков КФ, либо обратной величиной отношения.

В спутниковом канале LEO-to-Earth на высоте порядка 550 км от Земли и при движении спутников со скоростями порядка 27000 км/ч, спутник находится в зоне видимости абонентского терминала (АТ) не более 250 секунд [6] (с. 31), [7] (с. 17). Максимальное количество абонентов, использующих АТ UT-1 (разновидность АТ [6]), которое может обслужить один космический аппарат (КА) спутниковой системы в подспутниковой зоне, составляет около 22 200 активных абонентов при среднем потреблении трафика (0,9 Мбит/с) и 5500...7400 при пиковом потреблении трафика (2,7...3,6 Мбит/с). В подспутниковой зоне одного КА находится порядка 7470 ячеек диаметром 24 км. Тогда в каждой ячейке на уровне проводного сервиса можно обслужить всего 3-х активных абонентов при среднем потреблении трафика и только 1-го абонента – при пиковом потреблении трафика [6]. Терминал спутниковой системы налаживает связь со спутниками и доступ к сети около 1-2-х минут в идеальных условиях (в условиях наличия препятствий может потребоваться более длительное время) [6]. Учитывая влияние на качество связи атмосферных помех и условий приема Рэлеевского канала в плотной городской застройке непосредственно у поверхности Земли, проблемы быстрого установления синхронизации БС и пользователей играют важнейшую роль в повышении скорости обслуживания абонентов. Для решения проблемы снижения времени установления синхронизации БС с пользователем без потери качества приема одной из задач является повышение величины MF при корреляционной обработке эталонного и принимаемого PSS. Это может быть достигнуто применением последовательностей с δ -корреляцией для построения PSS.

В данной работе ставится задача исследовать возможность альтернативного метода формирования PSS в кадре, основанного на применении CAZAC последовательностей Задова-Чу (ZC) или Фрэнка (Fr) с числом элементов 128 ($N/8$) для формирования подпоследовательности PSS. CAZAC последовательности обладают высоким мерит-фактором, что способствует снижению величины ОСШ, т.е. снижению мощности выборок символа PSS и уменьшению количества принимаемых кадров, включающих PSS, для усреднения пиков корреляции и получения более точного положения начала кадра. В процессе исследований учитывается также величина пик-фактора (PAPR) принимаемого сигнала $s(t)$, включающего символ PSS. Выражения для MF в разных источниках представлены по-разному. Для сравнительного анализа корреляционных характеристик апериодической АКФ в качестве основных метрик в [4] выбирают характеристики: ISLR – это отношение суммарной энергии боковых лепестков апериодической АКФ последовательности длины N к энергии главного лепестка:

$$ISLR = \frac{\sum_{l=1-N, l \neq 0}^{N-1} |C(l)|^2}{|C(0)|^2},$$

а также мерит-фактор (MF), вычисляемый как величина,

обратная ISLR. В [5] мерит-фактор вычисляется из выражения:

$$MF(A) = \frac{N^2}{2 * \sum_{\tau=1}^{N-1} (C_A(\tau))^2},$$

где $C_A(\tau)$ – боковой лепесток апериодической автокорреляционной функции на позиции τ , N – длина последовательности.

В данном исследовании значение мерит-фактора находится из выражения:

$$\begin{aligned} MF_{AK\Phi} &= \frac{\text{mod}(\max(AK\Phi))}{\{[\sum_n \text{mod}(AK\Phi(n))] - \text{mod}(\max(AK\Phi))\} / (n-1)}, \\ MF_{BK\Phi} &= \frac{\text{mod}(\max(BK\Phi))}{\{[\sum_n \text{mod}(BK\Phi(n))] - \text{mod}(\max(BK\Phi))\} / (n-1)}, \end{aligned} \quad (6)$$

где $\text{mod}(\max(AK\Phi))$, $\text{mod}(\max(BK\Phi))$ – величины модулей максимальных значений автокорреляционной (АКФ) или взаимнокорреляционной (БКФ) функций исследуемой величины; $\text{mod}(AK\Phi(n))$, $\text{mod}(BK\Phi(n))$ – величины модулей боковых лепестков АКФ или БКФ функций; n – число элементов АКФ, БКФ. Поскольку корреляционные функции являются энергетическими характеристиками сигналов, в выражении (6) MF является отношением энергии главного лепестка АКФ, БКФ к средней величине энергии боковых лепестков. Поскольку элементы корреляционных функций могут быть комплексными величинами, в (6) формируются модули значений этих элементов.

Значение PAPR вычисляется из выражения [8]:

$$PAPR = \frac{\max |s(t)|^2}{M [s(t)]^2}, \quad (7)$$

где $M []$ – математическое ожидание квадрата принятого сигнала $|s(t)|^2$.

Результатом исследования является сравнительный анализ MF для последовательностей ZC, Fr в сравнении с MF для m-последовательности (5) с модуляцией DPSK (m-DPSK) для заполнения PSS кадра DL. В статье [1] при описании приема и обработки кадра речь идет о когерентном накоплении символов с PSS для дальнейшей обработки различными способами. Однако в [9] рассматривается случай некогерентного обнаружения сигналов с модуляцией DPSK с применением схемы некогерентного обнаружения, не требующей согласования по фазе с принимаемой несущей. Подобный вариант корреляционных методов синхронизации во временном домене используется с оборудованием приема, настроенного на детектирование энергии без измерения фазы, т.е. в данном исследовании проводится сравнение, в первую очередь, величины корреляционных пиков, хотя учитывается и их усредненное временное положение по отношению к идеальному. Для заполнения PSS при всех вариантах испытаний используются 8 одинаковых последовательностей (m-DPSK, ZC, Fr) с $n = 128$, следующих одна за другой во временном домене с инверсией

первой последовательности, заполняющих символ PSS в начале кадра и циклический префикс перед синхросигналом PSS (T_g), длительностью $1/8$ PSS (см. рис. 1), заполняемый для варианта m-DPSK 16 последними элементами этой последовательности; для вариантов ZC, Fr – также 16 элементами последовательности Фрэнка. ЦП PSS занимает один символ перед PSS и выравнивается по мощности с 128 элементами подпоследовательностей PSS путем модуляции повторяющимися элементами ЦП всех 128 поднесущих частотной полосы PSS. При исследовании прохождения кадров моделей Рэлеевского и Гауссовского каналов в среде моделирования MATLAB PSS символ с ЦП занимает 9 OFDM символов частотно-временных ресурсов пользователя LTE DL кадра с шириной полосы в 11 ресурсных блоков (RB) (132 сигнала поднесущих частот кадра LTE DL) [10, 11]. Четыре неиспользуемых поднесущих в модели PSS кадра системы модулируются нулевыми элементами. В процессе исследования рассмотрены варианты:

- апериодических (нециклических) АКФ символов PSS с ЦП, построенных на последовательностях m-DPSK, ZC, Fr (как описано выше) без прохождения канала первичными синхросигналами (эталонных PSS);

- апериодических ВКФ символов PSS с ЦП эталонных и прошедших модель Гауссовского канала с вариантами ОСШ = 0 дБ, 10 дБ, 20 дБ;

- апериодических ВКФ символов PSS с ЦП эталонных и прошедших модель Рэлеевского канала с вариантом профилей задержек плотной городской застройки (ETU) [12] (табл. В.2.1-4, с. 401) и параметрах канала ОСШ = 10 дБ, $F_{dop} = 50$ Гц (максимальное Допплеровское смещение частоты); с вариантом профилей задержек мобильного скоростного пользователя (EVA) [12] (табл. В.2.1-3, с. 401) и параметрах канала ОСШ = 10 дБ, $F_{dop} = 120$ Гц.

- циклических ВКФ символов PSS с ЦП эталонных и прошедших модель Рэлеевского канала с вариантом профилей задержек плотной городской застройки (ETU) и параметрах канала ОСШ = 10 дБ, $F_{dop} = 50$ Гц в составе усеченной модели кадра LTE (18 символов LTE OFDM), размещенного в пользовательских символах модели LTE DL кадра из ресурсов математических моделей кадров технологий связи системы MATLAB. Циклическое повторение обеспечивается двукратным повторением усеченной модели кадра LTE DL.

Построение исследуемых последовательностей:

- построение m-DPSK описано выше;
- элементы последовательности ZC(51,127) формируются согласно выражению [13]:

$$a_u(n) = \exp(-i \frac{\pi * u * n * (n+1)}{N}), n = 0, 1 \dots N-1 \quad (8)$$

для N – нечетного, где $u = 51$ – индекс последовательности, $N = 127$ – число элементов. Для получения 128 элементов в конце ZC(51,127) добавляется 0; выбор значения $N = 127$ обусловлен тем, что корреляционные свойства многофазных последовательностей (MF) выше при значении числа элементов, равного простому числу, в данном случае, наиболее близкому к $N = 128$; выбор

параметра $u = 51$ соответствует требованию взаимнопростых чисел u и N [13];

- последовательность Фрэнка может иметь число элементов, равное квадрату целого числа; элементы последовательности Фрэнка a_n определяются следующим образом [14, 15, 16]: $a_n = \xi^{\mu\nu}$, где $\xi = \exp(\alpha)$;

$$\alpha = \frac{2\pi p}{N}, \text{ где } p \text{ и } N \text{ целые взаимнопростые числа;}$$

$\mu, \nu = 0, 1, \dots, N-1$. Для получения 128-элементной последовательности Фрэнка проведена конкатенация 2-х 64-элементных последовательностей в вариантах: Fr(31,64)+Fr(11,64); Fr(13,64)+Fr(11,64). Параметры $p = 31, 11, 12$ и $u = 51$ выбирались свободно, но с учетом взаимнопростых чисел по отношению к N . В [14] обосновано превосходство корреляционных свойств многофазных последовательностей при условии, что число элементов N равно квадрату целого числа.

Результаты исследований

а). Апериодические АКФ 8 одинаковых последовательностей (m-DPSK, ZC, Fr) с $n = 128$ с инверсией первой последовательности в составе PSS.

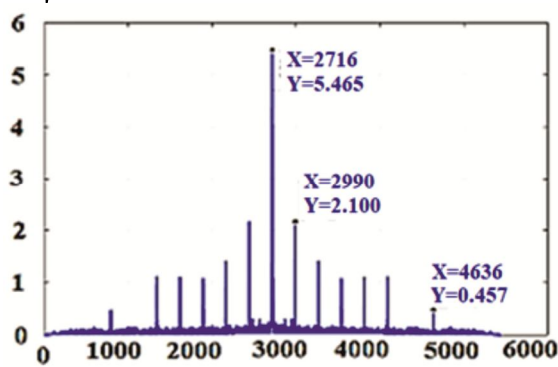
Вычисление MF производилось по формуле (6), усреднение результатов – по 10 испытаниям. Величина $\max(\text{АКФ})$ получена из выражения:

$$\max(\text{АКФ}) = \frac{\sum_i \max_i(\text{АКФ})}{i}, \quad (9)$$

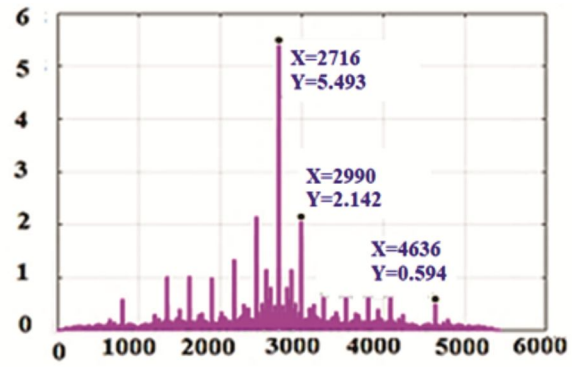
где i – число пиков АКФ «гребенки» автокорреляции символа PSS.

На рис. 3, а, б, в представлена «гребенка» АКФ PSS, построенного на OFDM символах 8-и последовательностей Фрэнка, Задова-Чу и m-DPSK с инверсией первой последовательности: 8x128 элементов Фрэнка Fr(31,64)+Fr(11,64) рис. 3, а – синий цвет графика; Задова-Чу ZC(51,127)+0 рис. 3, б – сиреневый цвет; m-DPSK128 рис. 3, в – красный цвет. Каждая АКФ содержит 13 пиковых значений, превышающих более, чем в 2 раза по модулю амплитудных величин среднее значение модулей отсчетов боковых лепестков АКФ и отстоящих друг от друга в идеальном варианте на 274 отсчета. Выбросы АКФ рассматриваемых последовательностей, не удовлетворяющих этим условиям, не учитываются при вычислениях значений $\max(\text{АКФ})$ и рассматриваются как боковые лепестки корреляционной функции. Точность «попадания» пиков АКФ в границы интервалов корреляции длиной 274 выборки для подпоследовательностей PSS длиной 128 элементов, образующих в кадре модели LTE DL OFDM символы пользователей (т.е. увеличиваемые на 9 временных выборок элементами ЦП до 137 выборок) $\pm 1 \dots 2$ выборки. Для последовательностей Фрэнка отклонение от идеального временного положения пиков АКФ $\pm 1 \dots 2$ выборки приходится на 8 пиков из 13, для последовательностей Задова-Чу – на 6 пиков из 13, для m-последовательностей с DPSK модуляцией – на 10 пиков из 13.

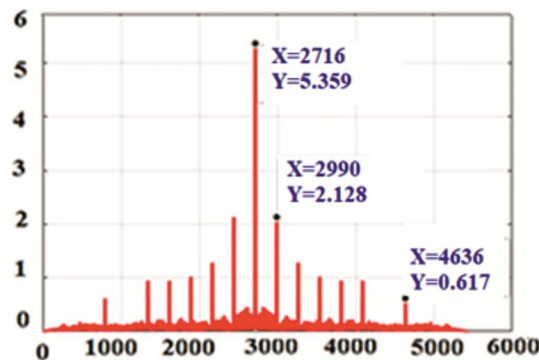
б). Апериодические ВКФ 8 одинаковых последовательностей (m-DPSK, ZC, Fr) с $n = 128$ с инверсией первой последовательности, заполняющих символ PSS и



а)



б)



в)

Рис. 3. а) АКФ PSS наconcatенации $Fr(31,64)+Fr(11,64)$; б) АКФ PSS на последовательностях $ZC(51,127)+0$; в) АКФ PSS на m -последовательностях с DPSK модуляцией

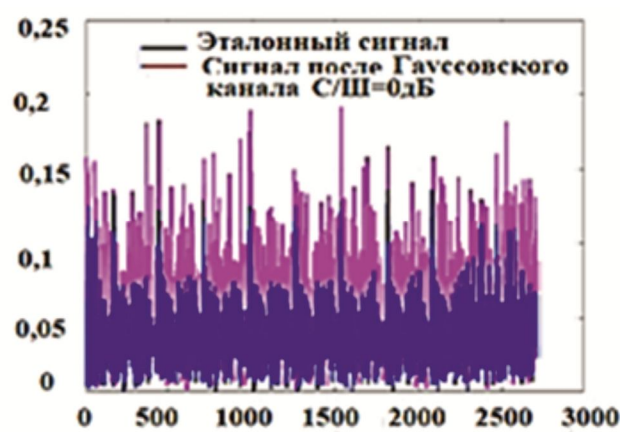
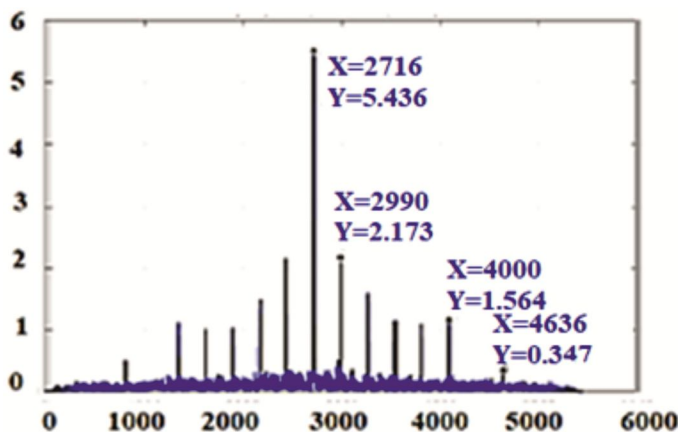


Рис. 4. С левой стороны - ВКФ PSS, исходного и прошедшего через Гауссовский канал с ОСШ = 0 дБ. PSS сформирован из конкатенированных последовательностей Фрэнка $Fr(31,64)$, $Fr(11,64)$; с правой стороны – символ PSS с OFDM модуляцией во временном домене до (синий цвет) и после (красный цвет) прохождения Гауссовского канала с ОСШ = 0 дБ.

тех же конфигураций последовательностей, прошедших модель Гауссовского канала с вариантами ОСШ = 0 дБ, 10 дБ, 20 дБ;

На рис. 4 представлен пример «гребенки» ВКФ PSS, построенного на OFDM сигналах последовательностей Фрэнка 8×128 элементов $Fr(31,64)+Fr(11,64)$ до и после прохождения Гауссовского канала с ОСШ = 0 дБ, использованного для моделирования ВКФ.

На рис. 5 представлен график зависимости MF ВКФ PSS, построенного на OFDM сигналах подпоследовательностей Фрэнка $Fr(31,64)+Fr(11,64)$, Задова-Чу $ZC(51,127)+0$ и m -DPSK(128) в зависимости от ОСШ Гауссовского канала. ВКФ вычислялись между парами одинаковых OFDM сигналов исследуемых последовательностей, исходных и прошедших Гауссовский канал.

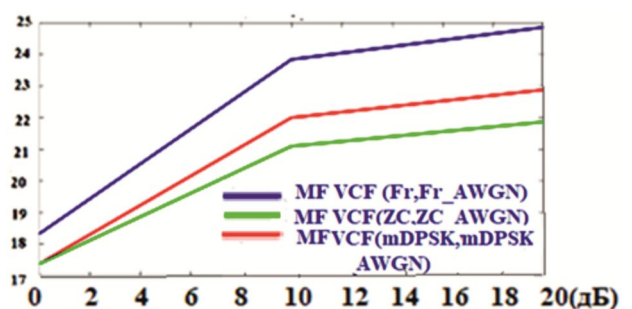


Рис. 5. График зависимости MF ВКФ от ОСШ Гауссовского канала для эталонных OFDM сигналов последовательностей $Fr(31,64)+Fr(11,64)$ – синий цвет, m -DPSK(128) – красный цвет и $ZC(51,127)+0$ – зеленый цвет при их прохождении модели канала в среде моделирования MATLAB

Таблица 1. Результаты вычислений MF ВКФ PSS, построенного на последовательностях Fr, ZC и m-DPSK в зависимости от ОСШ Гауссовского канала

PSS seq / MF аperiодических ВКФ Гауссовский канал	PSS на последовательностях Fr(31,64)+(11,64)	PSS на m-последовательности с модуляцией DPSK($\pi/2$)	PSS на последовательности ZC(51,127)+0
MF_ВКФ (ОСШ=0дБ)	18.3193	17.3683	17.3647
MF_ВКФ (ОСШ=10дБ)	23.8361	21.9954	21.0919
MF_ВКФ (ОСШ=20дБ)	24.8553	22.8789	21.8626

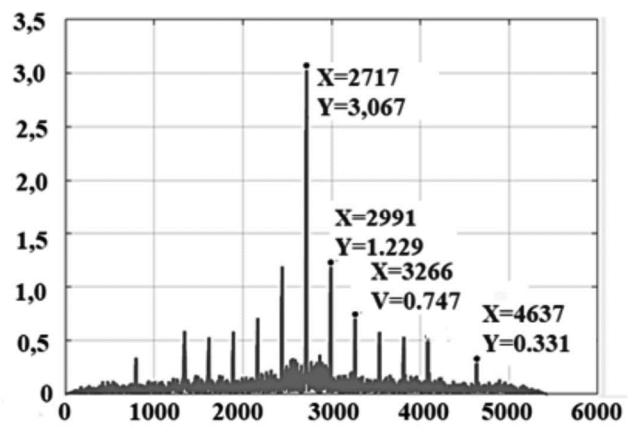
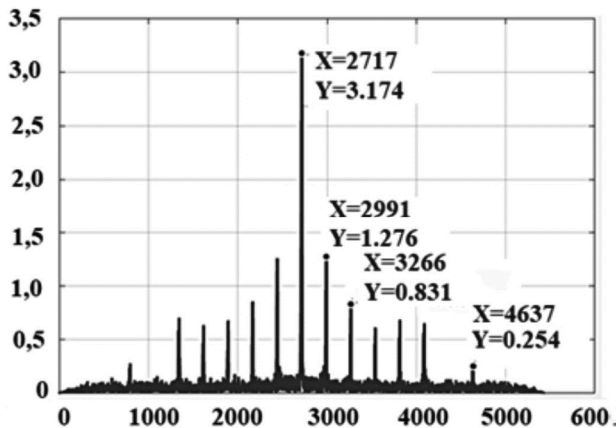


Рис. 6. С левой стороны – ВКФ PSS (Fr); с правой стороны – ВКФ PSS (m-DPSK)

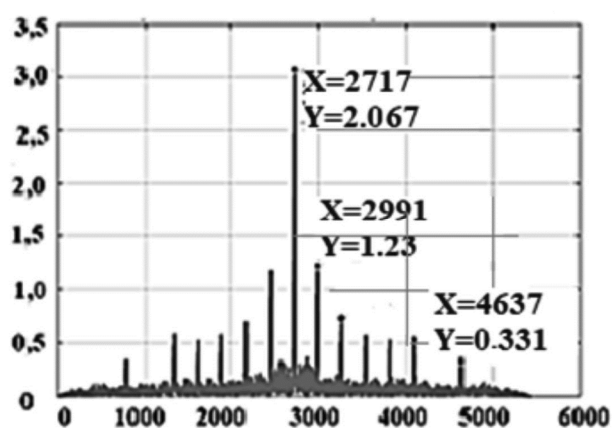
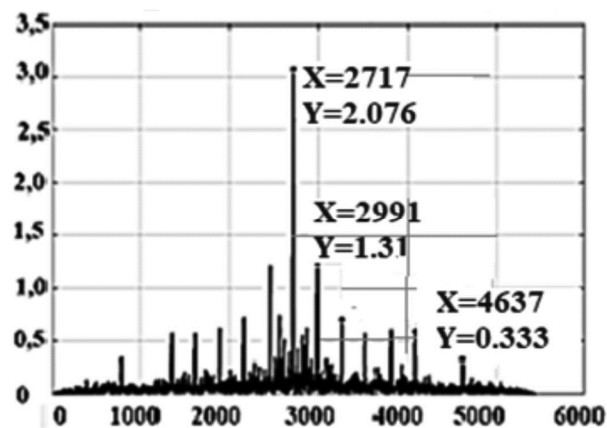


Рис. 7. С левой стороны – ВКФ PSS (ZC); с правой стороны – ВКФ PSS (m-DPSK)

Таблица 2. Результаты вычислений MF аperiодических АКФ и ВКФ PSS, построенного на последовательностях ZC, Fr, m-DPSK в идеальном и Рэлеевском канале с задержками ETU, EVA

Аperiодические АКФ/ВКФ ZC, Fr, m-DPSK	АКФ (m-DPSK)	АКФ (Frank)	АКФ (ZC)	ВКФ (m-DPSK) (ETU)	ВКФ (Fr) (ETU)	ВКФ (ZC) (ETU)	ВКФ (m-DPSK) (EVA)	ВКФ (Fr) (EVA)	ВКФ (ZC) (EVA)
MF _{АКФ}	22.985	24.807	21.48						
MF _{ВКФ}				13.517	16.680	13.351	20.061	22.695	18.678

В табл. 1 представлены результаты вычислений MF ВКФ PSS, построенного на последовательностях Фрэнка Fr(31,64)+Fr(11,64), Задова-Чу ZC(51,127)+0 и m-DPSK(128) в зависимости от ОСШ Гауссовского канала.

в). Аperiодические ВКФ 8 одинаковых последовательностей (m-DPSK, ZC, Fr) с $n = 128$, с инверсией первой последовательности, заполняющих символ PSS и тех же конфигураций последовательностей, прошедших модель Рэлеевского канала с вариантом профилей задержек ETU, EVA и параметрах канала ОСШ = 10 дБ, $F_{доп} = 50$ Гц.

На рис. 6 представлена «гребенка» ВКФ PSS, построенного на OFDM сигналах последовательностей Фрэнка 8x128 элементов Fr(31,64)+Fr(11,64) – синий

цвет графика, m-DPSK(128) – красный цвет. Взаимно-корреляционные функции построены на исходных OFDM сигналах последовательностей Фрэнка и m-последовательностей с модуляцией DPSK и тех же последовательностях, прошедших модель Рэлеевского канала MATLAB с профилями задержек ETU

На рис. 7 представлена «гребенка» ВКФ PSS, построенного на OFDM сигналах последовательностей Задова-Чу ZC(51,127)+0 – черный цвет графика, m-DPSK(128) – красный цвет. ВКФ построены на исходных OFDM сигналах Задова-Чу и m-последовательностей с модуляцией DPSK и тех же OFDM сигналах, прошедших модель Рэлеевского канала MATLAB с профилями задержек ETU.

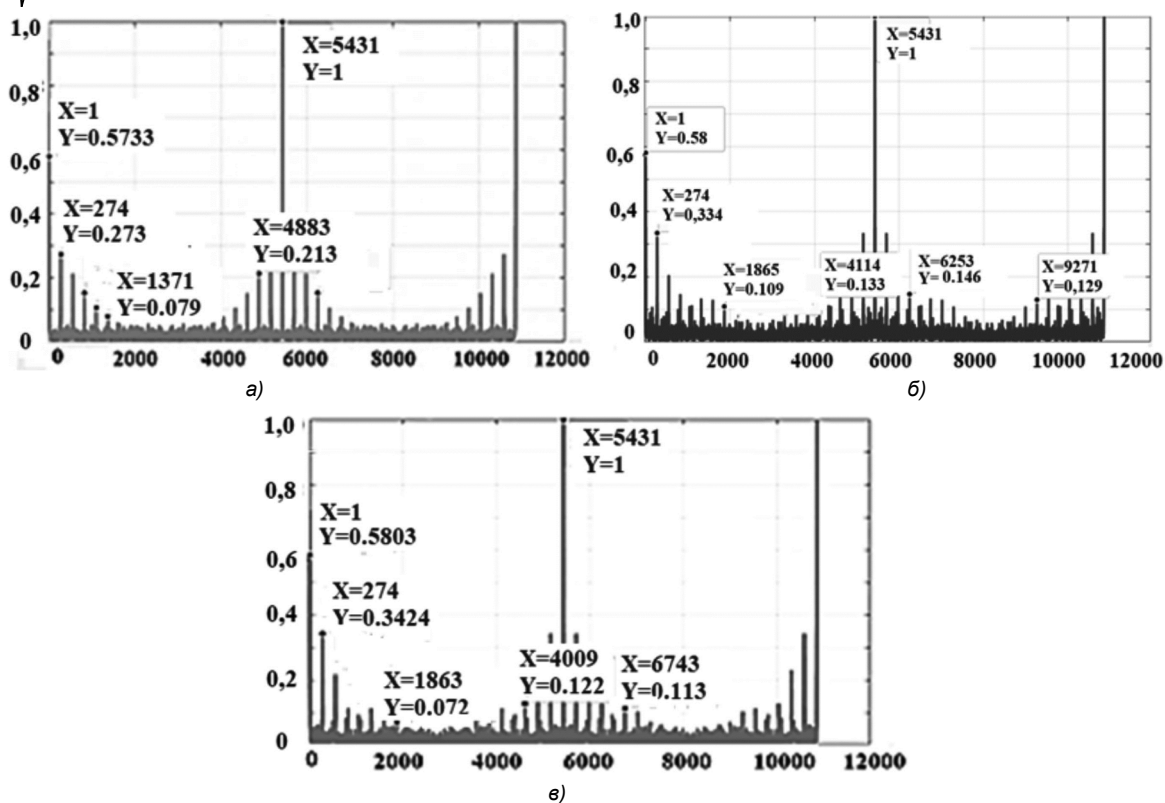


Рис. 8. а) Циклическая АКФ PSS, построенного на конкатенации Fr (13,64)+Fr(11,64);
 б) Циклическая АКФ PSS, построенного на последовательности ZC (51,127)+0;
 в) Циклическая АКФ PSS, построенного на m -последовательности с DPSK-модуляцией

Таблица 3. Результаты вычислений MF, PAPR для АКФ m -DPSK, ZC, Fr

Циклическая АКФ (ZC, Fr, m -DPSK) ETU	АКФ (m -DPSK)	АКФ(Frank)	АКФ(ZC)
MF	26.1349	26.1687	22.8402
PAPR	3.7196	3.4716	3.5828

В табл. 2 представлены результаты вычислений мерит-факторов АКФ и ВКФ PSS, построенного на последовательностях Фрэнка Fr(31,64)+Fr(11,64), Задова-Чу ZC(51,127)+0 и m -DPSK(128) без прохождения канала (АКФ) и при прохождении Рэлеевского канала (ВКФ) с профилями задержек ETU, EVA.

Для последовательностей Фрэнка отклонение от идеального временного положения пиков ВКФ $\pm 1..2$ выборки приходится на 10...12 пиков из 13, для последовательностей Задова-Чу – на 6...10 пиков из 13, для m -последовательностей с DPSK модуляцией – на 10...12 пиков из 13. Следует учесть, что при более точном «попадании» пиков АКФ, ВКФ для последовательностей ZC в точки идеального временного положения пиков, боковые лепестки вблизи центрального пика АКФ, ВКФ ZC соразмерны по амплитуде с пиками «гребенки» АКФ, ВКФ (см. рис. 3,4,6,7), что снижает MF АКФ, ВКФ ZC и не характерно для последовательностей Фрэнка и m -последовательностей с DPSK модуляцией.

г). Циклические ВКФ 8 одинаковых последовательностей (m -DPSK, Fr, ZC) с $n = 128$ с инверсией первой последовательности, заполняющих символ PSS и тех же конфигураций последовательностей, прошедших модель Рэлеевского канала с вариантом профилей задержек плотной городской застройки (ETU) и параметрах канала ОСШ = 10 дБ, $F_{dop} = 50$ Гц.

На рис. 8, а, б, в представлены циклические АКФ PSS для моделей двух последовательно поступающих усеченных DL кадров с OFDM модуляцией символа PSS, построенного на последовательностях 8x128 элементов Задова-Чу ZC(51,127) – синий цвет графика, Фрэнка Fr(13,64)+Fr(11,64) – сиреневый цвет графика, m -DPSK(128) – красный цвет. ВКФ построены на исходных OFDM сигналах Фрэнка, Задова-Чу и m -последовательностей с модуляцией DPSK и тех же OFDM сигналах, прошедших модель Рэлеевского канала MATLAB с профилями задержек ETU.

В табл. 3 представлены результаты вычислений MF циклических АКФ OFDM символов моделей усеченных кадров DL с PSS, построенного на последовательностях Фрэнка Fr(13,64)+Fr(11,64), Задова-Чу ZC(51,127)+0 и m -DPSK(128) при прохождении Рэлеевского канала с профилями задержек ETU и пик-факторов (PAPR) DL кадров с символами PSS.

Заключение

По результатам моделирования прохождения DL кадров с OFDM символами PSS, построенными согласно формированию синхросигнала PSS низкоорбитальной системы спутниковой связи [1] на 8 подпоследовательностях длиной по 128 элементов с различными вариантами подпоследовательностей: Фрэнка, Задова-Чу и

исходной последовательности PSS – m -последовательности с модуляцией DPSK ($d\varphi = \pi/2$) наибольшая величина мерит-фактора при наименьшей величине пик-фактора сигналов кадра – для случая заполнения PSS 8 подпоследовательностями, сформированными 2-я конкатенированными последовательностями Фрэнка длиной по 64 элемента и параметром p в вариантах $p = 11, 13, 31$ (см. табл. 1, 2, 3). В статье не ставилась цель выбора наилучшей последовательности Фрэнка по параметру p : уровень боковых лепестков АКФ последовательностей Фрэнка ниже, чем для выбранной (либо любой другой) последовательности Задова-Чу с $N = 127$; к тому же, апериодическая АКФ Фрэнка равна 0 с периодом \sqrt{N} [14] (рис. 1, с. 44). Из этого следует вывод о предпочтении применения последовательностей Фрэнка или их комбинаций для заполнения синхросигнала PSS кадра низкоорбитальной системы спутниковой связи для повышения скорости синхронизации как в Гауссовском канале связи для больших высот расположения спутников, так и при низком расположении спутников в системах LEO-to-Earth и «Умный город» при работе в условиях Рэлеевского канала.

Литература

1. Humphreys T.E., Iannucci P.A., Komodromos Z.M., Graff A.M. Signal Structure of the Starlink Ku-Band Downlink. The University of Texas at Austin: August 2023 version of paper published in TAES
2. Dinan E. H., Jabbari B. Spreading codes for direct sequence cdma and wideband cdma cellular networks. IEEE communications magazine: 1998, vol. 36, no. 9, pp. 48-54.
3. Winters J. Differential detection with intersymbol interference and frequency uncertainty. IEEE Transactions on Communications: 1984, vol. 32, no 1, pp. 25-33.
4. Григорьев Е.К. Анализ корреляционных характеристик новых кодовых последовательностей, основанных на персимметричных квазиортогональных циркулянтах. Труды учебных заведений связи, 2022., т. 8, № 2., с. 83-90.
5. Потехин Е.Н., Шувалов А.С., Леухин А.Н. Методы и результаты синтеза апериодических бинарных последовательностей и многофазных последовательностей Баркера. Цифровая Обработка Сигналов, № 4, 2013, с. 45-54.
6. Пехтерев С. В., Макаренко С.И., Ковальский А.А. Описательная модель системы спутниковой связи Starlink. Системы управления, связи и безопасности, № 4, 2022, 220с.
7. Степанец В. Применение спутниковой связи Starlink. Курс военного пользователя, 267с., e-mail: volodymyr@stepanets.eu
8. Peng G., Li R., He Y., Han Z. Timing and Frequency Synchronization Using CAZAC Sequences for OFDM Systems. Sensors 2023, 23, 3168. [Электронный ресурс] – Режим доступа: <https://doi.org/10.3390/s23063168>; <https://www.mdpi.com/journal/sensors> (дата обращения: 15-03-2023).
9. Некогерентное обнаружение [Электронный ресурс] Режим доступа: <https://siblec.ru/telekommunikatsii/teoreticheskie-osnovy-tsifrovoy-svyazi/4-polosovaya-modulyatsiya-i-demodulyatsiya/4-5-nekogerentno> (дата обращения: 21-01-2024).
10. Гельгор А.Л., Попов Е.А. Технология LTE мобильной передачи данных. С-Пб.: Издательство политехнического университета, 2011.
11. ETSI TS 136 211 V10.0.0 (2011-01) Technical Specification. European Telecommunications Standards Institute, LTE; Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Physical channels and modulation (3GPP TS 36.211 version 10.0.0 Release 10), 2011, 104 с.
12. 3GPP TS 36.101 V11.5.0 (2013-07) Technical Specification Technical Specification. – European Telecommunications Standards Institute, Radio Access Network; Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); User Equipment (UE) radio transmission and reception (3GPP TS 36.101 V11.5.0 (2013-07) Release 11), 2013, 446 с.
13. Chu D. Polyphase codes with good correlation properties. IEEE Transactions of information Theory, vol. 18, no. 4, 1972, pp. 531-532.
14. Frank R.L Polyphase Codes with Good Nonperiodic Correlation Properties. IEEE TRANSACTIONS ON INFORMATION THEORY, 1963, pp. 43-45.
15. Многофазные сигналы. Сигналы Фрэнка. [Электронный ресурс] Режим доступа: https://scask.ru/n_book_ssn.php?id=23&3.8. Многофазные сигналы. Сигналы Фрэнка (scask.ru) (дата обращения: 23-05-2022)
16. Frank R.L., Zadoff S.A. Phase shift pulse codes with good periodic correlation properties. IRE Trans. Inform. Theory (Corresp.), vol. IT-S, 1962, pp. 381-382.

НОВЫЕ КНИГИ

Витязев В.В., Волченков В.А., Овинников А.А., Лихобабин Е.А.

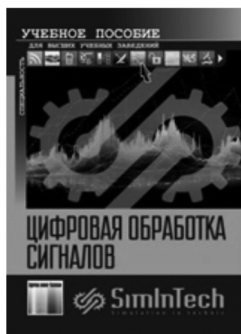
Цифровая обработка сигналов: Учебное издание для вузов, М.: Изд-во «Горячая линия-Телеком», 2023 г. 188 с.: ил.

Рекомендовано Научно-методическим советом ФГБОУ ВО «Рязанский государственный Радиотехнический университет им. В.Ф. Уткина» в качестве учебного пособия для студентов обучающихся по программе высшего образования по направлениям 11.03.01 – «Радиотехника» и 11.03.02 – «Инфокоммуникационные технологии и системы связи», магистров по 09.04.04 – «Программная инженерия» и специалистов по специальности 12.05.01 – «Электронные и оптико-электронные приборы и системы специального назначения».

Изложены общие принципы цифровой обработки сигналов. Основное внимание уделено проектированию цифровых фильтров в классе КИХ- и БИХ-цепей. Приводятся теоретические сведения, касающиеся характеристик фильтров, приводятся подробные примеры их проектирования и анализа их характеристик. Рассматриваются инструменты моделирования прохождения сигналов через цифровые фильтры в среде SimInTech. Использование среды SimInTech для проектирования цифровых фильтров и моделирования прохождения сигналов через них

отличает данное учебное издание от имеющейся учебной литературы в данной области.

Для студентов, обучающихся по направлениям 11.03.01 – «Радиотехника» и 11.03.02 – «Инфокоммуникационные технологии и системы связи» и специальности 12.05.01 – «Электронные и оптико-электронные приборы и системы специального назначения», и магистрантов, обучающихся по направлению 09.04.04 – «Программная инженерия», может представлять интерес для специалистов.



УЛУЧШЕНИЕ КАЧЕСТВА ТЕПЛОВИЗИОННЫХ ИЗОБРАЖЕНИЙ С ТОЧЕЧНЫМИ ИСТОЧНИКАМИ ИЗЛУЧЕНИЯ

Бехтин Ю.С., д.т.н., профессор кафедры автоматики и информационных технологий в управлении, ФГБОУ ВО «Рязанский государственный радиотехнический университет им. В.Ф. Уткина» (РГРТУ), e-mail: yuri.bekhtin@yandex.ru

Ильин А.А., аспирант очной аспирантуры при ФГБОУ ВО «Рязанский государственный радиотехнический университет им. В.Ф. Уткина» (РГРТУ), e-mail: for-ide@mail.ru

IMPROVING THE QUALITY OF INFRARED IMAGES WITH POINT SOURCES

Bekhtin Yu.S., Ilyin A.A.

The method of two-dimensional processing of the infrared (IR) sensor output signals when forming a frame with point sources is considered. The method improves the quality of the output frame and allows detecting the point sources during the scanning process, while the energy of the light spot of which is distributed over four to neighboring photosensitive squares. The experimental results have also shown improving the shape of the IR sensor reaction on the point sources and increasing the output signal-to-noise ratio in the presence of fixed pattern noises.

Key words: infrared sensor, photosensitive element, line of photo-elements, point source, probabilistic relay.

Ключевые слова: тепловизионный приемник, фоточувствительный элемент, линейка фотозащитных элементов, фоточувствительная площадка, точечный источник излучения, вероятностное реле.

Введение

Тепловизионные приемники (ТП) широко применяются в различных областях народного хозяйства, где возникает задача селекции и определения местоположения точечных источников излучения (ТИИ) [1]. В качестве примеров можно привести обнаружение утечек на газопроводах, устройств робототехники с управляющими сигналами в форме последовательностей ТИИ, обнаружение потерявшихся людей, структурированную подсветку при формировании трехмерных изображений деталей и др. Понятие ТИИ часто используется в теории пеленгации и радиолокации [2]. ТИИ представляет собой источник излучения электромагнитного сигнала, образ которого описывается двумерной унимодальной функцией, и положение максимума которой определяют координаты ТИИ. В общем случае селекция ТИИ и оценка его координат производится в кадре изображения, формируемого на выходе ТП, который содержит другие протяженные объекты и искажен воздействием как внешних, так и внутренних специфических шумов ТП [6-12].

Большинство методов обработки изображений ТП с ТИИ основано на различных модификациях алгоритмов одномерной согласованной фильтрации, корреляционно-экстремальной обработке и т.п. При этом обычно полагают, что шумы ТП не коррелированы, фон и структурная помеха либо отсутствуют, либо удалены [6-12]. Однако в ряде разработок оптико-электронных сканирующих систем с ТП, которые содержат двухрядные линейки фоточувствительных элементов (ФЧЭ), подобные предположения оказываются недопустимыми по следующим причинам. Во-первых, поскольку диаметр

Рассматривается метод двумерной обработки выходных сигналов фоточувствительной линейки тепловизионного приемника (ТП) при формировании кадра с точечными источниками излучения (ТИИ). Метод позволяет в процессе сканирования обнаруживать ТИИ, энергия светового пятна которого распределяется по четырем соседним фоточувствительным площадкам линейки, а также улучшать форму реакции ТП на ТИИ и выходное отношение сигнал-шум при наличии специфических шумов ТП.

пятна рассеяния от ТИИ согласован с размером фоточувствительной площадки (ФЧП) ФЧЭ, то происходит распределение энергии светового пятна по соседним ФЧП, приводящее к значительному снижению отношения сигнал-шум. Во-вторых, т.н. тепловые шумы в каждом электронном канале соответствующего ФЧЭ оказываются сильно коррелированными из-за относительно большого значения постоянной времени ФЧЭ. В-третьих, имеет место значительная по величине структурная помеха, обусловленная действием темнового тока ТП, которая проявляется в виде медленно меняющейся низкочастотной помехи. В-четвертых, коэффициент передачи по каждому каналу ТП не равен условной единице, что вынуждает проводить периодическую калибровку ТП. Наконец, типичной является ситуация, когда реакция от ТИИ представляется ограниченным числом дискретных отсчетов. Смещение максимума импульсного сигнала относительно моментов выборки приводит к снижению отношения сигнал-шум.

Предлагаемый ниже двумерный метод повышения качества изображений за счет стабилизации формы и амплитуды канальных импульсов от ТИИ в ТП с двухрядными линейками ФЧЭ является попыткой в полной мере учесть отмеченные выше особенности формирования кадра изображения ТП. Техническая реализация метода в виде встроенного аналого-цифрового модуля ТП обеспечивала бы последующее определение параметров ТИИ «классическими» средствами цифровой обработки изображений.

Постановка задачи

Поставим задачу обработки информации с ТП с двухрядными линейками ФЧЭ, которые преобразуют световые сигналы от ТИИ в электрические импульсы колоколообразной формы, стабилизируемые на уровне единицы.

Действие электронного коммутатора, опрашивающего линейки ТП, приводит к тому, что полезный импульс суммируется с помехой C_n , значение которой определяется рабочей точкой ФПУ, и некоррелированным гауссовским шумом ξ_n . Таким образом, необходимо обнаружить и стабилизировать импульсы на уровне единицы.

Рассмотрение алгоритма будем вести в дискретном времени с интервалом дискретизации Δt , превышающим интервал дискретизации для шума ξ_n . В качестве типового импульсного сигнала рассмотрим импульс, форма которых есть \sin^2 и амплитуда которых должна быть стабилизирована на уровне единицы, как в [13].

Для математического описания сигнала введем множество состояний сигнала:

$$\theta = \{V_0, V_1\},$$

где V_0 означает отсутствие импульса, или существование импульса на уровне ниже порога m ; V_1 – превышение импульсом порога m .

Выделение импульсного сигнала сводится в этом случае к нахождению для каждого дискретного момента t_n функции $v(\theta_n)$, имеющий вид:

$$v(\theta_n) = \begin{cases} 0, & \text{при } \theta_n = V_0 \\ 1, & \text{при } \theta_n = V_1 \end{cases}.$$

Метод селекции и восстановления канальных импульсов

Обозначим амплитуду импульса через l_n . Тогда наблюдаемый сигнал будет иметь вид:

$$Z_n = l_n v(\theta_n) + C_n + \xi_n, \quad (1)$$

где ξ_n – гауссовский шум. При этом

$$\overline{\xi_n^2} = \sigma^2; \quad \overline{\xi_i \xi_j} = 0; \quad D\{l_n\} = \sigma_l^2; \quad D\{C_n\} = \sigma_c^2.$$

Последовательный опрос электронным коммутатором приводит к тому, что образуется поле дискретных отсчётов размером $M \times N$. Тогда соотношение (1) запишем при рассмотрении в двумерном пространстве:

$$Z_{ij} = l_{ij} v(\theta_{ij}) + C_{ij} + \xi_{ij}. \quad (2)$$

Обработку отсчётов Z_{ij} будем вести следующим образом. Пусть сигнал Z_{ij} поступает на дифференцирующее звено с передаточной функцией:

$$W(p) = \frac{z(p)}{Z(p)} = \frac{T_1 T_2 p^2 + T_1 p + T_2 p}{T_1 T_2 p^2 + T_1 p + T_2 p + 1}, \quad (3)$$

где $p^2 = \frac{\partial}{\partial x \partial y}$; $p = \frac{\partial}{\partial x} \left(\frac{\partial}{\partial y} \right)$,

где T_1, T_2 – постоянные времени RC-цепи.

Обозначим $\frac{1}{T_2} = \beta$; $\frac{1}{T_1} = \alpha$; $z(p)$ – выходной сигнал

звена.

Раскрывая (3) и переходя к дискретным отсчётам, получим:

$$z_{ij} = K^1 z_{i-1,j} + K^2 z_{i,j-1} - K^1 K^2 z_{i-1,j-1} + Z_{ij} - K^1 Z_{i-1,j} - K^2 Z_{i,j-1} + (K^1 K^2 - 1) Z_{i-1,j-1}, \quad (4)$$

где $K^1 = 1 - \alpha$; $K^2 = 1 - \beta$.

Как известно, дифференцирующее звено не пропускает постоянную составляющую входного сигнала, но зато ослабляет амплитуду полезного сигнала и искажает его форму. Изменяя коэффициенты K^1, K^2 определённым образом, можно убрать помеху C_n , восстановить форму и амплитуду импульса. Выражение (4) запишем в ином виде:

$$z_{ij} = K^1 z_{i-1,j} + K^2 z_{i,j-1} - K^1 K^2 z_{i-1,j-1} + \Delta Z_{ij}, \quad (5)$$

где $\Delta Z_{ij} = Z_{ij} - K^1 Z_{i-1,j} - K^2 Z_{i,j-1} + (K^1 + K^2 - 1) Z_{i-1,j-1}$.

Подставим (2) в (5) и рассмотрим отдельно слагаемые при помехе C_n , учитывая, что величина C_n остается постоянной для каждого ФЧЭ, т.е.

$$C_{i-1,j-1} = C_{i-1,j}; \quad C_{i,j-1} = C_{i,j}. \quad (6)$$

Тогда имеем:

$$\Delta Z_{ij} = l_{ij} v(\theta_{ij}) - K^1 l_{i-1,j} v(\theta_{i-1,j}) - K^2 l_{i,j-1} v(\theta_{i,j-1}) + (K^1 + K^2 - 1) l_{i-1,j-1} v(\theta_{i-1,j-1}) + (1 - K^2)(C_{i-1,j-1} - C_{i,j}) + \xi_{ij},$$

где $\zeta_{ij} = \xi_{ij} - K^1 \xi_{i-1,j} - K^2 \xi_{i,j-1} + (K^1 + K^2 - 1) \xi_{i-1,j-1}$. (7)

Из выражения (7) нетрудно увидеть, что полагая $K^2 = 1$, мы исключим влияние постоянной составляющей на выходной сигнал звена. Тогда выражение (5) преобразуется к следующему виду:

$$z_{ij} = K^1 (z_{i-1,j} - z_{i-1,j-1} - Z_{i-1,j} + Z_{i-1,j-1}) + z_{i,j-1} - Z_{i,j-1} + Z_{ij}. \quad (8)$$

Опрос электронным коммутатором осуществляется по строкам информационного поля $M \times N$; поэтому есть смысл перейти к одномерным (строчным) координатам, т.к. всегда идет обработка одного элемента (отсчета), тогда как другие необходимые отсчеты хранятся во внешней памяти. Введем новые переменные:

$$\bar{S}_n = (z_{i-1,j} - z_{i-1,j-1} - Z_{i-1,j} + Z_{i-1,j-1});$$

$$\bar{z}_n = K_{n-1}^1 \bar{S}_n + z_{i,j-1} - Z_{i,j-1};$$

$$z_{ij} = z_n; \quad Z_{ij} = Z_n.$$

Тогда (8) можно записать:

$$z_n = \bar{z}_n + Z_n. \quad (9)$$

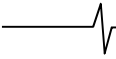
Нетрудно видеть, что:

$$\bar{z}_n = K^1 \bar{S}_n + \bar{z}_{n-1}, \quad \text{где } \bar{z}_{n-1} = z_{i,j-1} - Z_{i,j-1}.$$

В итоге получаем,

$$z_n = K^1 \bar{S}_n + \bar{z}_{n-1} + Z_n. \quad (10)$$

При подаче на выход звена сигнала Z_n мы уже имеем установленные ранее (т.е. на предыдущем такте) коэффициенты K_{n-1}^1, K_{n-1}^2 . Задача заключается в том, что при наличии импульса в сигнале Z_n (т.е. $K(\theta_n) = 1$),



необходимо найти такие оптимальные значения K_n^1 и K_n^2 , чтобы осуществилась стабилизация полезного сигнала на уровне условной единицы. Для этого рассмотрим работу дифференцирующего звена (рис. 1) при подаче на его вход сигнала без аддитивной помехи, т.е.

$$\tilde{Z}_n = I_n + C_n \text{ при } v(\theta_n) = 1.$$

Чтобы «подтянуть» точку В к точке С, необходимо выполнить два условия:

1) $\tilde{Z}_n + [CD] = 1$, где $[CD]$ – отрицательно определенная величина. Другими словами, отрезок $[CD]$ на рис. 1 представляет собой отклонение стабилизированного (то есть восстановленного) импульсного сигнала от наблюдаемого входного сигнала.

Тогда необходимо определить $[CD]$. Если на следующем такте установить такой K_n^1 , что

$$2) K_n^1 \bar{S}_n + \bar{z}_n = [CD],$$

то можно найти условие пересчета коэффициента K_n^1 на следующий такт:

$$K_n^1 \bar{S}_n + \bar{z}_n + I_n + C_n = 1. \quad (11)$$

Поскольку $\bar{z}_n = K_{n-1}^1 \bar{S}_n + \bar{z}_{n-1}$, то условие (11) запишется так:

$$K_n^1 \bar{S}_n + K_{n-1}^1 \bar{S}_n + \bar{z}_{n-1} + I_n + C_n = 1. \quad (12)$$

Из выражения (12) находим K_{n-1}^1 :

$$K_{n-1}^1 = \frac{1 - I_n - C_n - \bar{z}_{n-1} - K_n^1 \bar{S}_n}{\bar{S}_n}. \quad (13)$$

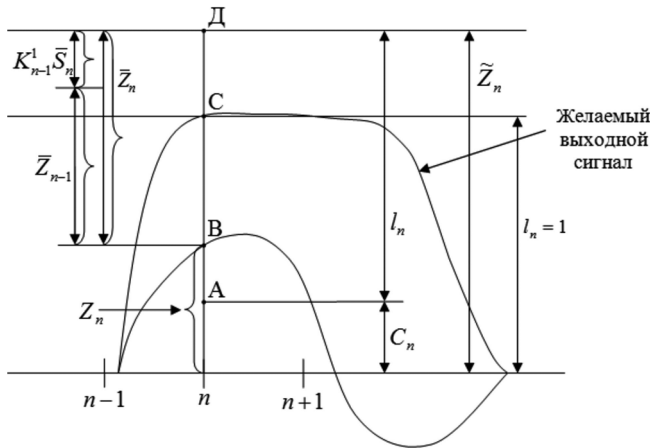


Рис. 1. Иллюстрация работы дифференцирующего звена

Обозначим через V_n и \hat{I}_n оценки состояния сигнала $v(\theta_n)$ и амплитуды I_n стабилизированного сигнала соответственно. Введем в рассмотрение ошибки ε_v , ε_I , ε_{K_1} , ε_{K_2} в оценке величин $v(\theta_n)$, I_n и требуемых, согласно (7) и (13) коэффициентов передачи K_n^1 и K_n^2 . При этом примем во внимание, что информация об амплитуде импульсов, а, значит, возможность оценивать их амплитуду и управлять коэффициентами передачи звена имеется только тогда, когда $v(\theta_n) = 1$. При отсутствии импульсов ($v(\theta_n) = 0$) информация об амплитуде

импульса отсутствует и, следовательно, не имеется никаких оснований изменять ранее полученную оценку амплитуды импульсов и уже установленные коэффициенты передачи. В связи с этим в качестве ошибки в определении оценок V_n , I_n , K_n^1 и K_n^2 примем следующие величины:

$$\varepsilon_v = (V_n - 1)v(\theta_n) + V_n(1 - v(\theta_n));$$

$$\varepsilon_I = (\hat{I}_n - I_n)v(\theta_n) + (\hat{I}_n - \hat{I}_{n-1})[1 - v(\theta_n)];$$

$$\varepsilon_{K_1} = \left(\frac{1 - I_n - C_n - K_{n-1}^1 \bar{S}_n - \bar{z}_{n-1} - K_n^1}{\bar{S}_n} \right) \times v(\theta_n) + (K_n^1 - K_{n-1}^1)[1 - v(\theta_n)];$$

$$\varepsilon_{K_2} = (1 - K_{n-1}^2)v(\theta_n) + (K_n^2 - K_{n-1}^2)[1 - v(\theta_n)]. \quad (14)$$

Действие аддитивной помехи ξ_n в сигнале z_n приводит к тому, что ошибки ε_v , ε_I , ε_{K_1} , ε_{K_2} будут случайными величинами, зависящими от состояния сигнала θ_n , действительной амплитуды импульса I_n , величины помехи C_n , и при данном результате наблюдения z_n будут иметь условное распределение вероятностей [3]:

$$P(I_n, \theta_n, C_n | Z_n) = P(z_n | I_n, \theta_n, C_n) P(I_n) \times P(C_n) \cdot \xi(\theta_n) \frac{1}{P(z_n)}. \quad (15)$$

Будем полагать, что помеха ε_n является гауссовой с нулевым математическим ожиданием и дисперсией σ^2 , т.е. имеет плотность распределения вероятностей:

$$W(\xi_n) = N_{\xi}(0, \sigma^2), \text{ или } W(\xi_n) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma^2} e^{-\frac{\xi_n^2}{2\sigma^2}}.$$

Учитывая при этом, что согласно (1) и (9) будет:

$$\xi_n = z_n - \bar{z}_n - I_n v(\theta_n) - C_n,$$

то для вероятности $P(z_n | I_n, \theta_n, C_n)$ получаем выражение:

$$P(Z_n | I_n, \theta_n, C_n) = W[z_n - \bar{z}_n - I_n v(\theta_n) - C_n] = N_{Z_n}[I_n v(\theta_n) + C_n + \bar{z}_n, \sigma^2]$$

или

$$P(Z_n | I_n, \theta_n, C_n) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma^2} e^{-\frac{[z_n - I_n v(\theta_n) - \bar{z}_n - C_n]^2}{2\sigma^2}}. \quad (16)$$

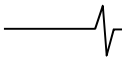
Будем считать, что I_n имеет нормальное распределение с математическим ожиданием \bar{I}_n и дисперсией σ_I^2 :

$$P(I_n) = N_{I_n}(\bar{I}_n, \sigma_I^2), \text{ или } P(I_n) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_I^2} e^{-\frac{(I_n - \bar{I}_n)^2}{2\sigma_I^2}}. \quad (17)$$

Будем считать, что помеха C_n также имеет нормальное распределение с математическим ожиданием \bar{C}_n и дисперсией σ_C^2 :

$$P(C_n) = N_{C_n}(\bar{C}_n, \sigma_C^2), \text{ или } P(C_n) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_C^2} e^{-\frac{(C_n - \bar{C}_n)^2}{2\sigma_C^2}}. \quad (18)$$

С учетом выражений (16), (17) и (18) соотношение (15) запишется в виде:



$$P(l_n, \theta_n, C_n | Z_n) = N_{Z_n} [\bar{l}_n v(\theta_n) + \bar{C}_n + \bar{z}_n, \sigma^2] N_{l_n} (\bar{l}_n, \sigma_l^2) N_{C_n} (\bar{C}_n, \sigma_C^2) \xi(\theta_n) \frac{1}{P(z_n)}. \quad (19)$$

Путем математических преобразований исключим величины l_n и C_n из первого сомножителя:

$$P(l_n, \theta_n, C_n | Z_n) = N_{Z_n} [\bar{z}_n + \bar{l}_n v(\theta_n) + \bar{C}_n, X_v^2] N_{l_n} (\tilde{m}_v, S_v^2) N_{C_n} (\tilde{d}_v, S_c^2) \xi(\theta_n) \frac{1}{P(z_n)}, \quad (20)$$

где

$$X_v^2 = v(\theta_n) \sigma_l^2 + \sigma_C^2 + \sigma^2; \quad S_v^2 = \frac{\sigma_l^2 \sigma^2}{\sigma_l^2 v(\theta_n) + \sigma^2}; \quad S_c^2 = \frac{\sigma_C^2 \sigma^2}{\sigma_C^2 \sigma^2};$$

$$m_v = \frac{\tilde{z}_n v(\theta_n) \sigma_l^2 + \bar{l}_n \sigma^2}{v(\theta_n) \sigma_l^2 + \sigma^2};$$

$$d_v = \frac{\tilde{z}_n \sigma_C^2 + \bar{C}_n \sigma^2}{\sigma_C^2 \sigma^2 + \sigma^2},$$

здесь $\tilde{z}_n = z_n - \bar{z}_n$.

В качестве критерия качества получаемых оценок примем выражение из средних квадратов ошибок, имеющих вид [3, 4]:

$$\bar{\varepsilon}_v^2 = \sum_{\theta_n} \int_{l_n} \int_{C_n} \varepsilon_v^2 P(l_n, \theta_n, C_n | Z_n) dl_n dC_n; \quad (21)$$

$$\bar{\varepsilon}_l^2 = \sum_{\theta_n} \int_{l_n} \int_{C_n} \varepsilon_l^2 P(l_n, \theta_n, C_n | Z_n) dl_n dC_n; \quad (22)$$

$$\bar{\varepsilon}_{k_1}^2 = \sum_{\theta_n} \int_{l_n} \int_{C_n} \varepsilon_{k_1}^2 P(l_n, \theta_n, C_n | Z_n) dl_n dC_n; \quad (23)$$

$$\bar{\varepsilon}_{k_2}^2 = \sum_{\theta_n} \int_{l_n} \int_{C_n} \varepsilon_{k_2}^2 P(l_n, \theta_n, C_n | Z_n) dl_n dC_n, \quad (24)$$

в которые вместо ε_v , ε_l , ε_{k_1} , ε_{k_2} и $P(l_n, \theta_n, C_n | Z_n)$ подставляем значения, определяемые соотношениями (14) и (20). Далее, беря частную производную от $\bar{\varepsilon}_v^2$ по V_n и приравняв нулю, получим выражение для оптимальной оценки V_n :

$$\bar{\varepsilon}_v^2 = \sum_{\theta_n} \int_{l_n} \int_{C_n} \varepsilon_v^2 P(l_n, \theta_n, C_n | Z_n) dl_n dC_n;$$

$$\frac{\partial \bar{\varepsilon}_v^2}{\partial V_n} = 0;$$

$$\sum_{\theta_n} \frac{\partial \bar{\varepsilon}_v^2}{\partial V_n} N_{z_n} (\bar{l}_n v(\theta_n) + \bar{C}_n + \bar{z}_n; \chi_v^2) \times$$

$$\times \int_{l_n} N_{l_n} (\tilde{m}_v, S_v^2) dl_n \int_{C_n} N_{C_n} (\tilde{d}_v, S_c^2) dC_n \cdot \xi(\theta_n) \frac{1}{P(z_n)} = 0.$$

Поскольку $\varepsilon_v^2 = [V_n - v(\theta_n)]^2$, то отсюда следует, что

$$\sum_{\theta_n} (V_n - v(\theta_n)) N_{z_n} (\bar{l}_n v(\theta_n) + \bar{C}_n + \bar{z}_n; \chi_v^2) \times$$

$$\times \int_{l_n} N_{l_n} (\tilde{m}_v, S_v^2) dl_n \int_{C_n} N_{C_n} (\tilde{d}_v, S_c^2) dC_n \cdot \xi(\theta_n) \frac{1}{P(z_n)} = 0,$$

где $\chi_v^2 = v(\theta_n) \sigma_l^2 + \sigma_C^2 + \sigma^2$.

Раскрывая знак суммы, получим выражение для оптимальной оценки V_n :

$$V_n = \frac{N_{z_n} (\bar{l}_n + \bar{C}_n + \bar{z}_n, \chi_1^2) \xi(V_1)}{N_{z_n} (\bar{C}_n + \bar{z}_n, \chi_0^2) \xi(V_0) + N_{z_n} (\bar{l}_n + \bar{C}_n + \bar{z}_n, \chi_1^2) \xi(V_1)}.$$

Нетрудно убедиться, что данное соотношение представляет собой формулу Байеса и величина V_n представляет собой априорную вероятность того, что импульсный сигнал в точке «n» находится в состоянии $\theta_n = V_1$, а вероятность $\xi(V_1)$, которую удобно обозначить через \bar{V}_n , представляет собой априорную вероятность нахождения импульсного сигнала в этом состоянии.

Введем в рассмотрение отношение правдоподобия, определяемое соотношением:

$$\beta(z_n) = \frac{N_{z_n} (\bar{l}_n + \bar{C}_n + \bar{z}_n, \chi_1^2)}{N_{z_n} (\bar{C}_n + \bar{z}_n, \chi_0^2)},$$

где $\chi_1^2 = \sigma_l^2 + \sigma_C^2 + \sigma^2$; $\chi_0^2 = \sigma_C^2 + \sigma^2$.

Тогда выражение для V_n :

$$V_n = \frac{\beta(z_n) \bar{V}_n}{1 + [\beta(z_n) - 1] \bar{V}_n}. \quad (25)$$

Соотношение (25) представляет собой рекуррентный алгоритм порогового обнаружения интервала существования импульсного сигнала в условиях помех и получило название «вероятностного реле» [14].

Аналогичным образом, приравнявая нулю частные производные для величин \hat{l}_n , K_n^1 и K_n^2 из выражений (22), (23) и (24), приходим к следующим состояниям для определения оптимальных оценок \hat{l}_n , K_n^1 и K_n^2 :

$$\hat{l}_n = \tilde{m}_1 V_n + \hat{l}_{n-1} (1 - V_n); \quad (26)$$

$$K_n^1 = K_{n-1}^1 (1 - 2V_n) - V_n \left(\frac{\tilde{m}_1 + \tilde{d}_1 + \bar{z}_{n-1} - 1}{\bar{S}_n} \right); \quad (27)$$

$$K_n^2 = 1, \quad (28)$$

$$\text{где } m_1 = \frac{\tilde{z}_n \sigma_l^2 + \bar{l}_n \sigma^2}{\sigma_l^2 \sigma^2}; \quad d_1 = \frac{\tilde{z}_n \sigma_C^2 + \bar{C}_n \sigma^2}{\sigma_C^2 \sigma^2}.$$

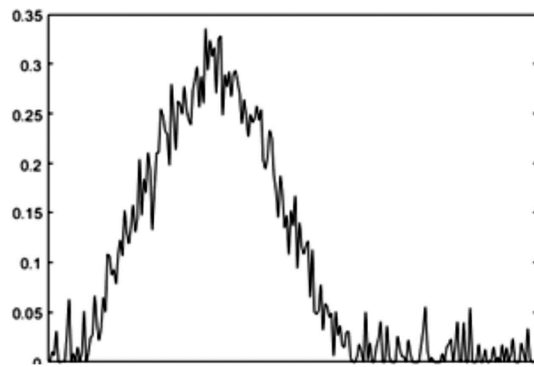
В полной форме алгоритм, который образуется последовательностью соотношений (25-28), оказывается достаточно сложным для практической реализации. Однако его можно упростить. При вычислении m_1 будем полагать $\bar{l}_n = 1$, тогда

$$m_1 - 1 = b(\tilde{z}_n - 1), \text{ где } b = 1 - W_1, \quad W_1 = \frac{\sigma^2}{\sigma_l^2 + \sigma^2}.$$

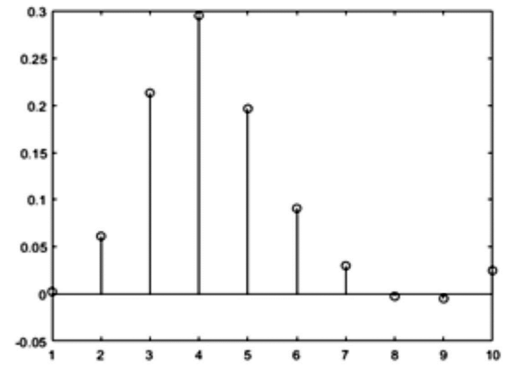
$$\text{Величина } d_1 = q_1 \bar{C}_n + (1 - q_1) \tilde{z}_n, \text{ где } q_1 = \frac{\sigma^2}{\sigma_l^2 + \sigma^2}.$$

Обозначим $1 - q_1 = g$, тогда

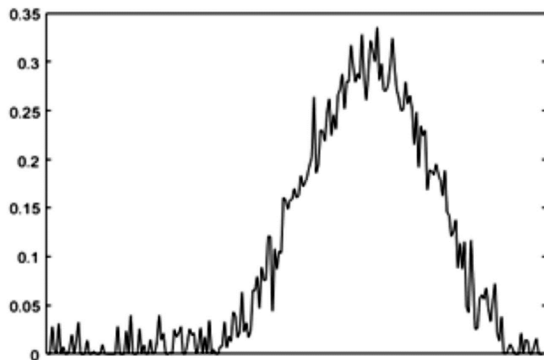
$$\begin{aligned} & \frac{[\tilde{z}_n - C_n - l_n v(\theta_n)]^2}{2S_{Z,v}^2} + \frac{(l_n - \tilde{m}_v)^2}{2S_v^2} + \frac{(C_n - \bar{C}_n)^2}{2\sigma_C^2} = \\ & = \frac{[\tilde{z}_n - C_n - l_n v(\theta_n)]^2}{2S_{Z,v}^2} + \frac{C_n^2 - 2\tilde{z}_n C_n + 2\tilde{z}_n \bar{C}_n - \bar{C}_n^2}{2S_{Z,v}^2} + \\ & + \frac{(C_n - \bar{C}_n)^2}{2\sigma_C^2} + \frac{(l_n - \tilde{m}_v)^2}{2S_v^2}. \end{aligned}$$



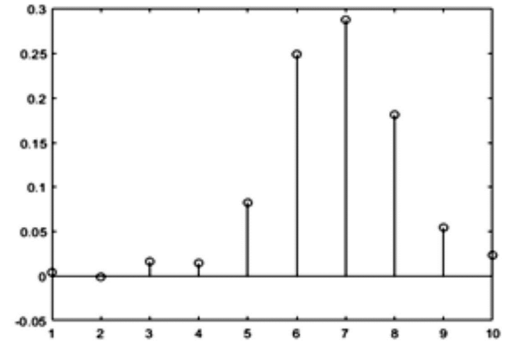
а) (1,1)



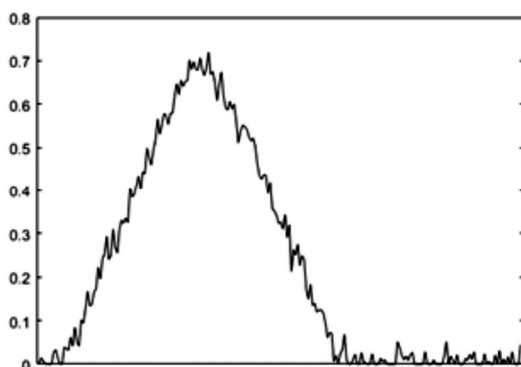
б) (1,1)



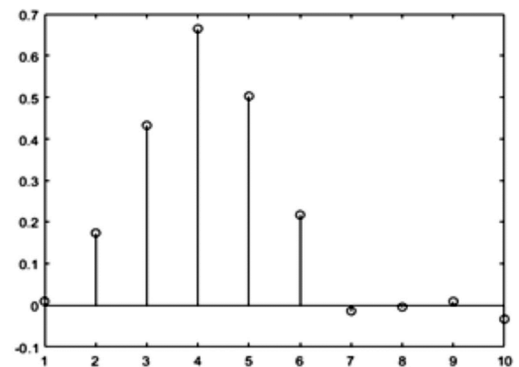
в) (1,2)



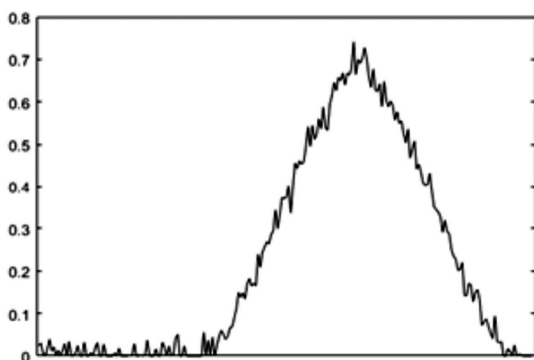
г) (1,2)



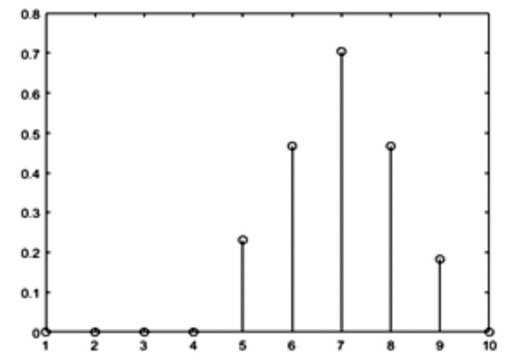
д) (2,1)



е) (2,1)



ж) (2,2)



з) (2,2)

Рис.3. Распределение энергии пятна рассеяния по четырем ФЧП (1, 1), (1, 2), (2, 1), (2, 2):
а, в, д, ж – непрерывный сигнал; б, г, е, з – используемые для расчета дискретные отсчеты

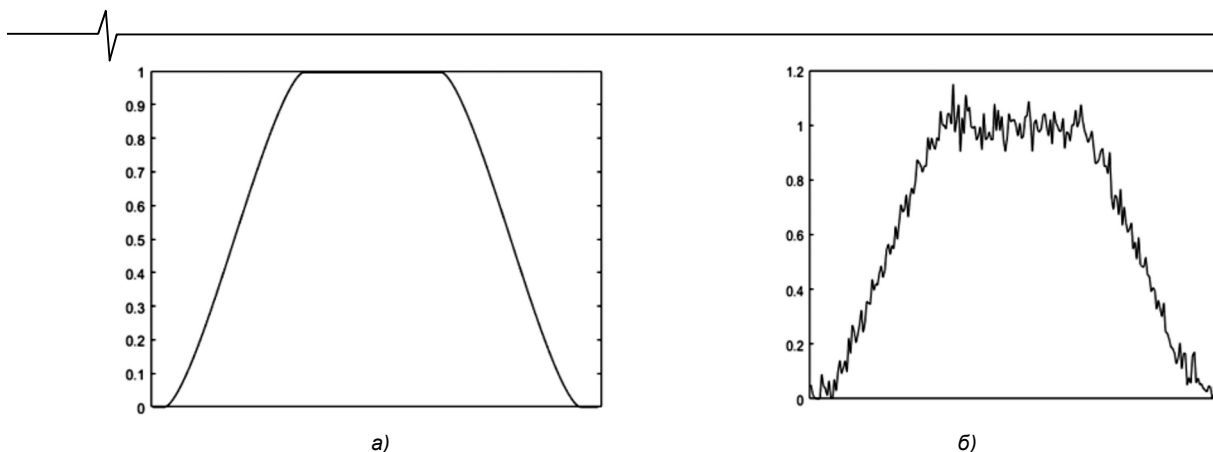


Рис. 4. Неискаженный (а) и зашумленный (б) суммарный сигнал на выходе ФЧЭ (2, 2)

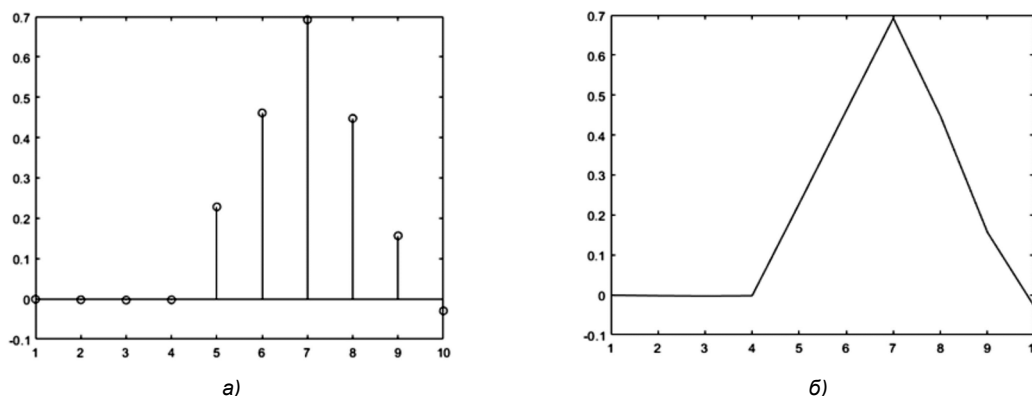


Рис. 5. Формируемый на выходе ФЧЭ (2, 2) восстановленный сигнал (а) и его кусочно-линейная аппроксимация (б)

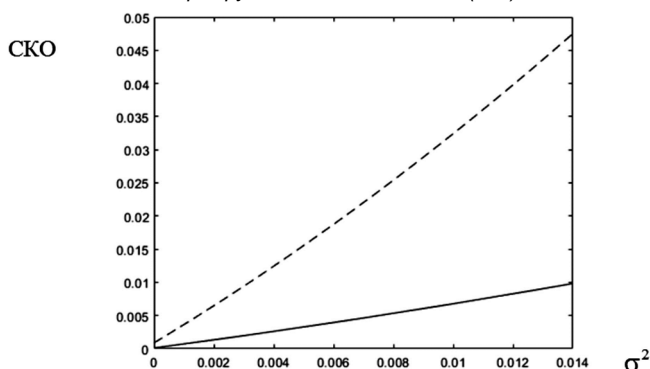


Рис. 6. Зависимость СКО восстановления амплитуды сигнала ТИИ от дисперсии канального шума при отсутствии (пунктир) и наличии обработки (непрерывная линия) предложенным методом

Литература

1. P. Norton, Campbell and S. Horn. Third generation infrared imagers, Proceeding SPIE, vol. 4130, 2000, pp. 226-235.
2. Левшин В.Л. Обработка информации в оптических системах пеленгации. М.: Машиностроение, 1978. 168 с.
3. Купер Дж., Макгиллем Н. Вероятностные методы анализа сигналов и систем. М.: Мир, 1989. 379 с.
4. S.V. Vaseghi. Advanced digital signal processing and noise reduction. John Wiley, 2000. ISBN 9780471626923.
5. Alan S. Morris, Reza Langari, Measurement and Instrumentation: Theory and Application, Second Edition, Academic Press, 2016.
6. Н.Т. Нгуен, С.А. Будков, Т.А. Акименко, В.Ш. Нгуен. Анализ известных математических моделей точечного источника сигнала в системе оптико-электронного измерителя координат. Известия ТулГУ. Технические науки. 2016. Вып. 4. С. 57-64.

7. Е.Н. Зверева, Е.Г. Лебедько. Анализ точности определения временного положения сигнала для систем с многоэлементными фотоприемниками. Изв. Вузов. Приборостроение. 2015. Т. 58, № 7. С. 555-559.

8. Е.Г. Лебедько, Е.Н. Зверева, Нгуен Ву Тунг. Высокоточное определение углового положения точечного источника излучения с ПЗС-линейками. Университет ИТМО, Санкт-Петербург. Научно-технический вестник информационных технологий, механики и оптики, 2015, том 15, № 3. С. 398-404.

9. А.А. Аршакян. Покоординатный поиск центра точечного источника. Известия ТулГУ. Технические науки. 2013. Вып. 9. Ч.1. С. 217-223.

10. В.И. Замятин, С.А. Отморский. Анализ алгоритмов контроля перемещения точечного и линейного источника излучения на поверхности светочувствительной матрицы. Ползуновский вестник № 2/1, 2012. С. 35-37.

11. В.И. Замятин, С.А. Отморский. Центроидальные алгоритмы контроля координаты точечного источника излучения на основе светочувствительной матрицы. Измерение. Контроль. Информатизация: материалы десятой Международной научно-технической конференции. Барнаул, АлтГТУ, 2010.

12. Yury S. Bekhtin, Pavel V. Babayan, Valery V. Strotov. Onboard FPGA-based fast estimation of point object coordinates for linear IR-sensor. Microprocessors and Microsystems, vol. 51, June 2017, pp. 99-105.

13. Y.S. Bekhtin, Y. A. Filatov and A. A. Lupachev. Digital Stabilizing Pulse Signals on the Base of their State Estimators under Noise Environment, 2019 International Multi-Conference on Industrial Engineering and Modern Technologies (FarEast Con), Vladivostok, Russia, 2019, pp. 1-7.

14. Патент (АС (СССР)) № 605317/ Оpubл. в Б.И., № 16, 1978. Активное вероятностное реле. Коршунов Ю.М., Симкин А.В., Филатов Ю.А.

УДК 004.94; 623.4.023.43

РАЗРАБОТКА МАТЕМАТИЧЕСКОЙ МОДЕЛИ ЛАЗЕРНОГО ТРИАНГУЛЯЦИОННОГО ДАЛЬНОМЕРА СО СТРУКТУРИРОВАННОЙ ПОДСВЕТКОЙ И КАМЕРОЙ НИЗКОГО РАЗРЕШЕНИЯ

Штрунова Е.С., к.т.н., доцент кафедры радиотехнических систем Рязанского государственного радиотехнического университета им. В.Ф. Уткина, г. Рязань; e-mail: shtrunova.e.s@rsreu.ru

DEVELOPMENT OF A MATHEMATICAL MODEL OF A LASER TRIANGULATION RANGEFINDER WITH A STRUCTURED LIGHT AND A LOW-RESOLUTION CAMERA

Shtrunova E.S.

The problem of modifying the mathematical model of a laser triangulation rangefinder with a structured multi-beam dot laser light is considered. The model of the author, in contrast to the well-known one, which also provides sub-pixel accuracy in the forming of illumination centers of laser markers and takes into account the law of brightness distribution when projecting structured light rays onto an object at different angles, additionally allows taking into account the parameters of the camera optical system and the change in the angular dimensions of the markers observed by it with a change in range. It is shown that taking into account these parameters in the model, for example, even for a non-wide-angle camera with low (0.3 MP) resolution and angular dimensions of the field of view of about $40^\circ \times 30^\circ$, it is possible to reduce the root-mean-square error of the image centers of illumination markers to 40 %, and the absolute error – up to 1.9 times.

Key words: triangulation laser rangefinder, structured multi-beam laser light, photogrammetry camera calibration, sub-pixel accuracy, distortion.

Ключевые слова: лазерный триангуляционный дальномер, структурированная многолучевая лазерная подсветка, фотограмметрическая калибровка камеры, субпиксельная точность, дисторсия.

Введение

Оценка формы и угловой ориентации трехмерных объектов с помощью систем стереозрения либо лазерных дальномеров является актуальной прикладной задачей бесконтактных измерений [1, 2]. Помимо задач неразрушающего контроля, подобные системы также находят применение в системах датчиков малой высоты летательных аппаратов с вертикальным взлётом [3, 4]. Поскольку важным этапом проектирования любых измерительных устройств является построение их имитационной модели, то применительно к лазерным триангуляционным дальномерам (ЛТД) актуальна задача разработки математической модели отражений лазерных лучей от объектов наблюдаемой сцены, принимаемых фоточувствительным элементом дальномера. В этом случае еще до этапа полунатурных либо натурных испытаний имеется возможность производить отладку алгоритмов обработки оптических сигналов с помощью имитаторов [5, 6].

Целью работы является усовершенствование ранее представленной в [7] математической модели ЛТД со структурированной подсветкой.

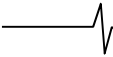
Известные технические решения

Детальность проработки имитационной модели оптико-электронной системы зависит от специфики решаемой задачи. Так, при измерении нижней границы облачности в [8] основное внимание уделяют зависимости убывания мощности лазерных отражений вдоль трассы

Рассмотрена задача модификации математической модели лазерного триангуляционного дальномера со структурированной многолучевой точечной подсветкой. Модель автора, в отличие от известной, также обеспечивающей субпиксельную точность формирования центров свечения маркеров подсвета и учитывающей закон распределения яркости при проецировании лучей структурированного освещения на объект под различными углами, дополнительно позволяет учесть параметры оптической системы регистрирующей камеры и изменение угловых размеров наблюдаемых ею маркеров при изменении дальности. Показано, что учет данных параметров в модели, например, даже для камеры низкого разрешения (0,3 Мп) с угловыми размерами поля зрения около $40^\circ \times 30^\circ$, позволяет снизить среднеквадратическую ошибку положения центров изображений маркеров подсвета до 40 %, а абсолютную ошибку – до 1,9 раза.

распространения и закону распределения интенсивности лазерного излучения. В работе [9], посвященной исследованию функциональных характеристик обзорно-поисковой информационно-измерительной системы, основное внимание уделяется модели её оптической системы, а именно – объектива переменного фокусного расстояния. Авторы [10], исследующие алгоритм совмещения двумерных изображений, полученных при последовательном сканировании внутренней поверхности помещений, ограничиваются математической моделью представления пиксельных координат.

Как справедливо отмечают авторы [6], в публикациях по тематике систем технического зрения с внешним источником структурированного освещения в большинстве случаев используют непосредственно полунатурные и натурные эксперименты, а не результаты компьютерного моделирования. В самой работе [6] моделирование отражений от лучей лазерного подсвета, фикс-



сируемых матричным фотоприемным устройством (МФПУ) триангуляционным дальнометра, основано на применении алгоритма Брезенхэма [11]. Положенное в основу такой модели техническое решение наряду с высокой скоростью имитации кадров имеет и явный недостаток: координаты центров маркеров подсвета на изображении с МФПУ являются исключительно целочисленными. При этом моделирование кадров при изменении дальности до объекта на величину $\Delta D < D\delta\varphi$, где D – расстояние до объекта наблюдения, $\delta\varphi$ – разрешающая способность МФПУ по углу, является частично корректным, поскольку пиксельные координаты центров изображений части точек подсвета при изменении дальности до объектов сцены в принципе не меняются.

Отмеченный недостаток [6] ранее был устранен в работе [7], в которой применение математической модели проективной камеры [12] позволило обеспечить субпиксельную точность формирования центров изображений маркеров подсвета на имитируемом кадре с МФПУ регистрирующей камеры ЛТД. В модель [7] также заложен закон косинусов Ламберта, что позволяет оценить общую интенсивность отражений от лучей лазерного подсвета и её пространственное распределение для каждого луча подсвета при изменении ракурса сканирования объекта интереса. В то же время при расчете интенсивности отражений в [7] не учитывается дальность до объекта измерений, а также не приводится сопоставления результатов моделирования и натурного либо полунатурного эксперимента для оценки степени соответствия симитированных моделью изображений точек подсвета кадрам с реального МФПУ ЛТД.

Геометрическая постановка задачи

В качестве модели регистрирующей камеры ЛТД (рис. 1), как и в [7], принята модель проективной камеры, согласно которой пиксельные координаты изображения \mathbf{m}_i i -й опорной точки с пространственными координатами \mathbf{M}_i определяются формулой:

$$d_i \mathbf{m}_i = \mathbf{P} \mathbf{M}_i, \quad (1)$$

где \mathbf{P} – матрица проекции камеры, \mathbf{M}_i – пространственные однородные координаты подсвечиваемой лучом ЛТД точки $\mathbf{M}_i = [X_i, Y_i, Z_i, 1]^T$, а $\mathbf{m}_i = [m_{xi}, m_{yi}, 1]^T$ – соответствующие однородные пиксельные координаты центра отметки от неё на МФПУ. Направления строительных осей систем координат устройства лазерного подсвета и регистрирующей камеры ЛТД приведены на рис. 1.

Известно [12], что при априори известных внешних и внутренних параметрах камеры матрица проекции \mathbf{P} может быть вычислена по формуле:

$$\mathbf{P} = \mathbf{K}[\mathbf{R} | \mathbf{t}], \quad (2)$$

где \mathbf{K} – матрица внутренних параметров, \mathbf{R} – матрица поворота системы координат камеры $O_K X_K Y_K Z_K$ относительно системы координат устройства лазерного подсвета $O_L X_L Y_L Z_L$, $\mathbf{t} = [t_x, t_y, t_z]^T$ – вектор параллельного переноса (трансляции), « $|$ » – оператор аугментации, т.е. пристыковки столбца \mathbf{t} к матрице \mathbf{R} справа. При известном положении оптического центра камеры

$\mathbf{C} = [C_x, C_y, C_z]^T$ в системе координат устройства подсвета справедливо равенство $\mathbf{t} = -\mathbf{RC}$.

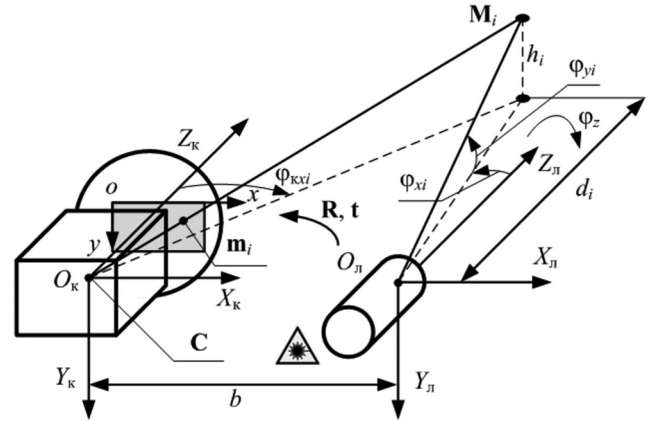


Рис. 1. Геометрическая постановка задачи моделирования

При разработке модели ЛТД по аналогии с [3] принимается гипотеза о том, что растр структурированной подсветки формируется с помощью установленной перед источником лазерного излучения дифракционной решетки [13], повернутой относительно оси $O_L Z_L$ на некоторый угол φ_z растр.

Аналитические выражения для модели ЛТД

С учетом геометрической постановки задачи (рис. 1) получим аналитические выражения для пиксельных координат центров маркеров устройства многолучевого лазерного структурированного подсвета, растр которого состоит из $N_L = N_x \times N_y$ лучей и имеет угловые размеры по горизонтали и вертикали $\Delta\varphi_x \times \Delta\varphi_y$, где N_x, N_y – количество лучей растра подсвета, причем N_x и N_y – нечетные натуральные числа. Определим направляющие векторы \mathbf{v}_{ij} , $i = 1, 2, \dots, N_x$, $j = 1, 2, \dots, N_y$, для лучей лазерного подсвета:

$$\mathbf{v}_{ij} = [v_{xij}, v_{yij}, v_{zij}]^T = \mathbf{R}_z(\varphi_{zi}) \mathbf{R}_x(\varphi_{xi}) \mathbf{R}_y(\varphi_{yj}) [0, 0, 1]^T, \quad (3)$$

и матрицы поворота вокруг соответствующих координатных осей на вектор углов Эйлера $[\varphi_{xi}, \varphi_{yi}, \varphi_{zi}]^T$:

$$\mathbf{R}_x(\varphi_{xi}) = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos \varphi_{xi} & -\sin \varphi_{xi} \\ 0 & \sin \varphi_{xi} & \cos \varphi_{xi} \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{R}_y(\varphi_{yi}) = \begin{bmatrix} \cos \varphi_{yi} & 0 & \sin \varphi_{yi} \\ 0 & 1 & 0 \\ -\sin \varphi_{yi} & 0 & \cos \varphi_{yi} \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{R}_z(\varphi_{zi}) = \begin{bmatrix} \cos \varphi_{zi} & -\sin \varphi_{zi} & 0 \\ \sin \varphi_{zi} & \cos \varphi_{zi} & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}.$$

При этом углы поворота лучей вокруг осей системы координат $O_L X_L Y_L Z_L$ устройства структурированного лазерного подсвета ЛТД:

$$\varphi_{xi} = -0,5\Delta\varphi_x + (i-1)\Delta\varphi_x/(N_x-1),$$

$$\varphi_{yj} = -0,5\Delta\varphi_y + (j-1)\Delta\varphi_y/(N_y-1). \quad (4)$$

Если объектом интереса является, например, модель подстилающей поверхности, для которой выполнена триангуляция [14], то пространственные координаты её точек \mathbf{M}_{ij} , на которые проецируются лучи (3),

представляют собой точки пересечения проходящих через точку O_d с пространственными координатами $O_d = [0, 0, 0]^T$ прямых (см. геометрическую постановку задачи на рис. 1) с направляющими векторами \mathbf{v}_{ij} с триангуляционными плоскостями. Для плоскости, заданной каноническим уравнением,

$$n_x x + n_y y + n_z z + d = [n_x, n_y, n_z, d][x, y, z, 1]^T = 0,$$

где $\mathbf{n} = [n_x, n_y, n_z]^T$ – вектор нормали к плоскости, исходные однородные пространственные координаты $\mathbf{M}_{ij} = [M_{xij}, M_{yij}, M_{zij}, 1]^T$ точек пересечения прямой и плоскости вычисляются по формуле

$$\mathbf{M}_{ij} = [Dv_{xij}, Dv_{yij}, Dv_{zij}, 1]^T, \quad (5)$$

где D – длина луча с направляющим вектором \mathbf{v}_{ij} от точки O_d до данной плоскости в направлении оси $O_d Z_d$:

$$D = -d/[\mathbf{n}^T \mathbf{v}_{ij}].$$

Выбор ближайшей к устройству подсвета ЛТД триангуляционной плоскости реализуется, например, с помощью метода трассировки лучей [15].

Подстановка пространственных координат \mathbf{M}_{ij} из (5) в (1) позволяет вычислить пиксельные координаты центра изображения маркера структурированной подсветки на МФПУ ЛТД с субпиксельной точностью. Полученные пиксельные координаты далее учитываются как математические ожидания μ_x и μ_y двумерного распределения интенсивности отражений от точки подсвета соответственно по координатам x и y в плоскости МФПУ. Для этого, как и в [7], вводится гипотеза о том, что двумерная функция плотности распределения яркости маркера при удалении от его центра в плоскости кадра определяется выражением:

$$f(D, k_d, x, y, \mu, \sigma, \rho) = \frac{I_0 k_d \cos \theta}{2\pi \sigma_x \sigma_y \sqrt{1 - \rho^2}} \times \exp \left\{ \frac{-1}{2\sqrt{1 - \rho^2}} \left[\left(\frac{x - \mu_x}{\sigma_x k(D)} \right)^2 - 2\rho \frac{x - \mu_x}{\sigma_x k(D)} \frac{y - \mu_y}{\sigma_y k(D)} + \left(\frac{y - \mu_y}{\sigma_y k(D)} \right)^2 \right] \right\}, \quad (6)$$

где $\mu = [\mu_x, \mu_y]^T$ – вектор математических ожиданий, $\sigma = [\sigma_x, \sigma_y]^T$ – вектор среднеквадратических отклонений яркости вдоль осей x и y системы координат МФПУ соответственно при дальности до объекта съёмки $D_1 = 1$ м, ρ – коэффициент корреляции между величинами x и y . Коэффициент $k(D)$ в (6) учитывает изменение углового размера маркера при изменении расстояния D от ЛТД до наблюдаемого объекта:

$$k(D) = D_1/D. \quad (7)$$

Выражение (7) справедливо при принятии гипотезы об отсутствии угловой расходимости лазерного луча ЛТД, а также при линейных размерах маркера подсвета много меньше D .

В (6) также учтено, что для модели диффузного отражения справедлив закон косинусов Ламберта [16], т.е. интенсивность отражения $I_{отр}$:

$$I_{отр} = I_0 k_d \cos \theta, \quad (8)$$

где I_0 – интенсивность падающего на объект излучения, k_d – коэффициент диффузного отражения, $0 < k_d \leq 1$, θ – угол между нормалью к поверхности \mathbf{n} и направлением \mathbf{v} падающего на объект излучения:

$$\cos \theta = \mathbf{v} \cdot \mathbf{n},$$

где « \cdot » – оператор скалярного произведения векторов.

Аналитическое решение для моделирования отражений от ориентированной не строго перпендикулярно к направлениям падения лучей подсвета ЛТД поверхности в общем случае приводит к уравнениям конических сечений и поиску корней полиномов 4-й степени [17, 18]. В связи с этим для упрощения модели предлагается корректировать в (6) значения параметров σ_x , σ_y и ρ , определяющих соответственно скорость убывания яркости и угловую ориентацию изображения маркера подсвета. Для этого вводятся вспомогательные параметры:

$$\begin{aligned} t_x &= \text{sign}[\mathbf{n}(\mathbf{M})_x][1 - \mathbf{n}(\mathbf{M})_x^2]^{0.5}, \\ t_y &= \text{sign}[\mathbf{n}(\mathbf{M})_y][1 - \mathbf{n}(\mathbf{M})_y^2]^{0.5}, \end{aligned} \quad (9)$$

где $\text{sign}[\cdot]$ – функция знака, $\mathbf{n}(\mathbf{M})$ – нормаль к облучаемой устройством подсвета поверхности в точке с пространственными координатами \mathbf{M} , а скорректированные значения σ_x^* , σ_y^* и ρ^* определяются выражениями:

$$\begin{aligned} \rho &= -|\cos \theta|, \\ \sigma_x^* &= t_x \sigma_x, \quad \sigma_y^* = t_y \sigma_y, \quad \rho^* = \rho, \quad \text{если } t_x \neq 0 \text{ и } t_y \neq 0, \\ \sigma_x^* &= 0, \quad \sigma_y^* = \sigma_y, \quad \rho^* = 0, \quad \text{если } t_x = 0 \text{ и } t_y \neq 0, \\ \sigma_x^* &= \sigma_x, \quad \sigma_y^* = 0, \quad \rho^* = 0, \quad \text{если } t_x \neq 0 \text{ и } t_y = 0, \\ \sigma_x^* &= \sigma_x, \quad \sigma_y^* = \sigma_y, \quad \rho^* = 0, \quad \text{если } t_x = 0 \text{ и } t_y = 0. \end{aligned} \quad (10)$$

Для регистрирующей камеры ЛТД с широким полем зрения следует учитывать вносимые ее оптической системой искажения. Для общепринятой в литературных источниках по фотограмметрии ближней зоны [12] модели дисторсии Брауна – Конради [19] справедливы выражения:

$$\begin{aligned} m_{xнд} &= m_{xn} [1 + k_1 r_n^2 + k_2 r_n^4 + k_3 r_n^6] + \\ &+ [p_1 (r_n^2 + 2m_{xn}^2) + 2p_2 m_{xn} m_{yn}]; \\ m_{yнд} &= m_{yn} [1 + k_1 r_n^2 + k_2 r_n^4 + k_3 r_n^6] + \\ &+ [2p_1 m_{xn} m_{yn} + p_2 (r_n^2 + 2m_{yn}^2)]; \\ r_n &= (m_{xn}^2 + m_{yn}^2)^{1/2}, \quad \mathbf{m}_n = [m_{xn}, m_{yn}, 1]^T = \mathbf{K}^{-1} \mathbf{m}. \end{aligned} \quad (11)$$

В (11) приняты следующие обозначения: $\mathbf{k}_d = [k_1, k_2, k_3, p_1, p_2]^T$ – вектор коэффициентов радиальной и тангенциальной дисторсии, в котором элементы k_t , $t = 1 \dots 3$, – коэффициенты радиальной дисторсии, а элементы p_t , $t = 1, 2$, – коэффициенты тангенциальной дисторсии, $(m_{xнд}, m_{yнд})$ и (m_{xn}, m_{yn}) – соответственно нормированные пиксельные координаты центров изображений маркеров лазерного подсвета для камеры с дисторсией и без, r_n – нормированное расстояние от пикселя до главной точки камеры ЛТД.

Однородные пиксельные координаты с учетом дисторсии:

$$\mathbf{m}_d = \mathbf{K}[m_{xнд}, m_{yнд}, 1]^T. \quad (12)$$

Таким образом, рассмотренная выше математическая модель ЛТД, в отличие от ранее известной модели [7], дополнительно учитывает:

– коэффициент изменения углового размера наблюдаемого маркера подсвета согласно (7) в зависимости от величины глубины D до него;

– дисторсию оптической системы регистрирующей камеры ЛТД согласно (11) и (12).

Алгоритм моделирования изображений регистрирующей камеры ЛТД со структурированной многолучевой точечной подсветкой

Алгоритм автора предполагает выполнение следующих действий:

1) задание начальных условий: аналитических выражений для наблюдаемых дальномером поверхности и объектов на ней, характеристик отражения от их участков, параметров устройства многолучевого лазерного структурированного подсвета, внешних и внутренних параметров регистрирующей камеры;

2) расчет направляющих векторов лучей подсвета \mathbf{v}_{ij} по (3);

3) поиск пространственных координат \mathbf{M}_{ij} точек пересечения лучей подсвета ЛТД с наблюдаемыми поверхностью и объектами;

4) вычисление пиксельных координат изображений маркеров подсвета \mathbf{m}_{ij} в системе координат МФПУ по (1);

5) учет дисторсии объектива камеры ЛТД по (11) и (12);

6) формирование изображений наблюдаемой сцены с точками подсвета по (6)–(10).

Результаты полунатурных экспериментов

Для исследования степени соответствия разработанной модели реальным данным был собран макетный образец ЛТД с многолучевым подсветом, состоящий из регистрирующей веб-камеры Defender C-2525HD (видеопоток – 640×480@30Гц) и лазерного прожектора непрерывного излучения на длине волны $\lambda = 630$ нм с дифракционной решёткой, обеспечивающей формирование лучей подсвета с угловым шагом $\Delta\varphi_x = \Delta\varphi_y = 6,55^\circ$, креном раstra $\varphi_z \text{ растр} = 18,17^\circ$ и блендой, обеспечивающей выделение только $N_d = 9$ центральных лучей после дифракционной решётки, т.е. $N_x = N_y = 3$. В качестве облучаемого объекта с диффузным характером отражений использовалось плоское полотно из плотной ткани. По результатам фотограмметрической калибровки регистрирующей камеры ЛТД с помощью тест-объекта типа «шахматное поле» (9×6 клеток размером 30×30 мм) согласно методике [20] в программном средстве [21] по 15-и снятым с различных ракурсов изображениям, а также взаимной калибровки камеры и устройства многолучевого подсвета согласно [22], были получены следующие внутренние и внешние параметры для макетного образца ЛТД:

– матрица внутренних параметров камеры,

$$\mathbf{K} = \begin{bmatrix} 921,869 & 0 & 294,014 \\ 0 & 920,499 & 182,239 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix},$$

– угловые размеры поля зрения камеры: $38,26^\circ \times 29,13^\circ$;

– вектор углов для задания матрицы поворота \mathbf{R} поворота системы координат камеры $O_K X_K Y_K Z_K$ относительно системы координат устройства лазерного подсвета $O_L X_L Y_L Z_L$: $\Phi_K = [\varphi_{Kx}, \varphi_{Ky}, \varphi_{Kz}]^T = [2,3^\circ, 0,14^\circ, -0,21^\circ]^T$;

– пространственные координаты оптического центра камеры \mathbf{C} в системе координат $O_L X_L Y_L Z_L$ устройства лазерного подсвета ЛТД: $\mathbf{C} = [-208,3, -2,1, -34,9]^T$ (все размеры – в мм);

– вектор коэффициентов дисторсии оптической системы камеры для модели Брауна – Конради [19]: $\mathbf{k}_d = [0,1878, -0,6955, 0, 0, -0,012]^T$.

На рис. 2 для плоскости, ориентированной перпендикулярно центральному лучу устройства многолучевого структурированного подсвета ЛТД и расположенной на дальности 900 мм (контролировалась с помощью внешнего лазерного дальномера SNDWAY SW-S100 с паспортной погрешностью измерения в 2 мм), приведены соответственно кадр с регистрирующей камеры ЛТД, результат моделирования согласно модели [7] и результат моделирования согласно рассмотренному алгоритму. При моделировании были заданы следующие численные значения параметров для (6): $\sigma_x = \sigma_y = 4,5$, $k_d = 1$.

На рис. 3 дополнительно проиллюстрировано, как влияет учет параметров дисторсии на изменение положения центра тяжести симитированных изображений с отражениями от маркеров для рассмотренного алгоритма (обозначены +) по сравнению с алгоритмом из работы [7] (обозначены ×) при сопоставлении с центрами маркеров с реальной камеры ЛТД (обозначены ○). Учет дисторсии согласно (11) и (12) в данном эксперименте позволил уменьшить среднеквадратическую ошибку (СКО) определения положения центров изображений маркеров подсвета с $\sigma_{\text{ош1}} = 3,4$ пикселей до $\sigma_{\text{ош2}} = 2,43$ пикселей, т.е. в 1,4 раз, а максимальную абсолютную ошибку – с $\Delta_{\text{ош1}} = 4,27$ пикселей до $\Delta_{\text{ош2}} = 2,26$ пикселей, т.е. в 1,89 раз.

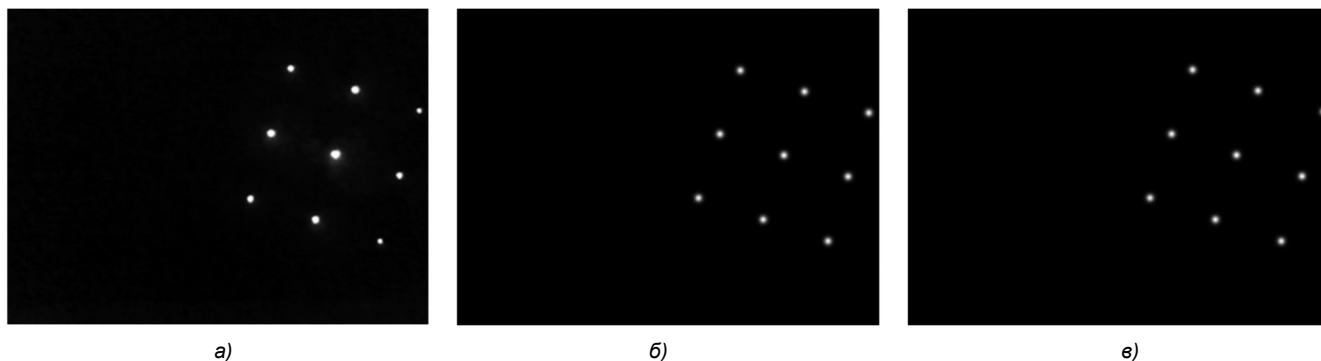


Рис. 2. Изображения маркеров ЛТД: а – с камеры Defender C-2525HD, б – согласно модели [7], в – согласно модели автора

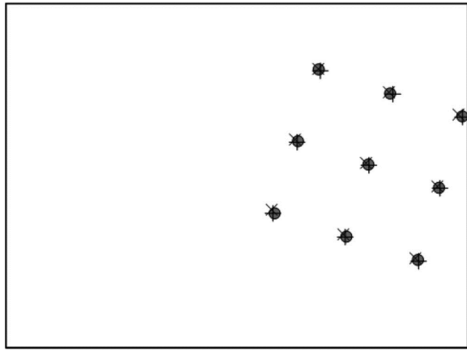


Рис. 3. Сопоставление центров изображений маркеров с рис. 2 (масштаб – 150 %)

Рис. 4 иллюстрирует учет коэффициента $k(D)$ при увеличении дальности до наблюдаемой плоскости в 2 раза: с $D = 900$ мм до $D = 1800$ мм. Из сравнения кадров с камеры ЛТД (рис. 2, а и 4, а) и его моделей (рис. 2, б и в и рис. 4, б и в) видно, что учёт параметра $k(D)$ в (6) позволяет добиться лучшего соответствия (рис. 2, в и рис. 6, в) зависимости пространственного распределения интенсивности отражений в плоскости МФПУ по сравнению с результатами моделирования согласно модели из работы [7] (рис. 2, б и рис. 6, б), в которой, как и в [6], с увеличением глубины D наблюдаемой сцены интенсивность отражений от маркеров подсвета не изменяется.

Разработанная модель также поддерживает режим имитации спекл-шума [23, 24] на изображениях маркеров (рис. 5) в соответствии с моделями из публикаций [25] и [26].

К недостаткам модели автора в её текущем состоянии следует отнести:

– отсутствие учета эффекта расхождения лучей

подсвета ЛТД: с увеличением дальности для полученных согласно предложенной модели изображений маркеров наблюдается занижение геометрических размеров их проекций на плоскость МФПУ по сравнению с полунатурным экспериментом (см. сопоставление рис. 4, а и рис. 4, в);

– отсутствие учета эффекта убывания мощности вдоль трассы распространения лазерного луча согласно закону Бугера-Ламберта-Бера [8, 13].

Закключение

В работе приведены аналитические выражения для математической модели ЛТД со структурированной многолучевой подсветкой, а также алгоритм для имитационного моделирования изображений маркеров подсвета. Разработанная модель обеспечивает субпиксельную точность формирования центров изображений маркеров подсвета и изменение их угловых размеров при изменении дальности, поддерживает диффузную модель отражения лазерных лучей, учитывает параметры дисторсии оптической системы регистрирующей камеры и спекл-шумы, характерные для лазерных отражений от не зеркальных поверхностей. В ходе полунатурного эксперимента показано, что для регистрирующей камеры низкого (0,3 Мп) разрешения с угловыми размерами поля зрения около $40^\circ \times 30^\circ$ достигается уменьшение среднеквадратической ошибки имитации положений центров изображений маркеров подсвета до 40 % относительно кадров с камеры реального ЛТД, а абсолютной ошибки до 1,9 раза по сравнению с ранее известной моделью [7].

Работа выполнена в рамках государственного задания Министерства науки и высшего образования РФ (FSSN – 2020 – 0003).

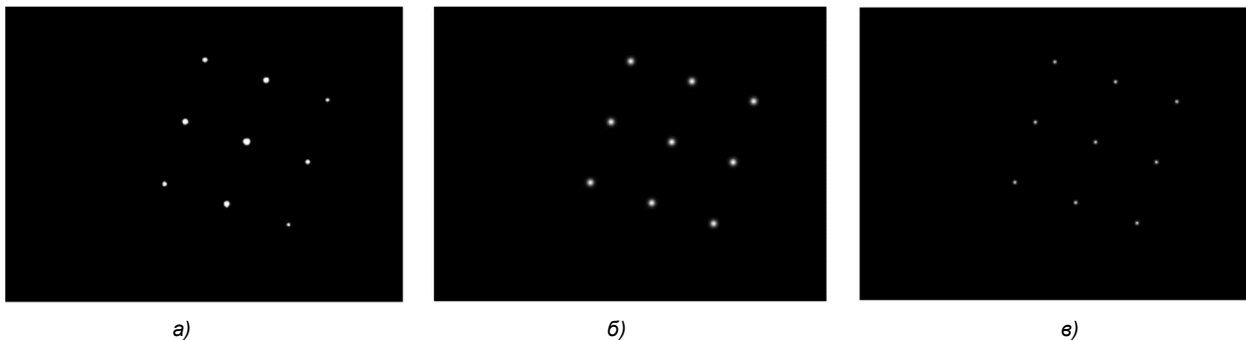


Рис. 4. Изображения маркеров на плоскости при $D = 1800$ мм:
а – с камеры Defender C-2525HD, б – согласно модели [7], в – согласно модели автора

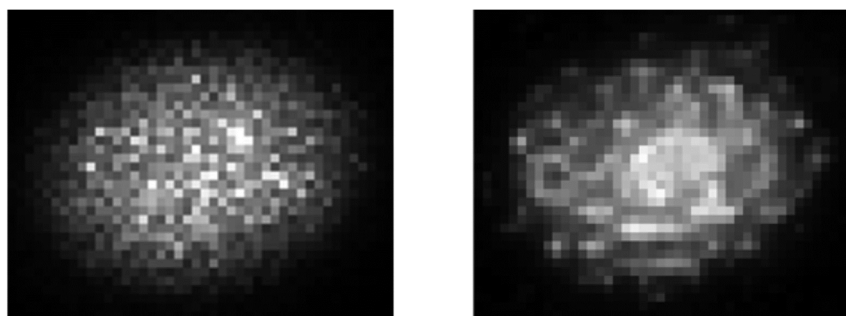


Рис. 5. Слева: имитация отражения лазерного луча со спекл-шумом;
справа: снимок отражения лазерного луча от зеркально-матовой металлической поверхности (масштаб изображений – 400 %)

Литература

1. Kalenjuk S, Lienhart W. Drive-by infrastructure monitoring: a workflow for rigorous deformation analysis of mobile laser scanning data. *Structural Health Monitoring*. 2024, vol. 23, no. 1. pp. 94-120.
2. Underlich T., Niemeier W., Wujanz D., Holst C., Neitzel F., Kuhlmann H. Areal deformation analysis from TLS point clouds – The challenge. *Allg. Vermess. Nachr.* 2016, vol. 123, pp. 340-351.
3. Баранчиков А.И., Муратов Е.Р., Никифоров М.Б., Устюков Д.И. Обнаружение точек лазерного подсвета стереосистемы на сложном фоне. *Известия ТулГУ. Технические науки*. 2018. Вып. 9. С. 10-19.
4. Обработка изображений в авиационных системах технического зрения / под ред. Л.Н. Костяшкина и М.Б. Никифорова. М.: ФИЗМАТЛИТ, 2016. 234 с.
5. Ефимов А.И., Костяшкин Л.Н., Логинов А.А., Муратов Е.Р., Никифоров М.Б., Новиков А.И. Обработка изображений в многоспектральных системах технического зрения. *Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета*. 2017. № 60. С. 83-92.
6. Алпатов Б.А., Бабаян П.В., Евтеев И.Е. Моделирование работы системы технического зрения со структурированным освещением. *Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета*. 2020. № 71. С. 128-136.
7. Гуменюк А.А., Маринина И.А., Штрунова Е.С. Разработка модели лазерного триангуляционного дальномера со структурированной подсветкой. *Труды МАИ*. 2023. № 130. С. 1-19.
8. Андреев В.Г., Жирков Е.А. Методы анализа световых отражений при лазерном зондировании атмосферы. *Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета*. 2023. № 85. С. 14-22.
9. Горячева В.А. Оптический канал обзорно-поисковой информационно-измерительной системы. *Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета*. 2023. № 86. С. 38-44.
10. Косарев О.В., Дементьева Е.Г., Катунцов Е.В., Лунтовская Я.А., Кателевский Д.А. Алгоритм совмещения двумерных изображений методами контурного анализа. *Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета*. 2023. № 86. С. 38-44.
11. Bresenham J.E. Algorithm for computer control of a digital plotter. *IBM Systems Journal*. 1965, vol. 4, no. 1. pp. 25-30.
12. Hartley R., Zisserman A. Multiple view geometry in computer vision: 2nd edition. Cambridge: Cambridge university press, 2003. 656 p.
13. Ландсберг Г.С. Оптика: учебное пособие: 7-е изд. М.: ФИЗМАТЛИТ, 2017. 852 с.
14. Андреев В.Г., Юкин С.А. Формирование радиолокационного изображения подстилающей поверхности по цифровой топографической карте. *Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета*. 2007. № 21. С. 25-30.
15. Роджерс Д., Адамс Дж. Математические основы машинной графики. М.: Мир, 2001. 608 с.
16. Мирошников М.М. Теоретические основы оптико-электронных приборов: учеб. пособие для вузов. Л.: Машиностроение (Ленингр. отд-ние), 1977. 600 с.
17. Berry E.M. The reflection of light from a sphere. *Journal of the Optical Society of America*. 1929, vol. 7, pp. 679-682.
18. Glaeser G. Reflections on spheres and cylinders of revolution. *Journal for Geometry and Graphics*. 1999, vol. 3, no. 2, pp. 121-139.
19. Brown D.C. Close-range camera calibration. *Photogrammetric Engineering*. 1971, vol. 37, no. 8. pp. 855-866.
20. Zhang Z. A flexible new technique for camera calibration. *IEEE Transactions on Pattern Analysis and Machine Intelligence*. 2000, vol. 22, no. 11. pp. 1330-1334.
21. Camera Calibration Tools [Электронный ресурс]. – URL: <http://www0.cs.ucl.ac.uk/staff/Dan.Stoyanov/calib/download.html> (дата обращения 08.02.2024).
22. Патент РФ № 2788666, МПК G06T 7/80 (2017.01). Способ взаимной калибровки видеокамеры и устройства веерного лазерного подсвета / И.С. Холопов; заявл. 22.11.2021; опубл. 24.01.2023. Бюл. № 3.
23. Павлов В.А., Белов А.А., Волвенко С.В., Рашич А.В. Применение обученных на оптических изображениях свёрточных нейронных сетей для обнаружения объектов на радиолокационных изображениях. *Компьютерная оптика*. 2024. Т. 48, № 2. С. 253-259.
24. Москвитин А.Э., Ушенкин В.А. Комплексирование радиолокационных изображений от восходящего и нисходящего витков орбиты на основе нечеткой логики. *Цифровая обработка сигналов*. 2018. № 3. С. 10-15.
25. Gascon F., Salazar F. Simulation of rough surfaces and analysis of roughness by MATLAB. *MATLAB – An ubiquitous tool for the practical engineer*: ed. M. Ionescu. Rijeka: InTech, 2011, pp. 391-420.
26. Amir Y.M., Thörnberg B. High precision laser scanning of metallic surfaces. *International Journal of Optics*. Vol. 2017. Article ID 4134205, pp. 1-13.

УДК 519.254, 621.391

ПРИМЕНЕНИЕ ГАРМОНИЧЕСКОГО ВЕЙВЛЕТ-ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ПРИ ОБРАБОТКЕ OFDM-СИГНАЛОВ В НЕСТАЦИОНАРНОМ РАДИОКАНАЛЕ

Егоров В.В., д.т.н., главный научный сотрудник, заведующий кафедрой Санкт-Петербургского государственного университета аэрокосмического приборостроения

*Клионский Д.М., к.т.н., доцент, доцент кафедры Информационных систем СПбГЭТУ «ЛЭТИ»,
e-mail: klio2003@list.ru*

APPLICATION OF HARMONIC WAVELET TRANSFORM TO OFDM SIGNAL PROCESSING IN A NON-STATIONARY RADIO CHANNEL

Egorov V.V., Klionskiy D.M.

The present paper discusses some issues of OFDM-signal processing during its transmission via a non-stationary radio channel. We also consider temporal synchronization for OFDM signals. Mathematical models of the considered information signals are introduced. In order to extract the boundaries of orthogonal intervals at the reception side we suggest a technique based on the application of the harmonic wavelet transform and wavelet coefficient analysis. Due to the features of the signals under study and also features of harmonic wavelets, isolation of orthogonal interval boundaries is reached with the maximum possible accuracy. Application of harmonic wavelets to OFDM-signal processing allows us to increase information transition rate by 20-30 %.

Key words: OFDM signal, harmonic wavelet transform, wavelet coefficients, information signal, signal segmentation, temporal synchronization, non-stationary radio channel, time-frequency diagram of a signal, information transmission rate.

Ключевые слова: OFDM-сигнал, гармоническое вейвлет-преобразование, вейвлет-коэффициенты, информационный сигнал, сегментация сигнала, временная синхронизация, нестационарный радиоканал, частотно-временная диаграмма сигнала, информационная скорость передачи.

Введение

Широкое использование OFDM-сигналов (Orthogonal frequency-division multiplexing – мультиплексирование с ортогональным частотным разделением каналов) для передачи и обработки информации в условиях нестационарного радиоканала предполагает решение ряда технологических задач, таких как частотная синхронизация, временная синхронизация и др. В условиях отсутствия или невозможности использования специальных синхронизирующих сигналов, что часто встречается на практике, эти задачи решаются путем обработки *информационных сигналов* [1].

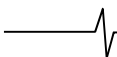
Широкое использование для передачи и дальнейшей обработки информационных сигналов получили методы временной синхронизации на основе вычисления взаимно корреляционной функции, когда OFDM-сигнал содержит циклический префикс, представляющий собой периодическое продолжение группового сигнала. Однако в этом случае непроизводительно расходуются временные ресурсы канала связи, что приводит к снижению информационной скорости передачи и, как следствие, к увеличению времени передачи. Также известен и широко используется спектральный способ синхронизации, требующий для своей реализации наличия свободных частот, что, в свою очередь, приво-

Рассмотрены вопросы обработки OFDM-сигнала при его передаче по нестационарному радиоканалу и проведении временной синхронизации. Введены математические модели рассматриваемых информационных сигналов. Для выделения границ интервалов ортогональности OFDM-сигнала на приемной стороне предлагается метод, основанный на применении гармонического вейвлет-преобразования и анализа вейвлет-коэффициентов. В силу особенностей сигналов, а также свойств гармонических вейвлетов выделение границ интервалов ортогональности достигается с максимальной возможной точностью. Применение гармонических вейвлетов при обработке OFDM-сигналов позволяет повысить информационную скорость передачи на 20-30 %.

дит к неэффективному использованию частотного ресурса [2].

Развитие теории цифровой обработки сигналов, в частности, применение вейвлет-преобразования и основанных на нем вычислительных методов и алгоритмов, открывает новые возможности для решения задачи временной синхронизации при отсутствии необходимости наличия циклического префикса и свободных от излучения частот в полосе, занимаемой OFDM-сигналом. Являясь адаптивным подходом в цифровой обработке сигналов, вейвлет-преобразование позволит с высокой точностью анализировать и обрабатывать временные процессы, в частности, выделять их границы, что является на сегодняшний день актуальным при передаче и обработке информационных сигналов в условиях нестационарного радиоканала.

В статье будет рассмотрена *временная синхронизация* [3]. При этом будут использованы математические модели сигналов, когда шумовая компонента не учитывается. Это связано с тем, что целью является опреде-



ление *структурного подхода* к решению задачи временной синхронизации с помощью гармонических вейвлетов и гармонического вейвлет-преобразования.

Ниже представлены следующие основные положения статьи:

Введены математические модели информационных OFDM-сигналов в задачах передачи информации в нестационарном радиоканале;

Описаны особенности рассматриваемых информационных OFDM-сигналов и представлена частотно-временная диаграмма информационного сигнала;

Приведены основные аналитические соотношения для вейвлет-преобразования в базисе гармонических вейвлетов. Показано, что скорость передачи информации при использовании гармонических вейвлетов для обработки OFDM-сигналов повышается на 20-30 %;

Предложен метод определения границ интервалов ортогональности OFDM-сигнала на основе гармонического вейвлет-преобразования и анализа рассчитанных вейвлет-коэффициентов;

Результаты и преимущества предложенного метода проиллюстрированы вычислительным экспериментом.

Актуальность рассматриваемой тематики

Большинство беспроводных радиоканалов являются нестационарными. Так, широко используемые коротковолновые радиоканалы (КВ-радиоканалы) позволяют передавать информационные сигналы на большие расстояния до нескольких тысяч километров без промежуточных узлов, используя для этой цели ионосферный канал. Сигнал на выходе ионосферного канала является нестационарным. Помимо этого, из-за движения ионосферной плазмы на приемной стороне наблюдается доплеровский сдвиг сигнала. Для выбора оптимальных параметров передачи необходимо осуществлять статистический анализ характеристик сигнала на выходе КВ-канала.

КВ-радиоканал обладает весьма ограниченным частотно-временным ресурсом, поэтому использование специальных зондирующих и тестовых сигналов для определения статистических характеристик радиоканала приводит к уменьшению пропускной способности радиоканала, а также значительному снижению показателей достоверности в случае неприема служебных сигналов на интервалах глубокого замирания, поэтому актуальной является задача определения функции автокорреляции, функции когерентности в частотно-временной области и др. Также нестационарными являются радиоканалы систем подвижной радиосвязи.

Таким образом, актуальной задачей является разработка методов установления частотно-временного синхронизма для его применения в составе систем передачи информации по нестационарному радиоканалу. В качестве математического аппарата для решения данной задачи актуальным является использование вейвлет-преобразования, поскольку данный адаптивный метод обеспечивает высокую точность решения задач, связанных с обработкой сигналов [4, 5].

Описание рассматриваемой задачи

Информационный сигнал в задаче передачи и обработки информации в условиях нестационарного радиоканала может быть описан следующей *математической моделью*:

$$s(t) = \sum_{l=1}^L \sum_{k=0}^{N-1} c_k^{(l)} \cos(\omega_k(t - \Delta t_k) + \psi_k^{(l)}) \quad (1)$$

где l – номер интервала ортогональности информационного сигнала (обработка информационного сигнала на приемной стороне осуществляется по интервалам заданной длительности T), L – общее число интервалов длительностью T излучаемого сигнала, N – общее количество частот многочастотного сигнала, на которых происходит излучение, ω_k – k -я субчастота излучения, Δt_k – временная задержка k -го луча (k -й гармоники сигнала) в канале, $c_k^{(l)}$ – амплитуда гармоники на k -й субчастоте на интервале ортогональности с номером l . Сигнал излучается интервалами длительностью T , при этом все частотные составляющие сигнала на частотах ω_k излучаются одновременно.

Сигнал $s(t)$ называют также *групповым сигналом* в силу сложения с разными временными задержками, амплитудами и фазами гармонических компонент.

Параметры $\{c_k^{(l)}\}$ и $\{\psi_k^{(l)}\}$ соответствуют k -й частоте излучения и l -му интервалу ортогональности сигнала на приемной стороне. Начальные фазы $\{\psi_k^{(l)}\}$, соответствующие l -у интервалу ортогональности, являются случайными величинами, зависящими от передаваемого символа, и изменяются при переходе от одной гармоники к другой. Для каждого излучаемого фрагмента математическая модель (1) является аналогом ряда Фурье периодического сигнала.

Частота k -й гармоники излучения кратна периоду дискретизации по частоте и определяется следующими соотношениями:

$$\omega_k = k\Delta\omega, \quad \Delta\omega = \frac{2\pi}{T}.$$

Часто более удобно представление *информационного сигнала* в виде:

$$s(t) = \sum_{k=0}^{N-1} [a_k^{(l)} \cos(\omega_k t) + b_k^{(l)} \sin(\omega_k t)] \cdot \Pi(t, t_k, t_{k+1}), \quad (2)$$

где $\{a_k^{(l)}, b_k^{(l)}\}$ – набор информационных параметров, который также меняется при переходе от одного интервала ортогональности длительностью T с номером l к другому последующему интервалу с номером $l+1$, функция временного окна $\Pi(t, t_k, t_{k+1})$ определяется выражением:

$$\Pi(t, t_k, t_{k+1}) = E(t - t_k) - E(t - t_{k+1}),$$

где $E(t)$ – единично-ступенчатая функция, определяемая соотношением:

$$E(t) = \begin{cases} 1, & t \geq 0 \\ 0, & t < 0 \end{cases}.$$

На приемной стороне все частоты претерпевают сдвиг

$$\bar{f}_k = f_k + \delta f, k = 0, N-1,$$

а информационный сигнал $\bar{s}(t)$ описывается математической моделью:

$$\bar{s}(t) = \sum_{k=0}^{N-1} \left[a_k^{(l)} \gamma_k \cos(\bar{\omega}_k(t - \tau_{\text{зап},k})) + b_k^{(l)} \gamma_k \sin(\bar{\omega}_k(t - \tau_{\text{зап},k})) \right], \quad (3)$$

где $\bar{\omega}_k = \omega_k + \delta\omega$, множитель γ_k отвечает за частотно-селективные свойства радиоканала, $\tau_{\text{зап},k}$ – значение задержки для спектральной составляющей на частоте ω_k в выражении (3).

Частотно-временная диаграмма информационного сигнала, соответствующего математической модели (2), представлена на рис. 1. На данной диаграмме параметры $\{a_{k1}, b_{k1}\}$, $\{a_{k2}, b_{k2}\}$, $\{a_{k3}, b_{k3}\}$, ... означают информационные параметры сигнала (k – номер частоты дискретной гармоники) для соответствующего интервала длительностью T . Пунктирной линией показаны защитные интервалы, а величины f_n и f_v означают нижнюю и верхнюю граничные частоты передаваемого и затем обрабатываемого информационного сигнала. На рис. 1 параметр T_3 означает ширину защитного интервала, T_0 – величина интервала ортогональности (временной интервал, на котором гармоники являются ортогональными), Δf – шаг по частоте – расстояние между двумя соседними частотами гармонических функций (рассматривается случай эквидистантного расположения частот гармоник). Для величин Δf и T_0 выполняется соотношение: $\Delta f \cdot T_0 = 1$.

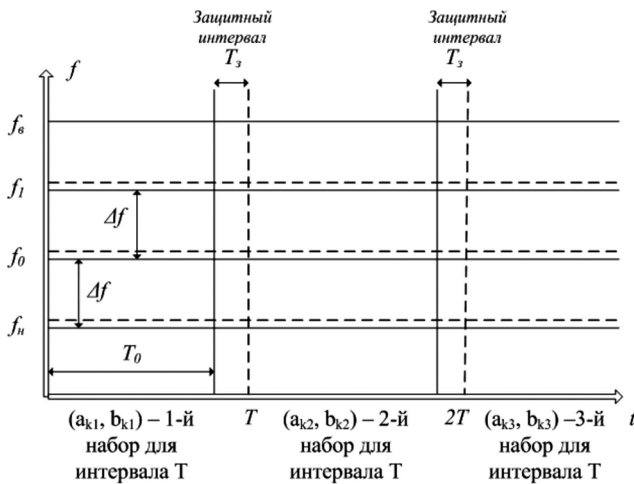


Рис. 1. Частотно-временная диаграмма информационного сигнала

Защитный интервал необходим для того, чтобы он включал в себя задержки на временной оси, соответствующие каждой из компонент на k -й частоте.

Величины $\{a_k, b_k\}$ представляют собой информационные пары (синфазно-квадратурные составляющие), на основе которых формируется передаваемый символ $\{a_k, b_k\} \Leftrightarrow \alpha_k$.

На каждом интервале l будет своя пара передаваемых символов для каждой частоты ω_k :

Для 1-го интервала ($l = 1$):

передаваемые параметры:

$a_1^{(1)}, b_1^{(1)}$ – частота ω_1 ; $a_2^{(1)}, b_2^{(1)}$ – частота ω_2 ; ;
 $a_k^{(1)}, b_k^{(1)}$ – частота ω_k ;

Для 2-го интервала ($l = 2$):

передаваемые параметры:

$a_1^{(2)}, b_1^{(2)}$ – частота ω_1 ; $a_2^{(2)}, b_2^{(2)}$ – частота ω_2 ; ;
 $a_k^{(2)}, b_k^{(2)}$ – частота ω_k ;

Для l -го интервала:

передаваемые параметры:

$a_1^{(l)}, b_1^{(l)}$ – частота ω_1 ; $a_2^{(l)}, b_2^{(l)}$ – частота ω_2 ; ;
 $a_k^{(l)}, b_k^{(l)}$ – частота ω_k .

На приемной стороне отсутствует информация о том, где расположены границы интервалов во времени, равные kT . Эти границы должны быть определены с максимально возможной точностью для того, чтобы затем провести демодуляцию.

На приемной стороне известна длительность защитного интервала, а также общая длительность сигнала, однако неизвестны моменты смены интервалов длительностью T , что как раз предлагается определять с помощью гармонического вейвлет-преобразования.

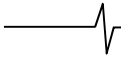
Повышение скорости передачи можно проиллюстрировать на таком примере. Возьмем часто применяемое на практике при передаче информационных сигналов значение $T = 20$ мс, при этом интервал ортогональности $T_0 = 16$ мс, а защитный интервал $T_3 = 4$ мс (длина защитного интервала определяется как разность значения T и интервала ортогональности T_0). При наличии защитного интервала информационная скорость составляет $V = 1/20 \text{ мс} = 50$ симв/с. Если для определения временных границ применяется гармоническое вейвлет-преобразование, то защитный интервал не используется. В этом случае информационная скорость составит $V = 1/16 \text{ мс} = 62,5$ симв/с. Таким образом, скорость передачи возросла на 25 %, что является существенным результатом.

Вейвлет-преобразование в базисе на основе гармонических вейвлетов (гармоническое вейвлет-преобразование)

Гармонические вейвлеты представляют собой базисные функции, спектры которых имеют вид прямоугольной волны в заданном диапазоне частот [6-9]. На нулевом уровне ($j = 0$) выражение для спектральной плотности [10] $W(\omega)$ базисного вейвлета имеет следующий вид, приняв фазу равной нулю [8]:

$$W(\omega) = \begin{cases} 1/2\pi, & 2\pi \leq \omega < 4\pi \\ 0, & \omega < 2\pi, \omega \geq 4\pi. \end{cases} \quad (4)$$

Во временной области на основе использования обратного преобразования Фурье (ОПФ) от (4) выражение



для базисной функции имеет вид ($i = \sqrt{-1}$):

$$w(x) = \frac{e^{i4\pi x} - e^{i2\pi x}}{i2\pi x}. \quad (5)$$

Базисный вейвлет является комплекснозначным, как и само гармоническое вейвлет-преобразование, результат вычисления которого имеет вещественную и мнимую части.

Рассмотрим выражение для спектра базисного вейвлета, соответствующего произвольному j -у уровню разложения и сдвигу на величину p :

$$W(\omega) = \begin{cases} \frac{1}{2\pi} 2^{-j} e^{-\frac{i\omega p}{2^j}}, & 2\pi 2^j \leq \omega < 4\pi 2^j \\ 0, & \omega < 2\pi 2^j, \omega \geq 4\pi 2^j, \end{cases} \quad (6)$$

Аналогично тому, как это было сделано ранее, найдем ОПФ от (6):

$$w(2^j x - p) = \frac{e^{i4\pi(2^j x - p)} - e^{i2\pi(2^j x - p)}}{i2\pi(2^j x - p)}, \quad (7)$$

где $j \geq 0$, $|p| < \infty$. Из (6) следует, что гармонические вейвлеты имеют *конечный (компактный) носитель* [4,6,7] в частотной области и бесконечный носитель во временной области (носитель функции – интервал, где функция отлична от нуля).

Для $j = -1$ (соответствует *масштабирующей функции*) выражение для $W(\omega)$ имеет вид [6,8]:

$$W(\omega) = \begin{cases} \frac{1}{2\pi} e^{-i\omega p}, & 0 \leq \omega < 2\pi \\ 0, & \omega < 0, \omega \geq 2\pi, \end{cases} \quad (8)$$

откуда во временной области получаем

$$\phi(x - p) = \frac{e^{i2\pi(x-p)} - 1}{i2\pi(x-p)}, \quad (9)$$

где $|p| < \infty$, $\phi(x)$ – масштабирующая функция.

Масштабирующая функция имеет самый грубый масштаб (самое грубое временное разрешение), а базисная функция с максимальным значением номера уровня разложения j имеет самый тонкий масштаб (самое лучшее временное разрешение), что проиллюстрировано далее в табл. 1.

Причина выбора именно такой масштабирующей функции (9) и базисных вейвлетов (7) состоит в том, что они образуют *ортogonalное множество*, т.е.

$$\int_{-\infty}^{+\infty} w(2^j x - p) w(2^r x - s) dx = 0 \quad \forall j, p, r, s \quad (j, r \geq 0), \quad (10)$$

$$\int_{-\infty}^{+\infty} w(2^j x - p) w^*(2^r x - s) dx = 0 \quad (11)$$

$$\forall j, p, r, s \quad (j, r \geq 0; r \neq j; s \neq p),$$

$$\int_{-\infty}^{+\infty} |w(2^j x - p)|^2 dx = 1/2^j. \quad (12)$$

Для масштабирующей функции (9) справедливы аналогичные соотношения ортогональности. Кроме того, масштабирующая функция и базисные вейвлеты также являются ортогональными. Вышеприведенные результаты говорят о том, что функции $w(2^j x - k)$ и

$\phi(x - p)$ образуют *ортogonalный базис*. Функциональный ряд для некоторой функции $f(x)$ по гармоническим вейвлетам сходится в среднеквадратическом смысле при условии, что функция является квадратично интегрируемой.

С учетом рассмотренных особенностей можно выделить следующие основные свойства гармонических вейвлетов:

Гармонические вейвлеты имеют *компактный носитель* в частотной области, что эффективно при решении задачи локализации характерных особенностей сигналов в частотной области;

Существуют и используются на практике быстрые алгоритмы вычисления вейвлет-коэффициентов и восстановления сигнала во временной области, основанные на быстром преобразовании Фурье (БПФ).

Вейвлет-коэффициенты *гармонических сигналов* при вычислении гармонического вейвлет-преобразования *будут равны нулю или близки к нулю* (с учетом вычислительных погрешностей), что позволит выделять фрагменты в OFDM-сигналах в вейвлет-области и затем пересчитывать границы фрагментов (интервалов ортогональности) во временную область.

Рассматриваемые OFDM-сигналы имеют локализацию в частотной области, в связи с чем применение гармонического вейвлет-преобразования, обладающего локализационными свойствами в частотной области, является оправданным. Кроме того, на практике приходится зачастую обрабатывать сигналы большого объема (большой длины сигнальной выборки), и при этом быстрые вычислительные алгоритмы гармонического вейвлет-преобразования окажутся эффективными.

Вычисление вейвлет-коэффициентов гармонического вейвлет-преобразования производится в соответствии с выражениями:

$$a_{j,p} = 2^j \int_{-\infty}^{+\infty} f(x) w^*(2^j x - p) dx; \quad \tilde{a}_{j,p} = 2^j \int_{-\infty}^{+\infty} f(x) w(2^j x - p) dx; \quad (13)$$

$$a_{\phi,p} = \int_{-\infty}^{+\infty} f(x) \phi^*(x - p) dx; \quad \tilde{a}_{\phi,p} = \int_{-\infty}^{+\infty} f(x) \phi(x - p) dx. \quad (14)$$

Для вещественных функций $f(x)$ данные коэффициенты подчиняются условию $\tilde{a}_{j,p} = a_{j,p}^*$, $\tilde{a}_{\phi,p} = a_{\phi,p}^*$. Представление функции в виде функционального ряда выполняется следующим образом:

$$f(x) = \sum_{p=-\infty}^{\infty} (a_{\phi,p} \phi(x - p) + \tilde{a}_{\phi,p} \phi^*(x - p)) + \sum_{j=0}^{\infty} \sum_{p=-\infty}^{\infty} (a_{j,p} w(2^j x - p) + \tilde{a}_{j,p} w^*(2^j x - p)). \quad (15)$$

Таким образом, для нахождения коэффициентов вейвлет-разложения необходимо получить значения $\tilde{a}_{j,p}, a_{j,p}, a_{\phi,p}, \tilde{a}_{\phi,p}$. Вычисление вейвлет-коэффициентов детально описано в [6, 7, 8]. Ключевым моментом является то, что для вычисления вейвлет-коэффициентов переходят к октавной (блочной) модификации.

Таблица 1. Распределение вейвлет-коэффициентов по уровням разложения

Номер уровня разложения j	Вейвлет-коэффициенты	Количество вейвлет-коэффициентов
-1	a_0	1
0	a_1	1
1	a_2, a_3	2
2	a_4, a_5, a_6, a_7	4
3	a_8, \dots, a_{15}	8
.....
j	$a_{2^j}, \dots, a_{2^{j+1}-1}$	2^j
.....
$n-2$, где $n = \log_2 M$	$a_{M/4}, \dots, a_{M/2-1}$	2^{n-2}

гармонического вейвлет-преобразования. Данная модификация позволяет получить конечный набор вейвлет-коэффициентов, а также физически реализуемые вейвлет-фильтры. Для вычисления используется двухэтапный алгоритм на основе дискретного преобразования Фурье (ДПФ) [6].

Распределение вейвлет-коэффициентов по уровням блочного гармонического вейвлет-разложения проиллюстрировано в табл. 1.

Определение границ процессов в информационном сигнале.

Применение гармонических вейвлетов

Выделение границ интервалов ортогональности в принятом информационном OFDM-сигнале (на приемной стороне) называется *сегментацией*. Для задачи сегментации в качестве исходных данных выступает принимаемый информационный OFDM-сигнал.

В результате сегментации получается сигнал, представленный в виде упорядоченной во времени последовательности сегментов - участков конечной длины, выделенных по заданному алгоритму [11]. Найденные временные границы должны соответствовать моментам начала и окончания интервалов ортогональности в принятом информационном сигнале.

Формально задача сегментации формулируется следующим образом. Имеется сигнал $s(n)$, $n = 0, \dots, M-1$, где n - номер отсчета сигнала, M - общее количество отсчетов. Для удобства сигнал представляется конечным набором дискретных отсчетов. Сигнал можно представить совокупностью пар значений $\{n, s(n)\}$. Для каждого временного отсчета i , удовлетворяющего условию $0 < i < M-1$, требуется установить, какая из двух альтернативных гипотез H_0 (нулевая гипотеза) или H_1 (ненулевая гипотеза) является истинной. Гипотеза H_0 соответствует продолжению текущего сегмента. Гипотеза H_1 соответствует смене сегмента в момент времени i . Ниже приведена формальная запись двух гипотез:

$H_0: s(j), \dots, s(i), \dots, s(p)$ соответствует модели T_{01} , (16)
против

$H_1: s(j), \dots, s(i-1)$ соответствует модели T_{01} , (17)

$s(i), \dots, s(p)$ соответствует модели T_{02} , (18)

где $j \geq 0$ - граница предыдущего (по отношению к выделяемому) сегмента, i - левая граница нового сегмента, точное местоположение которой требуется установить, p - отсчет, соответствующий границе следующего сегмента после искомого, при этом $2 < p \leq M$.

В формулах (16) - (18) T_θ - семейство моделей, характеризующихся вектором характеристик θ . T_{01} - модель, соответствующая сегменту с началом в точке j , T_{02} - модель следующего за искомым сегмента с началом в точке i . В результате проведенной сегментации должны быть сформированы три множества:

$V_1 = \{st_i\}, i = 1, \dots, Seg$, $V_2 = \{fn_i\}, i = 1, \dots, Seg$,
 $V_3 = \{\theta i\}, i = 1, \dots, Seg$, (19)

где Seg - количество найденных сегментов, V_1 и V_2 - множества координат левых и правых границ сегментов соответственно, V_3 - множество, содержащее вектора характеристик сегментов.

Предлагаемый алгоритм сегментации (выделения границ интервалов ортогональности в принятом информационном OFDM-сигнале) можно записать в виде следующей последовательности действий:
Детальный анализ вычисленных вейвлет-коэффициентов

$w_q(m)$, $q = (\log_2 M) - 1$; $m = \frac{M}{4}, \dots, \frac{M}{2} - 1$ самого тонкого уровня гармонического вейвлет-разложения;

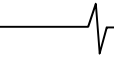
Выделение участков с незначимыми вейвлет-коэффициентами в вейвлет-области.

Вейвлет-коэффициенты $w_q(m)$ полагаются незначимыми, если они удовлетворяют условию:

$$|w_q(m)| < \eta, \quad q = (\log_2 M) - 1; \quad m = (M/4) \dots (M/2) - 1, \quad (20)$$

где η - величина с близким к нулю значением ($\eta \approx 10^{-5} \dots 10^{-3}$).

По результатам сегментации в вейвлет-области формируется множество A_1 вейвлет-коэффициентов на самом тонком уровне разложения:



$$A_i : \{w_q(m)\}, m \in [n_0, n_1] \cup \dots \cup [n_j, n_{j+1}] \cup \dots \quad (21)$$

где $n_0, n_1, \dots, n_j, n_{j+1}, \dots$ - границы сегментов в пространстве вейвлет-коэффициентов, \cup - символ объединения множеств значений.

В противном случае, вейвлет-коэффициенты являются значимыми и соответствуют иному процессу, отличному от гармонического;

Пересчет границ сегментов $\{st_i\}, \{fn_i\}, i = 1, \dots, Seg$ во временную область.

Сегментация информационного сигнала на приемной стороне с целью оценивания временных границ проиллюстрирована на рис. 2, где показаны участки вейвлет-коэффициентов, соответствующие гармоническому сигналу, и моменты времени, соответствующие изменению типа модели (всплески в тех точках, где наблюдается переход от одного типа модели к другому).

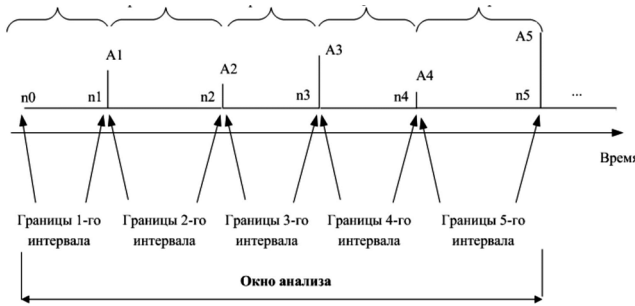


Рис. 2. Иллюстрация выделения интервалов ортогональности принятого информационного OFDM-сигнала на основе гармонического вейвлет-преобразования (анализ значений вейвлет-коэффициентов на самом тонком уровне разложения)

Моменты времени, соответствующие границам интервалов ортогональности в вейвлет-области, обозначены как $n_0, n_1, \dots, n_5, \dots$. Высота вертикальных линий на границах соответствует амплитудам вейвлет-коэффициентов на границах интервалов ортогональности, а сами значения вейвлет-коэффициентов обозначены как $A_1, A_2, \dots, A_5, \dots$. Именно эти ненулевые вейвлет-коэффициенты выявляются с помощью предложенного алгоритма сегментации на основе гармонического вейвлет-преобразования. Они обозначают переход к новому интервалу ортогональности OFDM-сигнала.

Вычислительный эксперимент

Рассмотрим OFDM-сигнал на участке длиной 32768 отсчетов при частоте дискретизации $f_s = 10$ кГц. Длительность одного интервала ортогональности сигнала составляет $T_{fr} = 3,2768$ с. В данном вычислительном эксперименте рассматривается 4 последовательных интервала ортогональности, в связи с чем длительность всего рассматриваемого участка (длина окна анализа) составляет 131072 отсчета, что соответствует в шкале абсолютного времени значению 13.1072 с. Шаг по частоте на частотно-временной диаграмме сигнала составляет $\Delta\omega = 2\pi / T_{fr} = 1,9165$ рад/с.

Частоты ω_k сигнала, согласно математической мо-

дели (1), принимают значения $\omega_1 = 2\Delta\omega$; $\omega_2 = 5\Delta\omega$; $\omega_3 = 4\Delta\omega$; $\omega_4 = 3\Delta\omega$. Амплитуды гармонических составляющих в математической модели (1) равны соответственно

$$\text{1-й интервал ортогональности: } c_1^{(1)} = 0,8; \\ c_2^{(1)} = 0,6; c_3^{(1)} = 0,4; c_4^{(1)} = 0,8,$$

$$\text{2-й интервал ортогональности: } c_1^{(2)} = 1,7; \\ c_2^{(2)} = 0,4; c_3^{(2)} = -0,8; c_4^{(2)} = 0,15,$$

$$\text{3-й интервал ортогональности: } c_1^{(3)} = 0,9; \\ c_2^{(3)} = -1,8; c_3^{(3)} = -0,1; c_4^{(3)} = 2,30,$$

$$\text{4-й интервал ортогональности: } c_1^{(4)} = 0,25; \\ c_2^{(4)} = -0,15; c_3^{(4)} = 2,36; c_4^{(4)} = -1,12.$$

Начальные фазы гармонических составляющих равны соответственно

$$\text{1-й интервал ортогональности: } \psi_1^{(1)} = \pi/7; \\ \psi_2^{(1)} = \pi/3; \psi_3^{(1)} = \pi/4; \psi_4^{(1)} = \pi/9,$$

$$\text{2-й интервал ортогональности: } \psi_1^{(2)} = \pi/2; \\ \psi_2^{(2)} = \pi/9; \psi_3^{(2)} = \pi/12; \psi_4^{(2)} = \pi/3,5,$$

$$\text{3-й интервал ортогональности: } \psi_1^{(3)} = 3\pi/5; \\ \psi_2^{(3)} = \pi/2; \psi_3^{(3)} = 8\pi/7; \psi_4^{(3)} = \pi/1,5,$$

$$\text{4-й интервал ортогональности: } \psi_1^{(4)} = -6\pi/5; \\ \psi_2^{(4)} = -\pi/4; \psi_3^{(4)} = 2\pi/3; \psi_4^{(4)} = 0,2\pi.$$

Математическая модель OFDM-сигнала в окне анализа имеет вид:

$$s(t) = \sum_{l=1}^4 \sum_{k=0}^3 c_k^{(l)} \cos(\omega_k(t - \Delta t_k) + \psi_k^{(l)}). \quad (22)$$

Временные задержки лучей (гармонических составляющих) взяты равными

$$\Delta t_1 = 0,003 \text{ мс}, \Delta t_2 = 0,005 \text{ мс},$$

$$\Delta t_3 = 0,006 \text{ мс}, \Delta t_4 = 0,007 \text{ мс}.$$

График сигнала, соответствующего математической модели (1), показан на рис. 3.

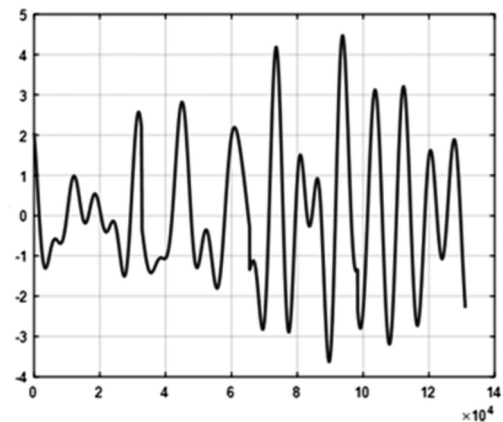


Рис. 3. Временная реализация информационного OFDM-сигнала

В результате применения гармонического вейвлет-преобразования получено 17 уровней вейвлет-разложения, включая начальный уровень, соответствующий

ющий масштабирующей функции $\phi(x)$. Гармоническое вейвлет-разложение сигнала имеет также интерпретацию октавного банка фильтров. Начальные уровни вейвлет-разложения имеют грубые масштабы, а затем, при увеличении номера уровня разложения j временное разрешение улучшается. При этом последний 17-й уровень является самым тонким уровнем разложения. Графики двух последних уровней вейвлет-разложения (с номерами $j=16$ и $j=17$) показаны на рис. 4 и 5. Приведены вещественные части комплекснозначных вейвлет-коэффициентов (отложены по вертикальным осям на рис. 4).

Путем применения предложенного алгоритма сегментации вейвлет-коэффициентов получены значения границ интервалов ортогональности в OFDM-сигнале (в шкале дискретного нормированного времени, т.е. номеров дискретных отсчетов): $n_0 = 1$, $n_1 = 32768$, $n_2 = 65536$, $n_3 = 98304$, $n_4 = 131072$, что соответствует исходной математической модели.

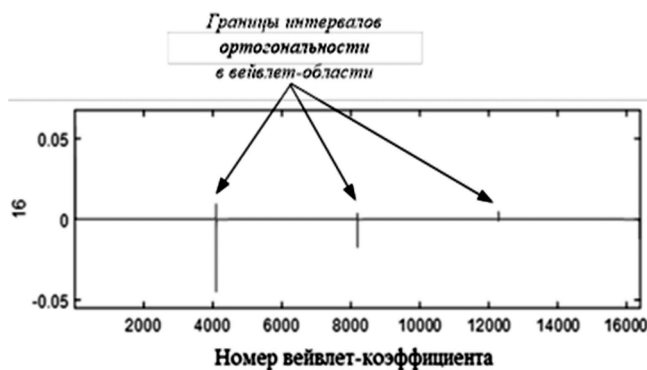


Рис. 4. Вейвлет-коэффициенты гармонического вейвлет-преобразования сигнала для 16-го уровня вейвлет-разложения



Рис. 5. Вейвлет-коэффициенты гармонического вейвлет-преобразования сигнала для 17-го уровня вейвлет-разложения

Полученные результаты показали возможность установления временного синхронизма без использования частотно-временной избыточности. В дальнейшем возникает задача определения точности установления временного синхронизма с учетом влияния ряда дестабилизирующих факторов.

Заключение

В статье рассмотрено применение гармонического вейвлет-преобразования для обработки и анализа OFDM-сигналов в нестационарном радиоканале. Разработан метод выделения на приемной стороне границ интервалов ортогональности в информационном OFDM-сигнале с использованием гармонических вейвлетов и анализа вейвлет-коэффициентов на различных уровнях разложения, что проиллюстрировано вычислительным экспериментом. Использование вейвлет-технологии позволяет в условиях частотно-временной избыточности OFDM-сигнала устанавливать временной синхронизм с точностью, необходимой для передачи и обработки информационных сигналов с заданным качеством. Предлагаемый метод позволяет повысить информационную скорость на 20-30 %.

Литература

1. Бакулин М.Г., Крейнделин В.Б., Шлома А.М., Шумов А.П. Технология OFDM. Учебное пособие для вузов. М.: Горячая линия-Телеком, 2021, 360 с.
2. В.В. Егоров, А.Е. Тимофеев Установление частотно-временной синхронизации в многочастотных КВ-системах передачи данных. Электросвязь, № 7, 2013. С. 41-44.
3. Шахтарин Б.И., Сизых В.В., Сидоркина Ю.А. и др. Синхронизация в радиосвязи и радионавигации. М.: Горячая линия-Телеком, 2011, 278 с.
4. С. Малла Вейвлеты в обработке сигналов; пер. с англ. М.: Мир, 2005. 671 с.
5. Н.К. Смоленцев Вейвлет-анализ в Matlab. 3-е изд. М.: ДМК Пресс, 2010. 448 с.
6. D.E. Newland. Harmonic wavelet analysis, Proceedings of the Royal Society of London, Series A (Mathematical and Physical Sciences), vol. 443, no. 1917, pp. 203-225 (8 Oct. 1993).
7. D.E. Newland Random vibrations, spectral and wavelet analysis, 3rd edn. Harlow: Longman, and New York: John Wiley, 1993.
8. Н.И. Орешко, В.В. Гелпенер, Д.М. Клионский Применение гармонических вейвлетов в задачах обработки осциллирующих сигналов. Цифровая Обработка Сигналов, № 2, 2012, С. 6-14.
9. Д.М. Клионский, Н.И. Орешко. Характеристики реальных вейвлет-фильтров применительно к гармоническому вейвлет-преобразованию. Цифровая обработка сигналов и ее применения – DSPA'2013: Тез. докл. 15-й междунар. конф. г. Москва, 27-29 марта 2013. М.: 2013. С. 302-306.
10. А.Б. Сергиенко. Цифровая обработка сигналов. СПб.: Питер, 2007, 751 с.
11. А.А. Жиглявский, А.Е. Красковский Обнаружение разладки случайных процессов в задачах радиотехники. Л.: Изд-во Ленинградского Университета, 1988, 224 с.

ПРИМЕНЕНИЕ МЕТОДА МАКСИМУМА ПРАВДОПОДОБИЯ ДЛЯ ОПТИМИЗАЦИИ ЭКВАЛАЙЗЕРА НА ОСНОВЕ МЕТОДА РЕГУЛЯРИЗАЦИИ

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

APPLICATION OF THE MAXIMUM LIKELIHOOD METHOD FOR EQUALIZER OPTIMIZATION BASED ON THE REGULARIZATION METHOD

Maslakov M.L.

Adaptive signal correction as a solution to an inverse ill-posed problem is considered in work. This problem is reduced to a convolution-type equation, and to solve it, the Tikhonov regularization method is used. The operator and the right-hand side of the equation are known with an error. To choose a regularization parameter, a method is proposed that involves minimizing the deviation of the phase values of unknown transmitted symbols. The maximum likelihood method was used for realization of one. The results of numerical experiments are presented.

Key words: equalizer, channel equalization, regularization method, regularization parameter, phase probability density function, maximum likelihood method.

Ключевые слова: эквалайзер, выравнивание канала, метод регуляризации, параметр регуляризации, плотность распределения вероятности фазы, метод максимального правдоподобия.

Введение

В статье рассматривается задача выравнивания частотной характеристики канала связи с ограниченной полосой частот. Данная задача возникает при адаптивной коррекции сигналов передаваемых через нестационарные замирающие каналы связи, в которых наблюдаются межсимвольная интерференция [1]. Для выравнивания характеристик канала применяют эквалайзеры [2]. Процедуру расчета коэффициентов эквалайзера можно рассматривать как решение обратной задачи [3, 4, 5].

Задача адаптивной коррекции сигналов сводится к решению интегрального уравнения типа свертки первого рода, которое можно записать в операторном или матричном виде [5, 6]

$$\mathbf{H}\mathbf{s} = \mathbf{u}, \quad (1)$$

где $\mathbf{H} \in R^{m \times n}$, $m \geq n$ – матрица коэффициентов импульсной характеристики канала, $\mathbf{s} \in R^n$ – вектор отсчетов передаваемого сигнала, $\mathbf{u} \in R^m$ – вектор отсчетов принятого сигнала.

Вектор \mathbf{u} представляет собой результат измерений на фоне белого гауссовского шума, т.е.

$$\mathbf{u} = \bar{\mathbf{u}} + \xi, \quad (2)$$

где $\bar{\mathbf{u}}$ – точные значения вектора отсчетов принятого сигнала, ξ – аддитивные белый гауссовский шум с нулевым средним и дисперсией σ_ξ^2 .

С учетом зашумленности правой части (2), а также того, что в общем случае матрица \mathbf{H} в общем случае может быть плохообусловленной, задача (1) является некорректно поставленной (см. подробнее в [6, 7]). Для

Рассматривается адаптивная коррекция сигналов как решение обратной некорректной задачи. Данная задача сводится к уравнению типа свертки, а для его решения используется метод регуляризации Тихонова. Оператор и правая часть уравнения известны с погрешностью. Для выбора параметра регуляризации предложен метод, заключающийся в минимизации отклонения фазовых значений неизвестных передаваемых символов. Для его реализации использован метод максимального правдоподобия. Представлены результаты численных экспериментов.

решения задачи (1), часто, применяют регуляризующие алгоритмы [5, 7, 8]. Одной из ключевых подзадач при этом является выбор параметра регуляризации, решению которой посвящена данная работа [8, 9].

Матрица \mathbf{H} состоит из коэффициентов импульсной характеристики канала $h(t)$, причем полагаем что

$$h(t) \equiv 0, t \leq 0, \quad (3)$$

$$\int_{-\infty}^{\infty} |h(t)| dt < \infty. \quad (4)$$

Таким образом, матрица \mathbf{H} имеет вид:

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} h_0 & h_1 & \dots & h_{M-1} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & h_0 & h_1 & \dots & h_{M-1} & 0 & \vdots \\ \vdots & & \ddots & \ddots & & & 0 \\ 0 & \dots & 0 & h_0 & h_1 & \dots & h_{M-1} \end{bmatrix}. \quad (5)$$

Коэффициенты матрицы \mathbf{H} на практике получают из решения уравнения (1) путем передачи тестового сигнала и получении отклика на него (см. [2, 3, 8]). Таким образом, \mathbf{H} в общем случае является регуляризованным решением [5], т.е. \mathbf{H}_α . При этом

$$\max |\bar{\mathbf{H}} - \mathbf{H}_\alpha| \leq \delta_H, \quad (6)$$

где $\bar{\mathbf{H}}$ – точные значения коэффициентов импульсной характеристики канала.

Точные оценки σ_ξ^2 и δ_H отсутствуют. В этом случае для выбора параметра регуляризации применяют различные эвристические методы, описание и сравнитель-

ный анализ некоторых из них приводится, например, в [9-13]. Применение конкретного метода определяется особенностью постановки решаемой задачи.

В данной работе используется метод выбора параметра регуляризации, основанный на минимизации отклонения фазовых значений принимаемых корректируемых символов [8]. Этот метод учитывает специфику задачи адаптивной коррекции для случая фазоманипулированных сигналов. Для реализации данного метода предлагается использование метода максимального правдоподобия.

Идея метода выбора параметра регуляризации

Вектор передаваемого информационного сигнала S представляет собой отсчеты фазоманипулированного одночастотного сигнала вида

$$s(t) = \sum_{n=1}^N A \cos(\omega_0 t + \phi_m(n)) p(t - (n-1)T_{sym}), \quad (7)$$

$$t \in [0; NT_{sym}),$$

где N – количество передаваемых символов, A – амплитуда передаваемого сигнала, ω_0 – несущая частота, $\phi_m(n), n=1...N$ – фазы передаваемых символов, T_{sym} – длительность символа, $p(t)$ – импульсная функция вида

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

Последовательность $\phi_m(n), n=1...N$ соответствует информационной последовательности бит $b_m(n), n=1...N$. При этом для различной позиционности фазовой модуляции (ФМ) определенному набору бит соответствует строго определенное значение фазы [14]:

$b_m = \{0; 1\} \Leftrightarrow \phi_m = \{0; \pi\}$ – для двухпозиционной ФМ (BPSK);

$b_m = \{00; 01; 11; 10\} \Leftrightarrow \phi_m = \left\{0; \frac{\pi}{2}; \pi; \frac{3\pi}{2} \equiv -\frac{\pi}{2}\right\}$ – для четырехпозиционной ФМ (QPSK);
и т.д. с учетом кода Грея [15].

В соответствии с [8] необходимо осуществить демодуляцию откорректированного информационного сигнала, определяемого вектором s_α , являющегося регуляризованным [5] решением уравнения (1), которое преобразуется к форме:

$$\mathbf{H}_\alpha \mathbf{s} = \mathbf{u}. \quad (8)$$

Здесь \mathbf{H}_α – матрица вида (5) элементы которой получены при передаче тестового сигнала и решении уравнения (1) относительно коэффициентов импульсной характеристики.

На выходе демодулятора получим последовательность значений фаз принятых символов $\psi_m(n, \alpha) \in [-\pi; \pi]$, $n=1...N$ и соответствующую последовательность бит $b_m(n, \alpha), n=1...N$.

Для выбора параметра регуляризации необходимо минимизировать функционал, представляющий собой количество битовых (или символьных) ошибок

$$q(\alpha) = \sum_{n=1}^N (b_m(n) \oplus b_m(n, \alpha)), \quad (9)$$

где \oplus – знак сложения по модулю два.

Однако информационная последовательность бит $b_m(n), n=1...N$ неизвестна, что не позволяет воспользоваться напрямую выражением (9). Однако если вместо самой последовательности бит $b_m(n, \alpha)$ производить анализ последовательности фаз символов $\psi_m(n, \alpha)$, т.е. осуществить переход от схемы случайных событий к схеме случайных величин, то можно использовать альтернативный функционал, который обсудим далее.

Аргумент минимума этого функционала должен соответствовать минимуму (9). Заметим, что при увеличении N (а вообще говоря, устремлении $N \rightarrow \infty$) величина

$$\frac{q(\alpha)}{N}, \quad (10)$$

есть оценка вероятности ошибки на бит P .

В свою очередь известно [16], что вероятность ошибки на бит для, например, модуляции BPSK определяется выражением:

$$P = 1 - \int_{-\pi/2}^{\pi/2} W_0(\psi) d\psi, \psi \in [-\pi; \pi], \quad (11)$$

где $W_0(\psi)$ – плотность распределения вероятностей фаз.

Поэтому в [8] вместо (9) предлагается минимизировать дисперсию полученной выборки фаз $\psi_m(n, \alpha)$, в результате приходим к поиску минимума следующего функционала:

$$\alpha_{opt} = \arg \left(\min_{\alpha > 0} \sigma_{\psi}^2(\alpha) \right). \quad (12)$$

Таким образом, задача выбора параметра регуляризации сводится к статистическому анализу регуляризованного решения некорректной обратной задачи. Отметим, что некоторые приложения применения статистического подхода для обработки данных при решении обратных задач представлены в [17].

Рассмотрим далее способы реализации рассмотренного метода.

Применение метода максимального правдоподобия

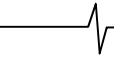
Выбор параметра регуляризации по абсолютным значениям фаз

Пусть K – объем передаваемого алфавита возможных символов. Обозначим вероятность соответствующего символа как $P_m^k, k=1...K$. Тогда плотность вероятности фаз откорректированного сигнала, определяемого вектором s_α , в общем случае определяется выражением

$$W_K(\psi) = \sum_{k=1}^K P_m^k W_k(\psi), \quad (13)$$

где $W_k(\psi)$ – плотность вероятности фазы возможного k -го символа.

Обычно при передаче случайной информации большого объема вероятность символов полагают одинаковой, т.е.



$$P_m^k = \frac{1}{K}, k = 1 \dots K. \quad (14)$$

Возможные значения фаз символов ϕ_μ расположены равномерно на окружности в соответствии с используемой позиционностью модуляции.

Тогда плотность вероятности фазы откорректированного сигнала для случая сигналов BPSK можно записать в форме

$$W_2(\psi) = \frac{1}{2} W_0(\psi) + \frac{1}{2} W_0(\psi + \pi), \quad \psi \in [-\pi; \pi], \quad (15)$$

аналогично, для случая QPSK

$$W_4(\psi) = \frac{1}{4} W_0(\psi) + \frac{1}{4} W_0(\psi + \frac{\pi}{2}) + \frac{1}{4} W_0(\psi + \pi) + \frac{1}{4} W_0(\psi - \frac{\pi}{2}), \quad \psi \in [-\pi; \pi] \quad (16)$$

и т.д.

Плотность вероятности фазы $W_0(\psi)$ определяется нормальным угловым законом распределения (см. [18, 20])

$$W_0(\psi) = \frac{1}{2\pi} \exp\left(-\frac{\mu^2}{2}\right) \times \left(1 + \sqrt{2\pi\mu^2} \cdot \cos(\psi) \times \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(-\frac{\mu \cos(\psi)}{\sqrt{2}}\right) \cdot \exp\left(\frac{\mu^2 \cos^2(\psi)}{2}\right)\right), \quad (17)$$

где $\operatorname{erfc}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_x^\infty \exp(-t^2) dt$ – дополнительная функция ошибок, а параметр μ пропорционален отношению сигнал/шум, т.е. $\mu \sim SNR$.

Для примера на рис. 1 показаны плотности распределения фазы $W_2(\psi)$ и $W_4(\psi)$ для различных значений параметра μ .

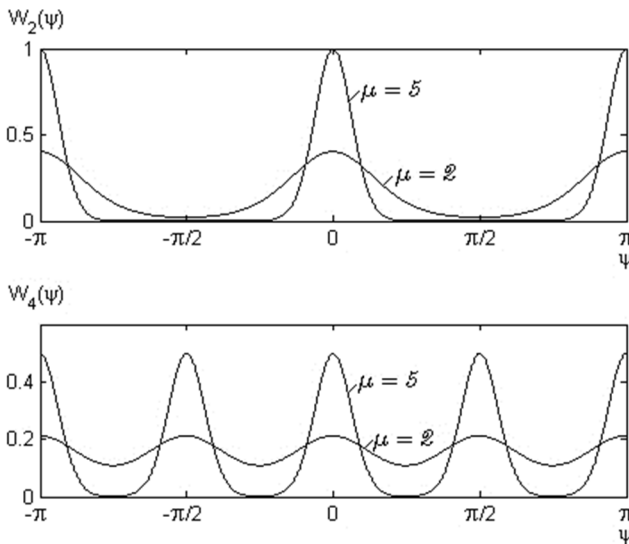


Рис. 1. Плотности распределения фазы для BPSK – $W_2(\psi)$ и QPSK – $W_4(\psi)$

Отметим, что

$$\mu^2 \propto \frac{1}{\sigma_e^2}, \quad (18)$$

где

$$\sigma_e^2 = \|\mathbf{s} - \mathbf{s}_\alpha\|. \quad (19)$$

С учетом (18) следует, что минимум в выражении (12) достигается при максимальном значении μ , и тогда приходим к следующему выражению

$$\alpha_{opt} = \arg(\max_{\alpha > 0} \mu(\alpha)). \quad (20)$$

Для нахождения оценки μ по имеющейся выборке $\psi_m(n, \alpha), n = 1 \dots N$ и, соответственно, его максимума применим метод максимального правдоподобия. Функцию правдоподобия можно записать в форме

$$L(\mu(\alpha)) = \prod_{n=1}^N W_K(\psi_m(n, \alpha)). \quad (21)$$

Отметим, что при численной реализации произведение в (21), как правило, меняют на сумму логарифмов.

В результате оценку μ в выражении (20) получим следующим образом:

$$\hat{\mu}(\alpha) = \arg(\max_{\mu > 0} L(\mu(\alpha))). \quad (22)$$

Выбор параметра регуляризации по дифференциальным значениям фаз

Рассмотрим получаемые оценки фаз символов регуляризованного решения уравнения (8). Каждое значение фазы можно представить в форме

$$\psi_m(n, \alpha) = \phi_m(n) + \psi_\delta(n, \alpha), \quad (23)$$

где $\psi_\delta(n, \alpha)$ – ошибка измерения фазы.

Тогда разность двух соседних фаз есть

$$\begin{aligned} \psi_d(n, \alpha) &= (\phi_m(n+1) + \psi_\delta(n+1, \alpha)) - \\ &- (\phi_m(n) + \psi_\delta(n, \alpha)) = \\ &= (\phi_m(n+1) - \phi_m(n)) + (\psi_\delta(n+1, \alpha) - \psi_\delta(n, \alpha)) = \\ &= \phi_d(n) + (\psi_\delta(n+1, \alpha) - \psi_\delta(n, \alpha)) \end{aligned} \quad (24)$$

Значения $\phi_d(n)$ для ФМ различной позиционности будут принимать те же значения, т.е. $\{0; \pi\}$ – для BPSK,

$\left\{0; \frac{\pi}{2}; \pi; \frac{3\pi}{2} \equiv -\frac{\pi}{2}\right\}$ – для QPSK и т.д. Иными словами от абсолютной ФМ переходим к разностной ФМ [14]. Соответствующие вероятности фаз символов (14) будут также равны, а значит плотность вероятности разности фаз откорректированного сигнала, аналогично (13), будет иметь вид

$$W_K(\psi_d) = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K W_k^d(\psi_d). \quad (25)$$

Тогда плотность вероятности разности фаз откорректированного сигнала для случая сигналов DBPSK можно записать в форме

$$W_K^d(\psi_d) = \frac{1}{2} W_0^d(\psi_d) + \frac{1}{2} W_0^d(\psi_d + \pi), \quad (26)$$

$$\psi_d \in [-\pi; \pi],$$

аналогично, для случая DQPSK

$$\begin{aligned} W_K^d(\psi_d) &= \frac{1}{4} W_0^d(\psi_d) + \frac{1}{4} W_0^d(\psi_d + \frac{\pi}{2}) + \\ &+ \frac{1}{4} W_0^d(\psi_d + \pi) + \frac{1}{4} W_0^d(\psi_d - \frac{\pi}{2}), \quad \psi_d \in [-\pi; \pi] \end{aligned} \quad (27)$$

и т.д.

Плотность вероятности разности фаз описывается распределением Мизеса и определяется выражением [18, 19]

$$W_0^d(\psi_d) = \frac{1}{2\pi I_0(\mu)} \exp(\mu \cos(\psi_d)), \quad (28)$$

где $I_0(\mu)$ – модифицированная функция Бесселя первого рода нулевого порядка (см. [18]).

Для примера на рис. 2 показаны плотности распределения фазы $W_2(\psi_d)$ и $W_4(\psi_d)$ для различных значений параметра μ .

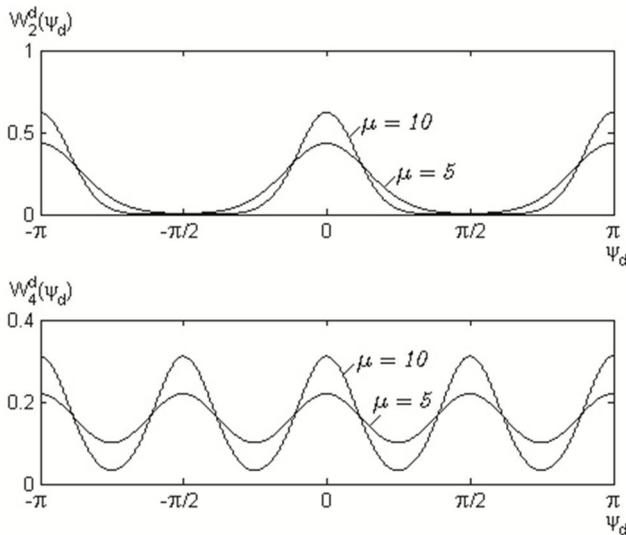


Рис. 2. Плотности распределения разности фаз для DBPSK – $W_2^d(\psi_d)$ и DQPSK – $W_4^d(\psi_d)$

Для нахождения максимального значения μ по имеющейся выборке $\psi_d(n, \alpha), n = 1 \dots N-1$ также применим метод максимального правдоподобия. В этом случае функция правдоподобия есть

$$L_d(\mu(\alpha)) = \prod_{n=1}^{N-1} W_K^d(\psi_d(n, \alpha)). \quad (29)$$

Значение параметра регуляризации α_{opt} можно определить из (20), где в качестве оценки μ подставить оценку

$$\hat{\mu}(\alpha) = \arg \left(\max_{\mu > 0} L_d(\mu(\alpha)) \right). \quad (30)$$

Сравнительный анализ данных подходов

Дисперсия разности фаз $\psi_d(n, \alpha)$ больше дисперсии фазы $\psi(n, \alpha)$, что связано со слагаемым $(\psi_\delta(n+1, \alpha) - \psi_\delta(n, \alpha))$ в выражении (24). Таким образом, использование абсолютных значений фаз позволяет получить более надежную оценку μ . Однако использование дифференциальных фаз может быть предпочтительнее в некоторых случаях.

Пусть оценка значения фазы $\psi_m(n, \alpha)$ смещена, т.е.

$$\psi_m(n, \alpha) = \phi_m(n) + \psi_\delta(n, \alpha) + \psi_s(n), \quad (31)$$

где $\psi_s(n)$ – смещение фазы.

Смещение фазы может возникнуть, например, при ошибке тактовой синхронизации. При этом значения

$\psi_s(n), n = 1 \dots N$ – неизвестны. В этом случае применение моделей (15) или (16) приведет к неточной оценке μ , получаемой из (21).

Рассмотрим подробно выражение для разности фаз в этом случае

$$\begin{aligned} \psi_d(n, \alpha) &= \\ &= (\phi_m(n+1) + \psi_\delta(n+1, \alpha) + \phi_s(n+1)) - \\ &- (\phi_m(n) + \psi_\delta(n, \alpha) + \phi_s(n)) = \\ &= \phi_d(n) + (\psi_\delta(n+1, \alpha) - \psi_\delta(n, \alpha)) + \\ &+ (\psi_s(n+1) - \psi_s(n)) \end{aligned} \quad (32)$$

Часто на практике смещение фазы является константой (что можно полагать для относительно небольшого сегмента или интервала времени), т.е. можно полагать $\psi_s(n+1) \equiv \psi_s(n) \equiv \psi_s \equiv \text{const}, n = 1 \dots N-1$.

Тогда при использовании разности фаз смещение фазы ψ_s компенсируется и от (32) приходим к выражению (24), после чего можно воспользоваться моделью (25).

Очевидно, что при условии (33) можно оценить данное смещение как математическое ожидание [18] и компенсировать его, в результате чего функция правдоподобия вместо (21) примет форму

$$L(\mu(\alpha), \theta) = \prod_{n=1}^N W_K(\psi(n, \alpha) + n\theta), \theta \in [-\pi; \pi]. \quad (34)$$

Вычислительная процедура поиска максимума функции правдоподобия (34) при этом значительно усложняется.

Допустим, что $\psi_s(n)$ связано с доплеровским смещением частоты, либо расстройкой опорного генератора приемника. Тогда

$$\psi_s(n) = n\omega_s T_{sym}, \quad (35)$$

где ω_s – значение доплеровского сдвига частоты.

В этом случае от (32) приходим к выражению

$$\begin{aligned} \psi_d(n, \alpha) &= \phi_d(n) + \\ &+ (\psi_\delta(n+1, \alpha) - \psi_\delta(n, \alpha)) + \omega_s T_{sym}. \end{aligned} \quad (36)$$

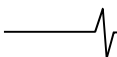
Слагаемое $\omega_s T_{sym}$ также внесет определенную погрешность при оценке μ . Однако при использовании абсолютных значений фаз $\psi(n, \alpha)$ смещение $\psi_s(n)$ будет расти от символа к символу на величину $\omega_s T_{sym}$, что существенно осложняет использование выражений (21) и (34).

Для дифференциальных значений фаз $\psi_d(n, \alpha)$ – значение $\omega_s T_{sym} \equiv \text{const}$. Тогда, аналогично (34), выражение для функции правдоподобия при использовании разности фаз имеет вид

$$L(\mu(\alpha), \theta) = \prod_{n=1}^{N-1} W_K^d(\psi_d(n, \alpha) + \theta), \theta \in [-\pi; \pi]. \quad (37)$$

Численный эксперимент

В этом разделе представлены результаты численного эксперимента при передаче неизвестного ФМ сигнала через замирающий канал с межсимвольной интерфе-



ренцией, возникшей из-за многолучевого распространения. В качестве модели канала выбрана модель Ваттерсона [21], используемая при моделировании коротковолновых каналов связи [22].

При моделировании были заданы следующие параметры модели канала: 2 луча, интервал между лучами 2 мс, замирания каждого луча по закону Релея, используемая полоса частот 3 кГц. Параметры передаваемого сигнала: несущая частота сигнала $\omega_0 = 2\pi f_0$ при $f_0 = 1,8$ кГц; длительность символа $T_{sym} = 0,625$ мс. Частота дискретизации 16 кГц.

На рис. 3-4 показаны типичные зависимости количества ошибок q , масштабированные функции правдоподобия для абсолютных и дифференциальных фаз, а также оценки значения μ для различных значений отношения сигнал/шум SNR во входных данных полученные для BPSK сигналов. Количество передаваемых символов $N = 15$.

Здесь и далее зависимости для количества битовых ошибок q получены по формуле (9) в предположении известной последовательности бит, что имеет место быть в рамках моделирования (эксперимента). Важно отметить, что так, как число бит в пределах анализируемой последовательности конечно, другими словами

рассматривается сегмент относительно небольшой длины, то $q \in \mathbb{N}$ - натуральным числом, в свою очередь $\alpha \in \mathbb{R}$ - является вещественным. Это приводит к тому, что достаточно определить α_{opt} , принадлежащее некоторому диапазону при котором $q = \min$. Доказательство данного утверждения, сформулированного в виде леммы, приведено в работе [8].

На рис. 5 показаны аналогичные кривые для сигналов QPSK при значении $SNR = 10$ дБ и $N = 15$.

На рис. 3-5 (а и b) демонстрируется, что хотя максимумы функционалов соответствуют различным значениям α , все они могут быть приняты как α_{opt} . Вместе с тем на рис. 3-4 (с) демонстрируется, что данный метод может давать и ошибочные значения α_{opt} .

Кроме того стоит отметить наличие локальных максимумов, что существенно ограничивает выбор и реализацию алгоритма оптимизации при поиске экстремума. Анализ таких алгоритмов может быть рассмотрен в отдельной работе.

Как видно из приведенных зависимостей данный метод, как любой эвристический метод, может давать ошибочное значение параметра α в качестве оптимального, но в любом случае не худшее, что демонстрируется на рис. 3-5 (с).

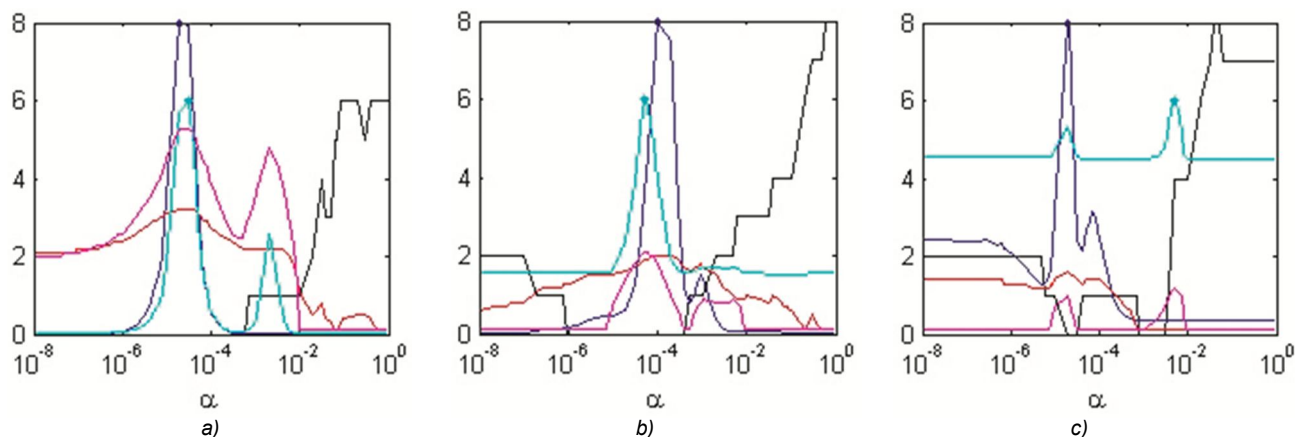


Рис. 3. Типичные зависимости количества ошибок q (черная); масштабированные функции правдоподобия для абсолютных фаз (синяя) и дифференциальных фаз (бирюзовая); оценки значения μ для абсолютных фаз (красная) и дифференциальных фаз (малиновая) для BPSK сигналов при $SNR = 10$ дБ

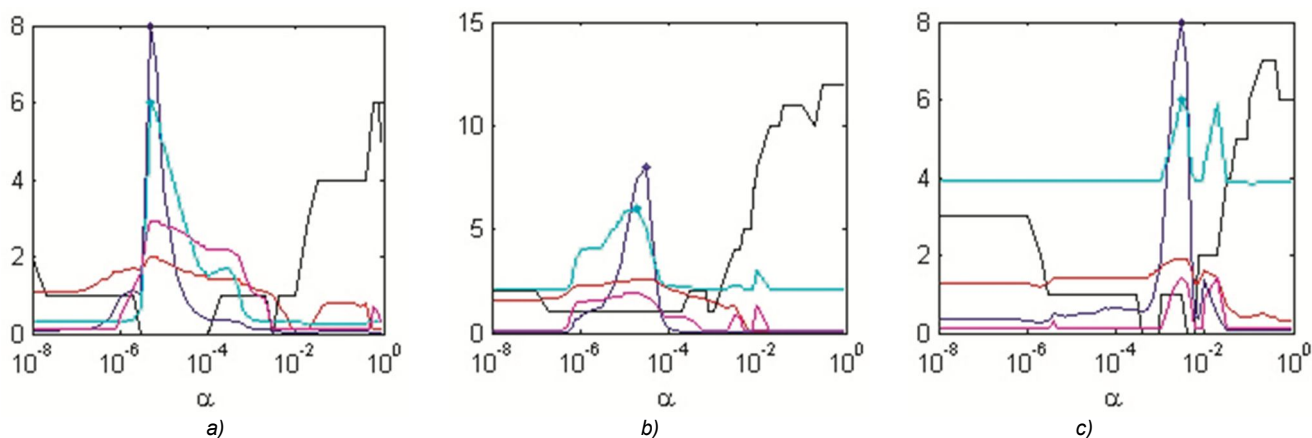


Рис. 4. Типичные зависимости количества ошибок q (черная); масштабированные функции правдоподобия для абсолютных фаз (синяя) и дифференциальных фаз (бирюзовая); оценки значения μ для абсолютных фаз (красная) и дифференциальных фаз (малиновая) для BPSK сигналов при $SNR = 5$ дБ

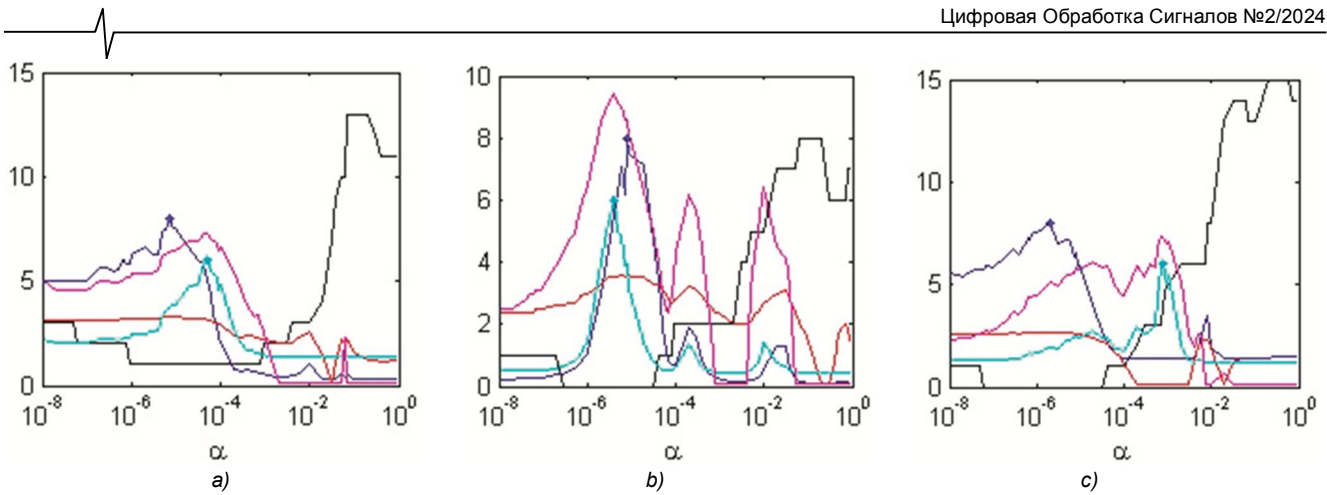


Рис. 5. Типичные зависимости количества ошибок q (черная); масштабированные функции правдоподобия для абсолютных фаз (синяя) и дифференциальных фаз (бирюзовая); оценки значения μ для абсолютных фаз (красная) и дифференциальных фаз (малиновая) для QPSK сигналов при $SNR = 10$ дБ

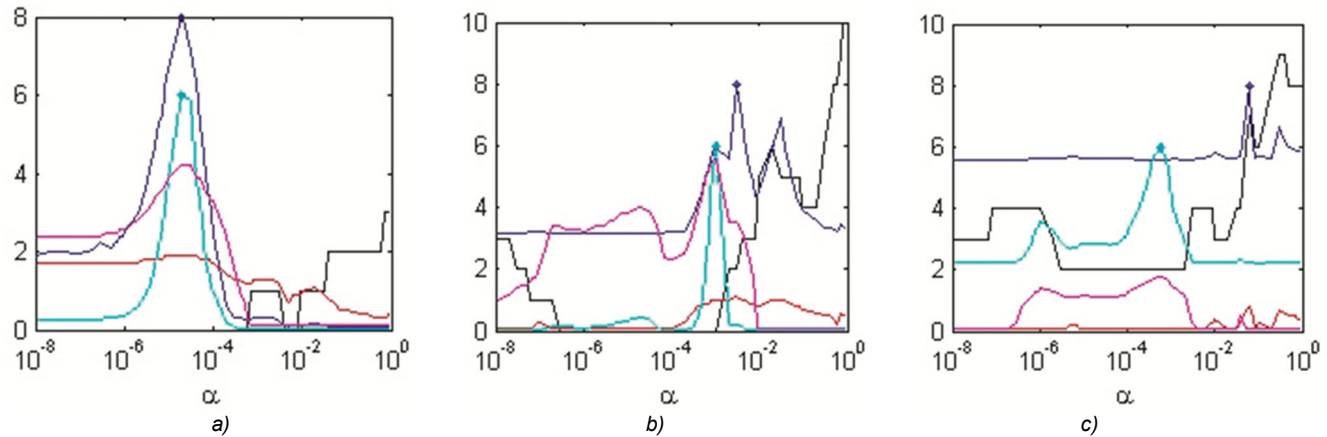


Рис. 6. Типичные зависимости количества ошибок q (черная); масштабированные функции правдоподобия для абсолютных фаз (синяя) и дифференциальных фаз (бирюзовая); оценки значения μ для абсолютных фаз (красная) и дифференциальных фаз (малиновая) для BPSK сигналов при $SNR = 10$ дБ и $f_s = 20$ Гц

На рис. 6 показаны аналогичные зависимости для BPSK сигналов при значении $SNR = 10$ дБ, $N = 15$ и значении доплеровского сдвига $f_s = 20$ Гц ($\omega_s = 2\pi f_s$).

Можно отметить, что использование дифференциальных фаз для получения оценки α_{opt} дает меньшую вероятность ошибки данной оценки, что подтверждает утверждения сделанные при сравнительном анализе данных подходов.

Далее было проведено $M = 20000$ экспериментов и построены зависимости вероятности ошибки на бит от отношения сигнал/шум (ОСШ) при коррекции методом регуляризации Тихонова с выбором значения параметра регуляризации рассматриваемым методом для абсолютных или дифференциальных фаз.

Вероятность ошибки вычислялась из выражения

$$P = \frac{1}{MN} \sum_{l=1}^M q(l, \alpha). \quad (38)$$

Результаты моделирования для BPSK и QPSK сигналов показаны на рис. 7.

Нижняя граница на рис. 7 получена экспериментально при условии, что последовательность $b_m(n), n = 1 \dots N$ в каждом из M опытов известна точно.

Аналогичные кривые для BPSK и QPSK сигналов при значении доплеровского смещения частоты

$f_s = 20$ Гц показаны на рис. 8.

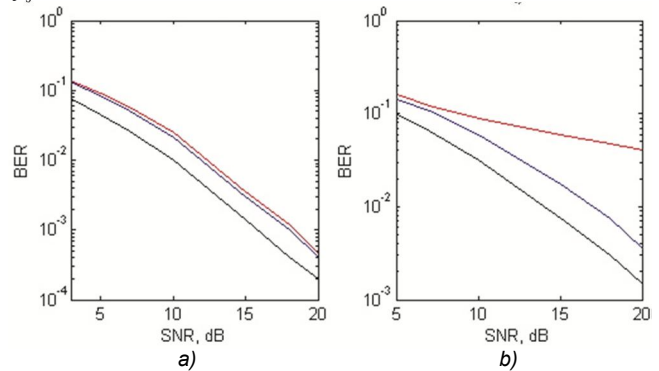


Рис. 7. Зависимости вероятности ошибки на бит от ОСШ для сигналов BPSK (а) и QPSK (б) при выборе значения параметра регуляризации рассматриваемым методом при использовании абсолютных фаз (синий); дифференциальных фаз (красный); нижняя граница (черный)

Отметим, что длительность информационных последовательностей N при моделировании зависимостей вероятности ошибки на бит составляла 15, 30 и 50 BPSK и QPSK символов. При этом объем выборки практически не влиял на эффективность выбора значения параметра регуляризации.

Отметим, что в случае $f_s \neq 0$ обычно осуществляют предварительную (иногда «грубую») компенсацию дан-

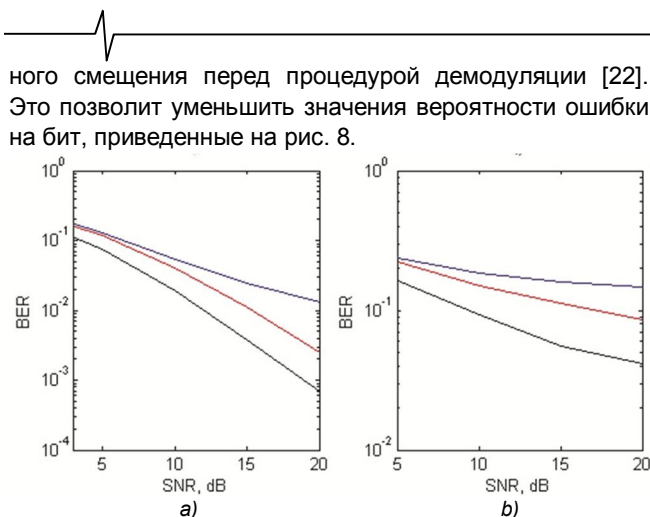


Рис. 8. Зависимости вероятности ошибки на бит от ОСШ при $f_s = 20$ Гц для сигналов BPSK (a) и QPSK (b) при выборе значения параметра регуляризации рассматриваемым методом при использовании абсолютных фаз (синий); дифференциальных фаз (красный); нижняя граница (черный)

Заключение

Предложенный метод обеспечивает выбор оптимального значения параметра регуляризации в задаче адаптивной фильтрации при коррекции искаженных сигналов с ФМ различной позиционности при неизвестной модулирующей последовательности. При этом получение оценок уровня шума во входных данных и зашумленности ядра интегрального уравнения в отличие от большинства известных методов не требуется.

Дополнительно отметим, что при поиске максимума (37) также может быть получена оценка доплеровского смещения частоты.

Литература

1. Eleftheriou E., Falconer D. Adaptive equalization techniques for HF channels. IEEE Journal on Selected Areas in Communications. 1987, vol. 5. I. 2, pp. 238-247.
2. Haykin S. Adaptive Filter Theory. 5-th ed. Boston: Pearson, 2014.
3. Santamarina J.C., Fratta D. Discrete Signals and Inverse Problems. John Wiley & Sons, Ltd, 2005.
4. Lerer L., Olshevsky V., Spitkovsky I.M. Convolution Equations and Singular Integral Operators. Basel: Springer, 2010.
5. Doherty J.F. Channel Equalization as a Regularized

Inverse Problem. CRC press, 1999.

6. Грешилов А.А. Некорректные задачи цифровой обработки информации и сигналов. М. Логос, 2009.
7. Султанов М.А., Кошанова М.Д., Устемирова Б.Б. О некорректности обратной задачи численного обращения одномерной свертки. Вестник Карагандинского университета. Серия: математика. 2016. № 4 (84). С. 117-123.
8. Маслаков М.Л. Выбор параметра регуляризации в задачах адаптивной фильтрации. Ж. вычисл. матем. и матем. физ. 2019. Т. 59. № 6. С. 951-960.
9. Bauer F., Lukas M.A. Comparing parameter choice methods for regularization of ill-posed problem. Math. Comput. Simul. 2011, vol. 81. I. 9, pp. 1795-1841.
10. Hansen P.C. Rank-Deficient and Discrete Ill-Posed Problems, SIAM, Philadelphia, 1998.
11. Lu S., Pereverzev S.V. Regularization Theory for Ill-posed Problems. De Gruyter, Berlin, 2013.
12. Hochstenbach M.E., Reichel L., Rodriguez G. Regularization parameter determination for discrete ill-posed problems. J. Comput. Appl. Math. 273 (2015), pp. 132-149.
13. Hamarik U., Palm R., Raus T. A family of rules for parameter choice in Tikhonov regularization of ill-posed problems with inexact noise level. J. Comput. Appl. Math. 236 (2012), pp. 2146-2157.
14. Xiong F. Digital Modulation Techniques, Second Edition. Artech House, Inc, Boston, 2006.
15. Proakis J.G., M. Salehi. Digital Communications, Fifth Edition. New York, McGraw-Hill, 2008.
16. Левин Б.П. Теория случайных процессов и ее применение в радиотехнике. М.: Советское радио, 1960.
17. Kaipio J., Somersalo E. Statistical and computational inverse problems. Springer, New York, 2005.
18. Jammalamadaka S.R., SenGupta A. Topics in Circular Statistics. World Scientific Publishing Co., Singapore, 2001.
19. Mardia K.V., Jupp P.E. Directional Statistics. John Wiley & Sons, Inc, 2000.
20. Тихонов В.И. Статистическая радиотехника. М.: Советское радио, 1966.
21. Watteson C.C., Juroshek J.R., Bensema W.D. Experimental Confirmation of an HF Channel Model. IEEE Transactions on Communication Technology. 1970, vol. COM-18, no. 6, pp. 792-803.
22. Johnson E.E., Koski E., Furman W.N., Jorgenson M., Nieto J. Third-Generation and Wideband HF Radio Communications. Artech House, Inc, Boston, 2013.

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

2) Требования к иллюстрациям:

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

АЛГОРИТМ КОМПЛЕКСНОЙ ОБРАБОТКИ ИНФОРМАЦИИ О ПРОФИЛЕ ТЕМПЕРАТУРЫ В РАЙОНЕ АЭРОДРОМА

Болелов Э.А., д.т.н., доцент, заведующий кафедрой «Техническая эксплуатация радиоэлектронного оборудования воздушного транспорта» МГТУ ГА, e-mail: edbolelov@mail.ru

Васильев О.В., д.т.н., профессор, профессор кафедры «Техническая эксплуатация радиоэлектронного оборудования воздушного транспорта» МГТУ ГА, e-mail: vas_ov@mail.ru

Галаева К.И., к.т.н., старший преподаватель кафедры «Техническая эксплуатация радиоэлектронного оборудования воздушного транспорта» МГТУ ГА, e-mail: ks.galaeva@mail.ru

Бояренко Э.С., аспирантка кафедры «Техническая эксплуатация радиоэлектронного оборудования воздушного транспорта» МГТУ ГА, e-mail: boyarenko.elvira@mail.ru

AN ALGORITHM FOR COMPLEX PROCESSING OF INFORMATION ABOUT THE TEMPERATURE PROFILE IN THE AIRFIELD AREA

Bolelov E.A., Vasiliev O.V., Galaeva K.I., Boyarenko E.C.

This article presents mathematical models of the output data of temperature profile meters in the airfield area and an algorithm for complex processing of temperature profile information. Reliable information about the temperature profile in the airfield area is extremely important for ensuring the safety of aircraft flights, forecasting dangerous weather events in the airfield area, in particular, icing, fog, temperature inversion. In addition, reliable measurements of the temperature profile ensure that the value of the zero isotherm is determined in the output to the meteorological radar complex "Monocle" to identify the degree of danger of meteorological formations. Existing temperature meters at the airfield either do not have sufficient measurement accuracy and may miss emerging temperature profile anomalies or do not measure the temperature profile, but measure the air temperature at the earth's surface. Using an integrated approach to assessing the temperature profile in conjunction with the use of a promising radiosonde system based on unmanned systems, it is possible to achieve the required accuracy of measuring the temperature profile in the airfield area. The basis for solving the problem of developing an algorithm for complex processing of information about the temperature profile are the methods of the Markov theory of optimal aggregation. The article provides an assessment of the quality of the obtained algorithm for complex processing of information about the temperature profile.

Key words: data of temperature profile, algorithm for complex processing, safety of aircraft flights, temperature inversion, the methods of the Markov theory of optimal aggregation.

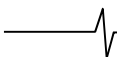
Ключевые слова: профиль температуры, комплексная обработка информации, температурная инверсия, температурный профилимер, аэродромная система радиозондирования атмосферы, марковская теория оптимального комплексирования.

Обоснование актуальности

Информация о профиле температуры в районе аэродрома является крайне важной при разработке прогнозов опасных метеоявлений, выявления аномалий профиля температур, что в свою очередь позволяет обеспечить безопасность полетов воздушных судов [1, 2]. Рассмотрим наиболее характерные применения данных о профиле температуры.

Прогноз зон обледенения требует информации о профиле температуры $T(h)$ и влажности $RH(h)$. На основании этой информации определяется диапазон высот, в которых выполняются критерии обледенения. Практикой установлено, что при обледенении температура воздуха, окружающего воздушное судно (ВС), по своим значениям обычно ниже нуля и равна или ниже температуры насыщения надо

Приведены математические модели выходных данных измерителей профиля температуры в районе аэродрома и алгоритм комплексной обработки информации о профиле температуры. Достоверная информация о профиле температуры в районе аэродрома является крайне важной для обеспечения безопасности полетов воздушных судов, прогноза опасных метеоявлений в районе аэродрома, в частности, обледенения, тумана, температурной инверсии. Кроме этого, достоверные измерения профиля температуры обеспечивают выдачу в метеорологический радиолокационный комплекс «Монокль» значения нулевой изотермы для идентификации степени опасности метеообразований. Существующие измерители температуры на аэродроме или не обладают достаточной точностью измерений и могут пропускать возникающие аномалии профиля температуры, или не проводят измерения профиля температуры, а измеряют температуру воздуха у поверхности земли. Используя комплексный подход к оценке профиля температуры совместно с применением перспективной системы радиозондирования на основе беспилотных систем, можно добиться требуемой точности измерения профиля температуры в районе аэродрома. Основой решения задачи разработки алгоритма комплексной обработки информации о профиле температуры являются методы марковской теории оптимального комплексирования. В статье приведена оценка качества полученного алгоритма комплексной обработки информации о профиле температуры.



льдом ($T_{нл}$), которая определяется по формуле (1):

$$T_{нл} = -8(T - T_d), \quad (1)$$

где $(T - T_d)$ – дефицит точки росы на высоте полета ВС.

Облачный слой, где $T < 0$ и одновременно $T < T_{нл}$, является слоем возможного обледенения.

Задача прогнозирования туманов также требует информации о профиле температуры. Для взлетающих ВС и ВС, выполняющих заход на посадку и посадку, особую опасность представляют радиационные туманы, образующиеся над поверхностью аэродрома. Такие туманы чаще всего возникают над сушей, а также могут наблюдаться над районами сплошных льдов. Возникновение радиационных туманов происходит при ясном небе и небольшом (до 2 м/с) ветре [3]. Прогнозирование туманов производится по информации о профиле температуры $T(h)$ и ее градиенте $dT(h)$, влажности $RH(h=0)$ и скорости ветра $U(h=0)$ в приземном слое.

Опасность для ВС представляют температурные инверсии и наличие сверхадиабатического профиля температуры в приземном слое. Эти явления, при условии их скрытого от экипажа ВС характере, создают фактор опасности для безопасности полета.

Температурная инверсия представляет опасность как для взлетающих ВС, так и для ВС, совершающих посадку. При попадании ВС в слой более теплого воздуха снижается тяга двигателей и, следовательно, падает вертикальная скорость, следствием чего будет снижение высоты полета ВС, а в условиях малых высот на взлете или посадке это может привести к катастрофическим последствиям (см. рис. 1 и рис. 2).

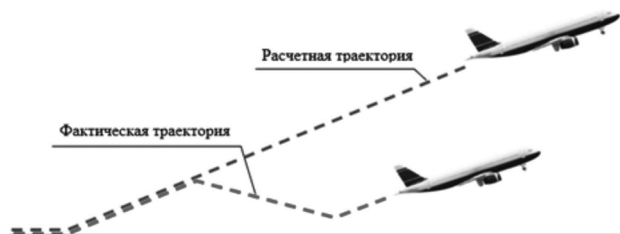


Рис. 1. Влияние температурной инверсии на траекторию взлета ВС



Рис. 2. Влияние температурной инверсии на траекторию посадки ВС

Достоверная информация о профиле температуры в районе аэродрома крайне важна для определения высоты нулевой изотермы. Положение нулевой изотермы является необходимой исходной информацией в радиолокационных метеосистемах, к которым относится метеорологический радиолокационный комплекс «Монокль», для уточнения структуры облачных образова-

ний и идентификации степени их опасности [4].

В настоящее время для измерения профиля температуры на аэродроме используется температурный профилемер (ТП) типа МТП-5. ТП обеспечивает измерение профиля температуры до высоты 1000 м в районе аэродрома и является оперативным средством получения информации о температуре на этих высотах. ТП обладает существенным недостатком, который связан с необходимостью проведения его калибровки. Отсутствие калибровки или недостаточная частота ее проведения может привести к тому, что измеренный профиль температуры будет иметь существенные отклонения от реальных значений температуры на высотах и может оказаться не пригодным для прогнозирования опасных метеоявлений и профиля температуры в районе аэродрома. В [5] предлагается для обеспечения калибровки использовать измеренные данные о температуре окружающей среды от аэродромной метеорологической станции (АМС) $T_{АМС}(h=0)$. На основании этой информации ТП производит сравнение собственных измерений температуры $T_{ТП}(h=0)$ и измерений температуры от АМС $T_{АМС}(h=0)$. Вычисленную разницу предлагается использовать для корректировки весовых коэффициентов, используемых в ТП при вычислении профиля температуры. Вместе с тем, такой способ калибровки имеет существенный недостаток, т.к. он не обеспечивает калибровку по всему измеренному профилю температуры.

В качестве системы альтернативной ТП можно использовать систему радиозондирования атмосферы, основу которой должен составлять беспилотный летательный аппарат (БЛА) [6-9]. Установленные на БЛА датчики температуры и влажности непосредственно контактируют с воздушными массами и передают на наземную станцию данные о профиле температуры и влажности. Такая аэродромная система радиозондирования (АСРЗ) может обеспечивать профили температуры до высоты 1000 м с высокой точностью. Однако, АСРЗ не является оперативным средством получения информации о профиле температуры.

Таким образом, для получения достоверной информации о профиле температуры необходимо использовать комплексную обработку информации (КОИ) на основе данных от ТП и АСРЗ (рис. 3).

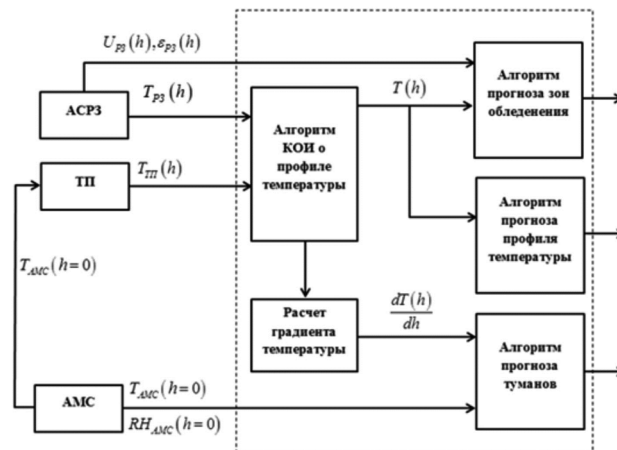


Рис. 3. Структура системы комплексной обработки информации о профиле температуры

Использование комплексной обработки информации от ТП и АСРЗ оправдано еще и тем, что в АСРЗ реализован контактный метод измерения температуры, а в ТП – дистанционный, следовательно, можно ожидать пользу от комплексирования этих систем [7]. Кроме этого, АСРЗ способен обеспечить качественную калибровку ТП по всему измеряемому профилю температуры.

Постановка задачи и синтез алгоритма комплексной обработки информации о профиле температуры в районе аэродрома

В работах Решетова В.Д., Борисенко М.М. [10-11] приводятся результаты исследования пространственно-временной изменчивости метеопараметров атмосферы. В частности, показано, что изменчивость температуры в горизонтальной плоскости $T(x, y)$ имеет достаточно небольшие значения и даже в мезомасштабе хорошо описывается простыми моделями. Эти выводы также подтверждаются серией экспериментов по исследованию изменчивости профиля температуры и разности высот нулевой изотермы по данным двух МТП-5, проведенных АО «Концерн «МАНС» на аэродроме Орловка в Тверской области. Основные результаты исследований приведены в [12-13]. Изменение температуры с высотой существенно, а вертикальный градиент температуры $\frac{dT(h)}{dh}$ может достигать достаточно больших значений.

ТП измеряет профиль температуры угломестным способом последовательно во времени по высотам зондирования от 0 до 1000 м. Значения температуры выдаются в фиксированные моменты времени, при этом дискретность выдачи значений профиля температуры для высот от 0 м до 100 м составляет 25 м, а в диапазоне высот от 100 м до 1000 м – 50 м. Интервал выдачи значений профиля температуры составляет 75 сек. В АСРЗ измерение профиля температуры осуществляется последовательно во времени путем подъема БЛА на заданную высоту зондирования. АСРЗ может обеспечивать выдачу значений профиля температуры с интервалом от 2 сек и выше [14]. В дальнейшем для определенности будет полагать, что высота зондирования ТП и АСРЗ составляет 1000 м.

Синтез алгоритма комплексной обработки информации о профиле температуры (АКОИ ПТ) по данным ТП и АСРЗ предполагает описание статистической динамики $T(t_k)$. Математическая модель динамики $T(t_k)$ может быть получена на основании статистической обработки измеренных профилей температуры за достаточно длительный период. Кроме этого, следует учитывать географическое расположение аэродрома. В данной задаче такой подход представляется не вполне продуктивным, так как корректное описание динамики изменения профиля температуры с учетом разнообразных факторов, как правило, приводит к весьма сложным математическим моделям. В связи с этим, синтез АКОИ ПТ может быть выполнен на основе метода распределения информации. Этот метод позволяет сократить размерность вектора состояния и, тем самым, уменьшить объем вычислений АКОИ ПТ [15].

Суть метода заключается в следующем. Пусть имеется некоторая совокупность переменных, значения

которых определяются в результате измерений. Измерения переменных проводятся с определенной, причем различной, точностью. В рамках решения конкретной задачи синтеза алгоритмов КОИ существует принципиальная возможность (это зависит от воли исследователя) часть переменных отнести к вектору наблюдения, а часть переменных (точность измерения которых существенно выше) к вектору известных функций времени, входящему в уравнение динамики вектора состояния. Эта возможность и порождает метод распределения информации.

Кроме этого, в постановке задачи синтеза АКОИ ПТ необходимо учесть то обстоятельство, что измерения профиля температуры АСРЗ проводятся с более высокой частотой, чем измерения ТП. Поэтому целесообразно использовать метод накопления информации, заключающийся в том, что можно накопить результаты N измерений АСРЗ и обрабатывать их в моменты времени t_k , тем более, что приращение информации за счет обработки результата одного измерения будет незначительным.

Действительное значение температуры может быть представлено как:

$$T(t_k) = T_{CA}(t_k) + \Delta T(t_k), \quad (2)$$

где: $T_{CA}(t_k)$ – значение температуры для стандартной атмосферы (СА); $\Delta T(t_k)$ – неизвестные случайные отклонения температуры от значения $T_{CA}(t_k)$. В (2) показана временная зависимость профиля температуры. Переход к временной зависимости объясняется тем, что измерения профиля температуры $T(h)$ производится последовательно по высотам в течение заданного времени зондирования $[t_0, t_3]$.

Уравнение, описывающее динамику изменения $\Delta T(t_k)$ можно записать в виде:

$$\Delta T(t_{k+1}) = \Delta T(t_k) + \Delta t \sum_{l=0}^{N-1} \frac{\Delta T(t_{l+1}) - \Delta T(t_{l-1})}{2\tau}, \quad (3)$$

где: $\Delta T(t_k) = T(t_k) - T_{CA}$; $\Delta t = t_{k+1} - t_k$, $t_k \in [t_0, t_3]$;

$$\tau = t_{l+1} - t_l, \quad t_l \in [t_k, t_{k+1}], \quad N = \frac{\Delta t}{\tau}.$$

Математическая модель измерения профиля температуры ТП может быть представлена выражением:

$$T_{ТП}(t_k) = T_{CA} + \Delta T(t_k) + \varepsilon_{ТП}(t_k), \quad (4)$$

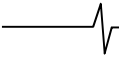
где: $\varepsilon_{ТП}(t_k)$ – ошибка измерения ТП.

Входящую в выражение (4) ошибку измерения температуры можно описать математической моделью:

$$\varepsilon_{ТП}(t_k) = a_\varepsilon \varepsilon_{ТП}(t_{k-1}) + b_\varepsilon n_{ТП}(t_{k-1}), \quad \varepsilon_{ТП}(t_0) = \varepsilon_{ТП0}, \quad (5)$$

где: a_ε – коэффициент, определяемый постоянной времени измерителя; b_ε – коэффициент, определяемый значением стационарной дисперсии погрешности измерителя; $n_{ТП}(t_k)$ – случайная гауссовская величина с нулевым математическим ожиданием и единичной дисперсией.

В соответствии с методом накопления информации к моменту проведения очередных наблюдений ТП вычис-



ляются значения $T_{P3}(t_l)$ в моменты времени $t_l \in [t_k, t_{k+1}]$. Измерения АСПЗ отнесем к вектору известных функций времени, входящих в уравнение динамики вектора состояния. С практической точки зрения это вполне оправдано, т.к. точность измерения температуры контактным методом существенно выше точности измерения дистанционным методом. Тогда уравнение (3) может быть записано в виде:

$$\Delta T(t_{k+1}) = \Delta T(t_k) + \Delta t \sum_{l=0}^{N-1} \frac{\Delta T_{P3}(t_{l+1}) - \Delta T_{P3}(t_{l-1})}{2\tau}, \quad (6)$$

Измерение (4) с учетом (6) может быть представлено в виде:

$$\Delta T_{ТП}(t_k) = \Delta T(t_k) + \Delta t \sum_{l=0}^{N-1} \frac{\Delta T_{P3}(t_{l+1}) - \Delta T_{P3}(t_{l-1})}{2\tau} + a_\varepsilon \varepsilon_{ТП}(t_{k-1}) + b_\varepsilon n_{ТП}(t_{k-1}), \quad (7)$$

где: $\Delta T_{ТП}(t_k) = T_{ТП}(t_k) - T_{CA}$.

В рассматриваемой задаче с учетом (2)-(7) вектор состояния включает в себя следующие компоненты:

$$\mathbf{X}(t_k) = [\Delta T(t_k) \quad \varepsilon_{ТП}(t_k)]^T, \quad (8)$$

а вектор наблюдения

$$\mathbf{Z}(t_k) = [\Delta T_{ТП}(t_k)], \quad (9)$$

т.е. вектор наблюдения является скалярной величиной.

Динамика изменения компонент вектора состояния описывается уравнением:

$$\mathbf{X}(t_{k+1}) = \Phi_{xx} \mathbf{X}(t_k) + \Phi_{xz} + \Gamma_x \mathbf{N}(t_k), \quad \mathbf{X}(t_0) = \mathbf{X}_0, \quad (10)$$

где ненулевые элементы матриц имеют значения:

$$\Phi_{xx}(1,1)=1, \quad \Phi_{xx}(2,2)=a_\varepsilon,$$

$$\Phi_{xz}(1,1) = \Delta t \sum_{l=0}^{N-1} \frac{\Delta T_{P3}(t_{l+1}) - \Delta T_{P3}(t_{l-1})}{2\tau}, \quad \Gamma_x(2,1) = b_\varepsilon;$$

$$\mathbf{N}(t_k) = [n_{ТП}(t_k)].$$

Уравнение наблюдения (9) в векторно-матричном виде имеет вид:

$$\mathbf{Z}(t_k) = \Delta T_{ТП}(t_k) = \Phi_{zx} \mathbf{X}(t_k) + \Phi_{zz} + \Gamma_z \mathbf{N}(t_k), \quad (11)$$

где ненулевые элементы матриц имеют значения:

$$\Phi_{zx}(1,1)=1, \quad \Phi_{zx}(1,2)=a_\varepsilon,$$

$$\Phi_{zz} = \Delta t \sum_{l=0}^{N-1} \frac{\Delta T_{P3}(t_{l+1}) - \Delta T_{P3}(t_{l-1})}{2\tau}, \quad \Gamma_z = b_\varepsilon.$$

Приведенные соотношения полностью определяют модели векторов состояния и наблюдения.

Таким образом, располагая априорными сведениями об изменении во времени компонент вектора состояния (10) и располагая наблюдением (11), требуется определить наилучшую оценку вектора состояния $\mathbf{X}^*(t_k)$, которая должна удовлетворять критерию минимума апостериорного среднего риска при квадратичной функции потерь [15]:

$$\mathbf{X}^* = \tilde{\mathbf{X}}: \min_{\{\tilde{\mathbf{X}}\}} \left\{ \int c(\mathbf{X}, \tilde{\mathbf{X}}) p(k, \mathbf{X} | \mathbf{Z}_0^k) d\mathbf{X} \right\}, \quad (12)$$

где: $c(\mathbf{X}, \tilde{\mathbf{X}})$ – функция потерь; $p(k, \mathbf{X} | \mathbf{Z}_0^k)$ – апостериорная плотность вероятности процесса \mathbf{X}_k ; $\tilde{\mathbf{X}}$ – оцен-

ка; \mathbf{Z}_0^k – вектор.

В соответствии [15], для АКОИ ПТ справедливо уравнение:

$$\mathbf{X}^*(t_{k+1}) = \Phi_{xx} \mathbf{X}^*(t_k) + \Phi_{xz} + \mathbf{K}(t_{k+1}) [\Delta T_{ТП}(t_{k+1}) - \Phi_{zx} \mathbf{X}^*(t_k) - \Phi_{zz}]; \quad (13)$$

$$\mathbf{K}(t_{k+1}) = [\Phi_{xx} \mathbf{R}(t_k) \Phi_{zx}^T + \mathbf{B}_{zx}] [\Phi_{zx} \mathbf{R}(t_k) \Phi_{zx}^T + \mathbf{B}_{zz}]^{-1}; \quad (14)$$

$$\mathbf{R}(t_{k+1}) = [\Phi_{xx} \mathbf{R}(t_k) \Phi_{xx}^T + \mathbf{B}_{xx}] - \mathbf{K}(t_{k+1}) [\mathbf{B}_{zx} + \Phi_{xx} \mathbf{R}(t_k) \Phi_{zx}^T] \mathbf{K}^T, \quad (15)$$

где: $\mathbf{B}_{xx} = \Gamma_x \Gamma_x^T$, $\mathbf{B}_{xz} = \Gamma_x \Gamma_z^T$, $\mathbf{B}_{zz} = \Gamma_z \Gamma_z^T$.

Выражения (13)-(15) описывают оптимальный линейный фильтр, реализующий алгоритм АКОИ ПТ. Выражение (13) определяет структурную схему АКОИ ПТ по выходным данным ТП $T_{ТП}(t_k)$ и АСПЗ $T_{P3}(t_l)$ (см. рис. 4).

В состав схемы комплексной обработки информации о профиле температуры входят:

– блок формирования наблюдений (БФН), выполняющий формирование новых наблюдений:

$$\Delta T_{ТП}(t_k) = T_{ТП}(t_k) - T_{CA}, \quad (16)$$

$$\sum \tilde{T}_{P3} = \Delta t \sum_{l=0}^{N-1} \frac{\Delta T_{P3}(t_{l+1}) - \Delta T_{P3}(t_{l-1})}{2\tau}; \quad (17)$$

– блок формирования невязок измерений (БНИ), выполняющий операцию формирования невязки:

$$\Delta \mathbf{Z}(t_{k+1}) = [\Delta T_{ТП}(t_{k+1}) - \Phi_{zx} \mathbf{X}^*(t_k) - \Phi_{zz}]; \quad (18)$$

– блок формирования оценки (БФО), выполняющий операцию вычисления оценок в соответствии с (13)-(15).

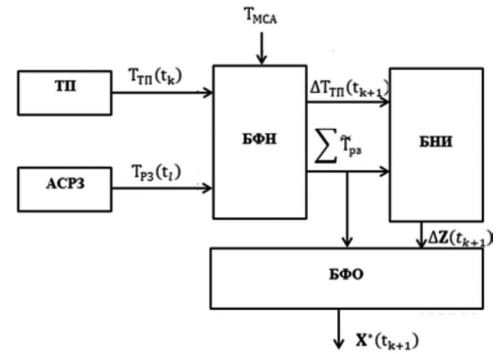


Рис. 4. Структурная схема комплексной обработки информации о профиле температуры

Оценка качества алгоритма комплексной обработки информации о профиле температуры

Была разработана методика расчета характеристик качества синтезированного АКОИ ПТ в районе аэродрома, которая заключается в следующем.

1. На основании математических моделей (2-7) формируются постоянные матрицы Φ_{xx} , Γ_x .

2. На основании математических моделей (10) и (11) вычисляются значения матриц Φ_{xz} , Φ_{zz} .

3. Выбираются начальные значения матрицы апостериорных центральных моментов второго порядка ошибок оценивания компонент вектора состояния $\mathbf{R}(t_0)$.

4. Вычисляются значения матрицы оптимальных коэффициентов $\mathbf{K}(t_{k+1})$ на основании (14).

5. В соответствии с (15) проводится расчет матриц апостериорных центральных моментов второго порядка ошибок оценивания $\mathbf{R}(t_{k+1})$ компонент вектора состояния.

6. Определяется зависимость элементов матрицы $\mathbf{R}(t_{k+1})$ от времени путем повторения вычислений для $k = 1, \bar{K}$.

В качестве исходных данных для расчетов использованы типовые значения параметров МТП-5 и системы радиозондирования атмосферы [16].

На рис. 5 представлены результаты моделирования профилей температуры в районе аэродрома до высоты 1000 м и результаты измерения ТП и АСПЗ. На рис. 5, а представлен фактический профиль температуры в районе аэродрома $T(h)$ соответствующий ситуации, когда температура уменьшается при увеличении высоты. Измерения профиля температуры ТП $T_{TP}(h)$ и АСПЗ схожи, максимальные отклонения в результатах измерения ТП и АСПЗ не превышают $0,5^\circ\text{C}$. На рис. 5, б иллюстрируется случай профиля температуры с изотермией до высоты ~ 200 м и приподнятой температурной инверсией в интервале высот $\sim 200-600$ м. Рассмотрен случай, когда ТП не регистрирует температурную изотермию и приподнятую инверсию. Максимальная ошибка измерения температуры ТП составляет $\sim 4^\circ\text{C}$. Случай приподнятой температурной инверсии в слое $\sim 300-800$ м с некоторой изотермией в слое $\sim 400-600$ м

иллюстрируется на рис. 5, в. Здесь также рассмотрен случай, когда ТП не регистрирует эти особенности профиля температуры в районе аэродрома. На рис. 5, г представлен случай, когда результаты измерений ТП показывают более теплый воздух до высоты ~ 500 м.

Во всех случаях, иллюстрируемых на рис. 5, измерения АСПЗ с небольшими ошибками практически повторяют профиль температуры в районе аэродрома. При моделировании не учитывались ошибки радиозондирования, связанные с динамикой подъема БЛА, а также ошибки, вызванные солнечной радиацией и смачиванием поверхности датчиков температуры [16]. Влияние перечисленных факторов можно свести к минимуму за счет оптимального выбора конструкции и компоновки БЛА.

Числовые значения характеристик точности получены на основе численного решения уравнений (14) для апостериорных вторых центральных моментов ошибок оценивания вектора состояния $\mathbf{R}(t_{k+1})$ и матрицы (15) оптимальных коэффициентов $\mathbf{K}(t_{k+1})$. На рис. 6, а представлена графическая зависимость ошибки оценивания первой компоненты ветра состояния $\Delta T^*(h)$ от высоты зондирования.

Установившееся значение апостериорной ошибки оценивания $\Delta T^*(h)$ составляет $\sigma_{\Delta T} = 0,1^\circ\text{C}$. Это вполне соответствует требованиям к точности измерения температуры [16-18]. На рис. 6, б представлена зависимость ошибки оценивания второй компоненты ветра состояния $\varepsilon_{TP}(h)$ от высоты зондирования.

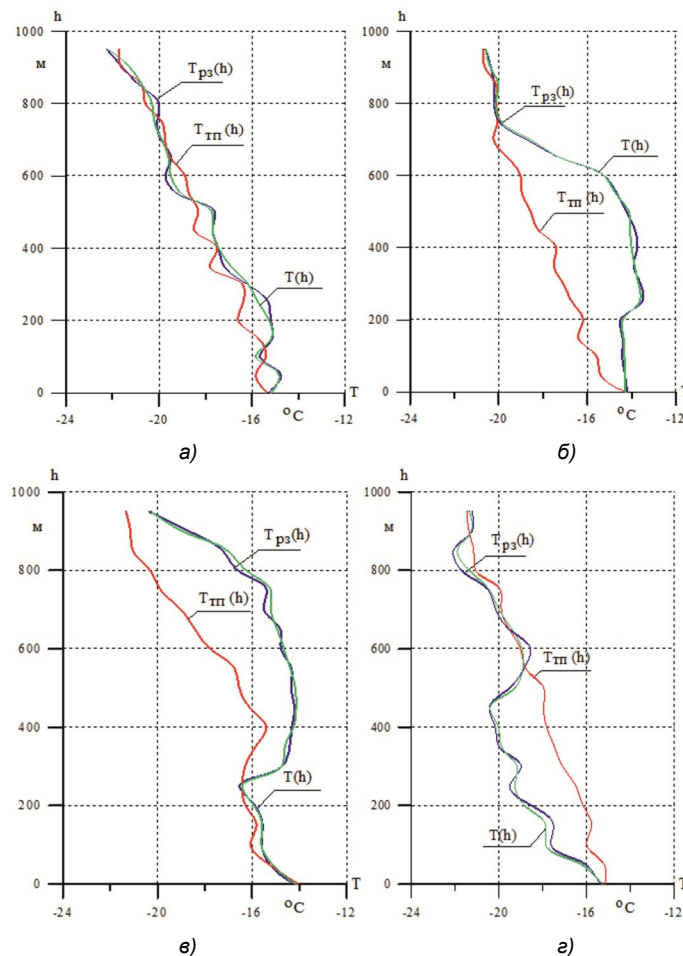


Рис.5. Результаты моделирования профиля температуры и его измерения ТП и АСПЗ

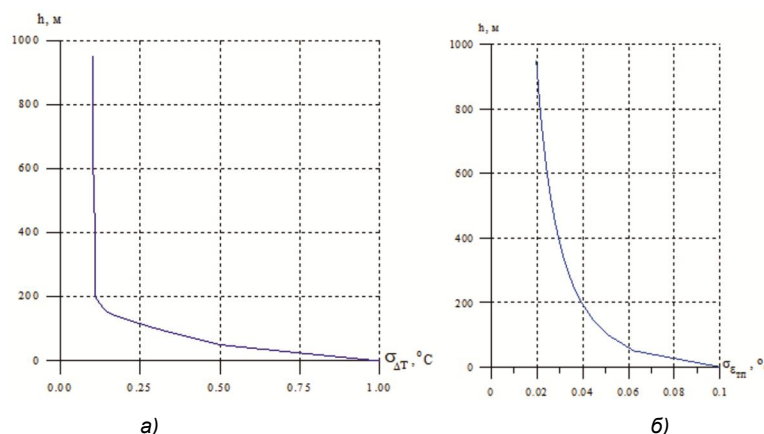


Рис. 6. Зависимости СКО ошибок оценивания компонент вектора состояния

Алгоритм КОИ о профиле температуры был синтезирован применительно к режиму слежения за оцениваемыми параметрами. В качестве начальных значений ошибок оценивания выбраны $\sigma_{\Delta T} = 1^\circ \text{C}$, $\sigma_{\varepsilon_{пл}} = 0,1^\circ \text{C}$. Полученные СКО ошибок оценивания вектора состояния позволяют судить о высокой эффективности АКОИ ПК и возможности их практического использования в аэродромных метеосистемах.

Заключение

Опираясь на результаты моделирования АКОИ ПК можно сделать вывод, что в штатных условиях функционирования ТП и АСРЗ комплексная обработка информации о профиле температуры в районе аэродрома позволяет снизить отрицательный эффект от недостоверных измерений ТП и, тем самым, повысить безопасность полета на этапах взлета и посадки ВС. При отсутствии измерений температуры от АСРЗ точность измерения профиля температуры будет определяться только техническими характеристиками ТП и качеством его калибровки.

Статья подготовлена в рамках поддержанного грантом Российского научного фонда проекта № 23-29-00450 «Исследование отражательных и турбулентных характеристик атмосферы с использованием нового отечественного метеорологического радиолокационного комплекса ближней зоны «Монокль» в различных климатических зонах в интересах повышения достоверности автоматической классификации опасных метеоявлений».

Литература

1. Васильев О.В., Зябкин С.А., Никоненко А.В., Чиров Д.С. Функционально-ориентированная модель формирования метеорологического продукта в х-диапазоне от гидрометеоров переохлажденной жидкости при полном поляризационном приеме. Цифровая обработка сигналов, № 1, 2023. С.54-61.
2. Болелов Э.А., Васильев О.В., Зябкин С.А., Чиров Д.С. Разработка нечетко-логического классификатора фазового состояния гидрометеоров для алгоритма классификации зон вероятного обледенения воздушных судов в метеолокаторах Х-диапазона. Т-Сопм: Телекоммуникации и транспорт. 2023. Том 17. № 10. С. 4-12.
3. Богаткин О.Г. Основы авиационной метеорологии. Учебник. СПб.: Изд. РГГМУ, 2009. 339 с.
4. Галаева К.И., Болелов Э.А., Губерман И.Б., Ещенко А.А., Далецкий С.В. Обоснование задач, решаемых метеорологическим радиолокационным комплексом ближней аэродромной зоны. Научный вестник ГосНИИ ГА, № 20 (331), 2018. С. 74-81.
5. Кораблев Ю.Н. Оперативное информирование экипажей воздушных судов об опасных метеоявлениях в районах аркти-

ческих посадочных площадок. Научный вестник МГТУ ГА, том 21, № 5, 2018. С. 137-149.

6. Болелов Э.А. Проблемы метеорологического обеспечения полетов гражданской авиации на аэродромах местных воздушных линий, временных аэродромах и аэродромных площадках. Сборник статей по материалам 55-х научных чтений памяти К.Э. Циолковского. Калуга, 2020. С. 83-87.

7. Болелов Э.А., Кудинов А.Т., Биктеева Е.Б., Губерман И.Б. Варианты построения устройства комплексной обработки информации о пространственном положении аэродромного беспилотного метеоразведчика. Научный вестник ГосНИИ ГА, № 26 (337), 2019. С. 100-112.

8. Болелов Э.А. Повышение оправдываемости метеопрогнозов по аэродрому путем комплексирования измерителей метеопараметров атмосферы. Научный вестник МГТУ ГА. 2019. т. 22, № 5. С. 43-53.

9. Болелов Э.А., Кораблев Ю.Н., Баранов Н.А., Демин С.С., Ещенко А.А. Комплексная обработка метеоинформации в аэродромных мобильных комплексах метеолокации и зондирования атмосферы. Научный вестник ГосНИИ ГА, №20 (331), 2018. С. 82-92.

10. Борисенко М.М. Вертикальные профили ветра и температуры в нижних слоях атмосферы. Труды ГГО. 1974. Вып. 320. 205 с.

11. Решетов В.Д. Изменчивость метеорологических элементов в атмосфере. Л.: Гидрометеиздат, 1973. 215 с.

12. Болелов Э.А., Васильев О.В., Галаева К.И. Пространственная изменчивость профиля температуры воздуха в районе аэродрома. Научный вестник ГосНИИ ГА, № 29, 2019. С. 146-154.

13. Bolelov E.A., Vasiliev O.V., Galaeva K.I., Ziabkin S.A. Analysis of the height difference of the zero isotherm according to two temperature profilers. Civil Aviation High Technologies. 2020; 23(1):19-27.

14. Азаров М.А. Обработка сигналов телеметрии и дальности аэрологического зонда. Цифровая обработка сигналов, № 2, 2004. С. 34-39.

15. Ярлыков М.С., Миронов М.А. Марковская теория оценивания случайных процессов. М.: Радио и связь, 1993. 464 с.

16. Фридзон М.Б. Метрология радиозондирования атмосферы (Методология и достоверность результатов радиозондирования атмосферы). Изд. LAPLAMBERT Academic Publishing, Berlin, 2011. 288 с.

17. Федеральные авиационные правила «Предоставления метеорологической информации для обеспечения полетов воздушных судов» 3.03.2014 г. № 60.

18. Болелов Э.А., Ермошенко Ю.М., Фридзон М.Б., Кораблев Ю.Н. Динамические погрешности датчиков температуры при радиозондировании атмосферы. Научный вестник МГТУ ГА, том 20, № 5, 2017. С. 88-97.

ОПТИМИЗАЦИЯ ВЫЧИСЛЕНИЯ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТИ ЗАДОВА-ЧУ В ЧАСТОТНОЙ ОБЛАСТИ ДЛЯ РЕАЛИЗАЦИИ НА ПЛИС

Мирошин Н.М., студент 2-го курса магистратуры Нижегородского государственного технического университета им. Р.Е. Алексеева, e-mail: miroshin_n3@mail.ru

Котков С.В., студент 2-го курса магистратуры Нижегородского государственного технического университета, инженер Учебно-научного центра микроэлектроники Нижегородского государственного технического университета им. Р.Е. Алексеева, e-mail: sergo.kotkov@mail.ru

Грачёв И.А., студент 4-го курса специалитета Нижегородского государственного технического университета им. Р.Е. Алексеева, e-mail: grach_i02@mail.ru

Кузин А.А., ведущий инженер кафедры информационных радиосистем Нижегородского государственного технического университета им. Р.Е. Алексеева, e-mail: kuzin_alex@nntu.ru

Приблудова Е.Н., к.т.н., доцент, заведующий кафедрой информационных радиосистем Нижегородского государственного технического университета им. Р.Е. Алексеева, e-mail: pribludova@nntu.ru

Маврычев Е.А., к.т.н., профессор кафедры информационных радиосистем Нижегородского государственного технического университета им. Р.Е. Алексеева, e-mail: mavrychev.eugene@mail.ru

OPTIMIZATION OF ZADOFF-CHU SEQUENCE'S CALCULATION IN THE FREQUENCY DOMAIN FOR IMPLEMENTATION IN FPGA

Miroshin N.M., Kotkov S.V., Grachev I.A., Kuzin A.A., Pribludova E.N., Mavrychev E.A.

The article deals with optimization of Zadoff-Chu sequence's calculation in the frequency domain in order to accelerate it and to implement in FPGA. An application-efficient fast algorithm is presented that allows to generate samples of Zadoff-Chu sequence in frequency domain each clock cycle.

Key words: Zadoff-Chu sequence (ZC), generation in frequency domain, optimization, LTE communication standart, generation's scheme.

Ключевые слова: последовательность Задова-Чу (ZC), генерация в частотной области, оптимизация, стандарт связи LTE, схема генерации.

Введение

В настоящее время стандарт беспроводной высокоскоростной передачи данных LTE (Long Term Evolution) является одним из самых широко используемых. Его разрабатывает международный консорциум 3GPP (3rd Generation Partnership Project). Основные положения сформулированы в [1, 2]. В спецификации 3GPP [3] подробно описаны все физические каналы технологии LTE, в том числе PRACH (Physical Random Access Channel). Его функциональное назначение – это передача запросов на доступ к сети от пользователей к базовой станции. В качестве запроса пользователь посылает преамбулу, состоящую из циклического префикса и последовательности Задова-Чу, свойства которой рассмотрены в [4-7]. Пользователь, кроме корневой последовательности Задова-Чу, может передавать одну из копий, циклически сдвинутых относительно корневой. В задаче детектора входит обнаружение передаваемой последовательности.

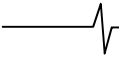
Формирование и обработка сигналов в частотной области широко используется в алгоритмах цифровой обработки для снижения вычислительных затрат. Например, для вычисления циклической взаимной корреляционной функции (ВКФ) наиболее эффективным

Рассмотрено преобразование вычислений последовательности Задова-Чу в частотной области с целью их ускорения и дальнейшей реализации на ПЛИС. Представлен аппаратно-эффективный быстрый алгоритм, позволяющий каждый такт синхронизации генерировать отсчеты последовательности Задова-Чу в частотной области.

является алгоритм с использованием быстрого преобразования Фурье (БПФ) [8], что существенно экономит ресурсы ПЛИС. Значения циклической ВКФ получаются в результате обратного БПФ, примененного к поэлементному произведению Фурье-образа принимаемой последовательности и комплексно-сопряженного Фурье-образа опорной последовательности, формируемой в детекторе.

Формирование сигналов в частотной области также позволяет снизить вычислительные затраты. Формирование последовательности Задова-Чу в частотной области рассматривается в работах [9, 10]. Однако, применение БПФ к опорной временной последовательности Задова-Чу, для получения Фурье-образов, сопряжено с определенными трудностями, поскольку длина последовательности, применяемой в стандарте LTE [3], составляет 139 или 839 отсчетов и является простым числом. Существует возможность вычисления последовательности Задова-Чу в частотной области без использования БПФ [9].

В статье рассматривается преобразование вычислений последовательности Задова-Чу в частотной области



с целью их ускорения и дальнейшей реализации на ПЛИС. В [9] алгоритм оптимизировался для реализации на базе микропроцессорной системы и, соответственно, не подходит для реализации на ПЛИС. В [10] алгоритм разрабатывался с применением CORDIC, что привело к уменьшению скорости генерации, при этом он не позволяет генерировать последовательность с циклическим сдвигом. Данная статья предлагает алгоритм, разработанный под ПЛИС и позволяющий генерировать отсчеты каждый такт синхросигнала с циклическим сдвигом.

Математическая модель последовательности Задова-Чу

В общем случае, исходя из [10], последовательность Задова-Чу определяется по следующей формуле

$$x_u(n) = \begin{cases} \exp\left(-j \frac{2\pi u}{N} \frac{n(n+2q)}{2}\right), & N - \text{четное}, \\ \exp\left(-j \frac{2\pi u}{N} \frac{n(n+1+2q)}{2}\right), & N - \text{нечетное}, \end{cases} \quad (1)$$

где n – номер отсчета во временной области; N – количество отсчетов ЗС-последовательности; u – положительное целое число (называемое индексом или корнем последовательности); q – произвольное целое число.

В данной статье рассматривается только класс последовательности Задова-Чу с $q = 0$, и $N = N_{zc} = 839$ либо 139, так как именно данный класс указан в спецификации [3]. Таким образом, формула (1) преобразуется в формулу

$$x_u(n) = \exp\left(-j\pi u \frac{n(n+1)}{N_{zc}}\right). \quad (2)$$

С целью увеличения количества последовательностей в [3] применяются циклические сдвиги. Для получения таких последовательностей используется формула

$$x_{u,v}(n) = x_u((n + C_v) \bmod N_{zc}), \quad (3)$$

где C_v – циклический сдвиг; \bmod – операция взятия остатка от деления.

Можно остановиться на (3) и после генерации последовательности осуществлять преобразование Фурье. Однако данное решение потребовало бы большого количества ресурсов и увеличения времени генерации. При этом необходимо делать преобразование Фурье от последовательности длиной 839 и 139. Таким образом, прямой метод реализации генератора последовательности Задова-Чу в частотной области является не оптимальным с точки зрения затрачиваемых ресурсов. Поэтому для получения последовательности в частотной области было решено применить формулу (4), которая использовалась в [9] и [10]

$$X_{u,v}(k) = X_u(0)x_{u,v}^*(u^{-1}k), \quad (4)$$

где k – номер отсчета в частотной области; $X_u(0)$ – нулевой отсчет последовательности в частотной области; u^{-1} – мультипликативное обратное, которое удовлетворяет выражению $(uu^{-1}) \bmod N_{zc} \equiv 1$.

Далее в статье рассмотрено преобразование формулы (4) с целью ее реализации на ПЛИС.

Преобразование вычислений

Циклический сдвиг можно вынести в качестве множителя, как показано в [9]. Таким образом, формулу (4) можно преобразовать в выражение

$$X_{u,v}(k) = X_u(k) \exp\left(j \frac{2\pi k C_v}{N_{zc}}\right). \quad (5)$$

Распишем первый множитель выражения (5), а именно $X_u(k)$, через формулу (4), в которой циклический сдвиг приравняем к нулю. Таким образом получится следующее выражение

$$X_{u,v}(k) = X_u(0)x_u^*(u^{-1}k) \exp\left(j \frac{2\pi k C_v}{N_{zc}}\right). \quad (6)$$

Последние два множителя в формуле (6) можно преобразовать следующим образом

$$\begin{aligned} x_u^*(u^{-1}k) \exp\left(j \frac{2\pi k C_v}{N_{zc}}\right) &= \\ &= \exp\left(\frac{j\pi}{N_{zc}}(uu^{-1}k(u^{-1}k+1))\right) \exp\left(\frac{j\pi}{N_{zc}}2uu^{-1}kC_v\right) = \\ &= \exp\left(\frac{j\pi}{N_{zc}}(uu^{-1}k(u^{-1}k+1) + 2uu^{-1}kC_v)\right) = \\ &= \exp\left(\frac{j\pi}{N_{zc}}(uu^{-1}k(u^{-1}k+1+2C_v))\right). \end{aligned} \quad (7)$$

Так как комплексная экспонента – это периодическая функция с периодом 2π , то формулу (7) можно переписать в следующем виде

$$\begin{aligned} \exp\left(\frac{j\pi}{N_{zc}}(uu^{-1}k(u^{-1}k+1+2C_v))\right) &= \\ &= \exp\left(\frac{j\pi}{N_{zc}}\left[(uu^{-1}k(u^{-1}k+1+2C_v)) \bmod (2N_{zc})\right]\right). \end{aligned} \quad (8)$$

Используя (8), формулу (6) можно представить как

$$\begin{aligned} X_{u,v}(k) &= \\ &= X_u(0) \exp\left(\frac{j\pi}{N_{zc}}\left[(uu^{-1}k(u^{-1}k+1+2C_v)) \bmod (2N_{zc})\right]\right). \end{aligned} \quad (9)$$

Для реализации формулы (9) в ПЛИС под корень u , мультипликативное обратное u^{-1} , номер отсчета k , циклический сдвиг C_v выделяется по 10 бит (так как их максимальное значение 839). Таким образом остаток от деления будет браться от 55 битного числа по основанию $2N_{zc}$. Такой вариант займет большое количество ресурсов. При этом присутствует операция взятия остатка от деления, что является сложной операцией, поэтому необходимо дальнейшее упрощение.

Введем следующие обозначения

$$\begin{aligned} \theta_u(k) &= (uu^{-1}k(u^{-1}k+1+2C_v)) \bmod (2N_{zc}), \\ \varphi_u(k) &= (k(u^{-1}k+1+2C_v)) \bmod (2N_{zc}). \end{aligned} \quad (10)$$

Степень экспоненты можно записать следующим образом, воспользовавшись (10)

$$\theta_u(k) = ((uu^{-1}) \bmod (2N_{zc})) \times \varphi_u(k) \bmod (2N_{zc}). \quad (11)$$

Результат выражения $(uu^{-1}) \bmod(2N_{zc})$, исходя из свойства мультипликативного обратного, может быть равен либо 1, либо $N_{zc} + 1$. Причем если uu^{-1} четное, то результат операции равен $N_{zc} + 1$, в противном случае 1. Чтобы uu^{-1} было четное, необходимо, чтобы хотя бы один из множителей был четным.

Рассмотрим второй множитель выражения (11). Если u^{-1} нечетное, то при любых значениях k и C_v результат будет четным. Если u^{-1} четное, то за четность результата отвечает значение k .

Таким образом, если результат выражения $(uu^{-1}) \bmod(2N_{zc})$ равен 1, то данное выражение никак не повлияет на вычисление и поэтому его можно будет пропустить. При этом u^{-1} нечетное и результат второго множителя в выражении (11) всегда будет четным.

Если в выражении $(uu^{-1}) \bmod(2N_{zc})$ хотя бы один множитель четный, то результат равен $N_{zc} + 1$. Если u^{-1} нечетное, то результат второго множителя в выражении (11) всегда будет четным, это позволит не использовать вычисления первого множителя. Если u^{-1} четное, то четность второго множителя в выражении (11) зависит от четности k . Соответственно, если второй множитель в выражении (11) четный, то первый множитель никак не повлияет на результат. Однако, если он нечетный, то ко второму множителю необходимо добавить N_{zc} .

Рассмотренные преобразования представлены в табл. 1.

Исходя из вышесказанного выражение (11) можно упростить. Данное упрощение приведено в формуле $\theta_u(k) =$ (12)

$$= \begin{cases} \varphi_u(k), & \text{если } \varphi_u(k) \text{ четное;} \\ (\varphi_u(k) + N_{zc}) \bmod(2N_{zc}), & \text{если } \varphi_u(k) \text{ нечетное.} \end{cases}$$

Перейдем к функции $(\varphi_u(k))$. Так как отсчеты идут последовательно, то приращение можно представить следующим образом

$$\begin{aligned} \Delta\varphi_u(k) &= \varphi_u(k) - \varphi_u(k-1) = k(u^{-1}k + 1 + 2C_v) - \\ &- (k-1)(u^{-1}(k-1) + 1 + 2C_v) = k(u^{-1}k + 1 + 2C_v) - \\ &- k(u^{-1}k + 1 + 2C_v) + u^{-1}k + (u^{-1}(k-1) + 1 + 2C_v) = \\ &= u^{-1}k + u^{-1}(k-1) + 1 + 2C_v = u^{-1}(k-1) + u^{-1} + \\ &+ u^{-1}(k-1) + 1 + 2C_v = 2u^{-1}(k-1) + u^{-1} + 1 + 2C_v. \end{aligned} \quad (13)$$

Используя (13), $\varphi_u(k)$ можно переписать в следующем виде

$$\varphi_u(k) = \begin{cases} 0, & \text{если } k = 0, \\ (\varphi_u(k-1) + \Delta\varphi_u(k)) \bmod(2N_{zc}), & \text{в ост. случ.} \end{cases} \quad (14)$$

Используя формулы (9), (12) и (14), можно реализовать схему генерации последовательности Задова-Чу в частотной области, которая представлена на рис. 1.

Схема генерации последовательности в частотной области

Данная схема принимает на вход: корень последовательности u , длину последовательности, которая зависит от сигнала format ($N_{zc} = 839$ для format = 0 и $N_{zc} = 139$ для format = 1), циклический сдвиг C_v и сигнал запуска генерации последовательности start_ZC. На выходе формируется строб Valid и данные последовательности Data.

Для всех последовательностей нулевые отсчеты в частотной области x_0 заранее рассчитываются и хра

Таблица 1. Преобразование вычислений

u	u^{-1}	$(uu^{-1}) \bmod(2N_{zc})$	k	$\varphi_u(k)$	Замена умножения $(uu^{-1}) \bmod(2N_{zc})$
Четное	Четное	$N_{zc} + 1$	Четное	Четное	$+ 0$
Четное	Четное	$N_{zc} + 1$	Нечетное	Нечетное	$+ N_{zc}$
Четное	Нечетное	$N_{zc} + 1$	Четное	Четное	$+ 0$
Четное	Нечетное	$N_{zc} + 1$	Нечетное	Четное	$+ 0$
Нечетное	Четное	$N_{zc} + 1$	Четное	Четное	$+ 0$
Нечетное	Четное	$N_{zc} + 1$	Нечетное	Нечетное	$+ N_{zc}$
Нечетное	Нечетное	1	Четное	Четное	$+ 0$
Нечетное	Нечетное	1	Нечетное	Четное	$+ 0$

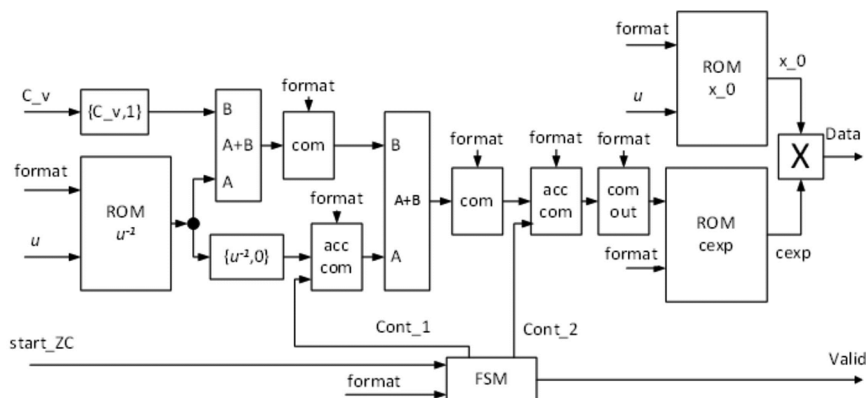


Рис. 1. Схема генерации последовательности Задова-Чу в частотной области

няются в памяти. Всего существует $838 + 138 = 976$ корней, для которых необходимо сгенерировать такие отсчеты. Для хранения одного отсчета используется 32 бита. Номер корня u и $format$ выступают в качестве адреса для ROM.

Мультипликативное обратное u^{-1} для каждого корня последовательности рассчитывается заранее и хранится в памяти, общее их количество составляет $838 + 138 = 976$. Для хранения одного мультипликативного обратного требуется 10 бит. Номер корня и $format$ выступают в качестве адреса для ROM.

Так как экспонента периодическая функция с периодом 2π , то для генерации любой последовательности потребуется $2 \times 139 + 2 \times 839 = 1956$ заранее рассчитанных значений. Для хранения каждого отсчета требуется 32 бита. В [10] рассмотрен вариант замены таблицы экспонент на CORDIC, однако для текущей реализации табличный метод намного выгодней.

Блок com проверяет входное число на превышение порога. Если оно больше или равно $2N_{zc}$, то на выход передается входное число, из которого вычитается $2N_{zc}$, в противном случае сигнал со входа передается на выход. Схема блока com представлена на рис. 2.

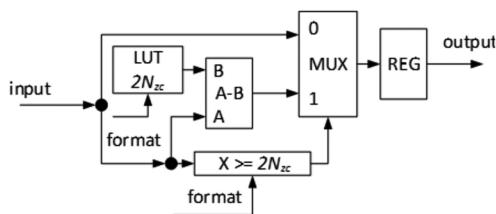


Рис. 2. Схема блока com

Блок $ass\ com$ каждый такт суммирует выходной сигнал с входным. Если результат больше или равен $2N_{zc}$, то на выход передается входное число, просуммированное с предыдущим, из которого вычитается $2N_{zc}$, в противном случае из суммы результат не вычитается. Если сигнал $Con = 0$, на выходе REG ноль, в противном случае регистр работает в обычном режиме, это необходимо для перехода к новому циклу вычисления. На рис. 3 подробно расписан данный блок.

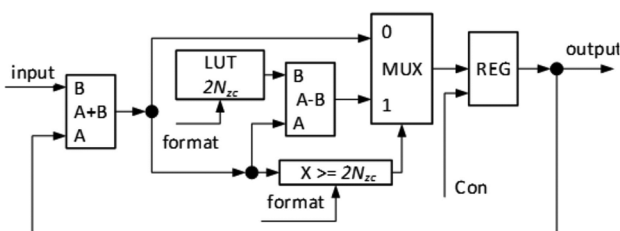


Рис. 3. Схема блока $ass\ com$

Блок $com\ out$ проверяет входной сигнал на четность. Если входной сигнал четный, то он передается на выход. В противном случае к входному сигналу прибавляется N_{zc} , если результат больше или равен $2N_{zc}$, то из результата вычитается $2N_{zc}$ и данный сигнал подается на выход. Если результат сложения не превышает $2N_{zc}$, то результат передается на выход. На рис. 4 подробно представлен блок $com\ out$.

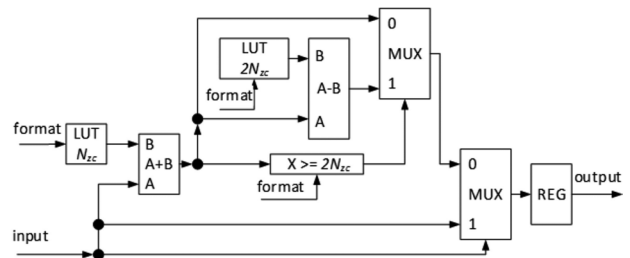


Рис. 4. Схема блока $com\ out$

В табл. 2 представлены количество ресурсов в ПЛИС, требующихся для реализации данной схемы.

Таблица 2. Занимаемые ресурсы

Наименование	Количество
Flip-Flops	77
LUTs	186
Block RAM Blocks	7
DSP	3

Заключение

В данной статье разработан аппаратно-эффективный быстрый алгоритм, позволяющий каждый такт синхронизации генерировать отсчеты последовательности Задова-Чу в частотной области. Предложенный алгоритм оптимизирован для реализации на ПЛИС. Представлена высокоскоростная генерация последовательности с циклическим сдвигом, в которой вместо алгоритма вычислений CORDIC используется табличная реализация вычислений.

Литература

1. Системы и сети радиодоступа 4G: LTE, WiMAX / А.Е. Рыжков, М.А. Сиверс, В.О. Воробьев, А.С. Гусаров, А.С. Слышков, Р.В. Шуньков. СПб: Линк, 2012. 226 с.: ил.
2. LTE-the UMTS long term evolution: from theory to practice / Stefania Sesia, Issam Toufik, Matthew Baker. 2nd ed.
3. 3GPP TS 36.211 «Physical Channels and Modulation (Release 15)» v15.10.0.
4. Киселева Т.П. Использование последовательностей Задова-Чу для синхронизации по корреляционной кривой циклического префикса OFDM-символов LTE технологии. Цифровая обработка сигналов, № 1, 2020, 13-17 с.
5. Киселева Т.П. Расчет времени вхождения в синхронизм на этапе синхронизации по циклическому префиксу символов в технологии LTE OFDMA. Цифровая обработка сигналов, № 4, 2020, 43-48 с.
6. Киселева Т.П. Алгоритм синхронизации сотовой базовой станции с мобильным пользователем по корреляционной функции первичного синхросигнала в технологии LTE. Цифровая обработка сигналов, № 2, 2020, 34-40 с.
7. Киселева Т.П. Исследование свойств циклической автокорреляционной функции последовательности Задова-Чу в зависимости от характеристик квантования элементов последовательности. Цифровая обработка сигналов, № 4, 2018, 40-44 с.
8. Блейхут Р. Быстрые алгоритмы цифровой обработки сигналов: Пер.с англ. М.: Мир, 1989. 448 с., ил.
9. Pei-Zhe XIN1, Yu-Qi LV2,a, Lan SU3 and Yu-Dong WANG. Random Access Preamble Generation with Low Storage for LTE Networks. ITM Web of Conferences 11. 2007.
10. Mohammad M.M. Optimized Architecture for Computing Zadoff-Chu Sequences with Application to LTE. GLOBECOM. 2009.