

ЦИФРОВАЯ ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ

Научно-технический журнал
№ 1/2022

Издается с 1999 года
Выходит четыре раза в год

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

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

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ:

д.т.н., проф. Ар.С. Аджемов, д.т.н., проф. Б.А. Алпатов,
д.т.н., проф. В.Г. Бартенов, 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.dsra.ru

Издатель:

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

Подписной индекс по каталогу
ОАО «Роспечать» – 82185

Подписано в печать 07.04.22 г.
Формат 60x90/8.

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

Заказ № 1595. 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:

Гусев С.И., Еремеев В.В., Ушенкин В.А., Черный А.Н.

Алгоритм сжатия радиоголограмм
на борту космических аппаратов с РСА 3

Ушенкин В.А., Соловьев А.В.

Сравнительный анализ пригодности поляриметрических
декомпозиций изображений от космических систем
радиолокационного наблюдения Земли
в задаче мониторинга лесного покрова 8

Баранов И.В., Езерский В.В.

Влияние помех на алгоритмы обработки сигнала
разностной частоты дальномера ближнего действия 14

Лисничук А.А.

Многокритериальный синтез радиосигналов
с прямым расширением спектра для адаптивных
к узкополосным и структурным помехам систем
передачи информации 19

Дмитриев В.Т., Аронов Л.В.

Подводный беспроводной оптический канал передачи
видеоизображений в реальном масштабе времени
в условиях мутной воды 24

Клочко В.К.

Алгебраический подход к пеленгации объектов
в многопозиционной системе приемников 28

Попов Д.И.

Скоростные характеристики адаптивных
режекторных фильтров 34

Алёшкин Н.А., Куликов Г.В., Славянский А.О., Шпак А.В.

Повышение точности определения
координат источников радиоизлучения
с применением пеленгаторов космического базирования 39

Паршин Ю.Н., Паршин А.Ю.

Пропускная способность ММО системы передачи
информации при наличии коррелированных фазовых шумов 44

Бартенов В.Г., Бартенов Г.В.

О повышении быстродействия распознавания
радиолокационных целей
по межчастотному корреляционному признаку 50

Белокуров В.А., Кошелев В.И.

Пороговая обработка при межобзорном обнаружении
отраженного радиолокационного сигнала
на фоне нестационарного некоррелированного шума 53

Витязев В.В., Никишкин П.Б.

Многоскоростная обработка сигналов
в системах передачи данных 57

Дворянков Д.А., Витязев С.В., Рыбаков Ю.А.,

Андреев Н.А., Витязев В.В.
Оценка эффективности процессора 1967ВН028
АО «ПКК «Миландр» при обработке радиолокационных
сигналов модулем МОС 68

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

Подписной индекс по каталогу
ОАО «Роспечать» – 82185

Digital Signal Processing

Science & Technical Magazine
Issue 1, 2022 year

Is published quarterly since 1999

THE EDITOR-IN-CHIEF:

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

DEPUTY EDITORS-IN-CHIEF:

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

EDITORIAL BOARD:

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

Editorial office address:

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

Gusev S.I., Ereemeev V.V., Ushenkin V.A., Cherny A.N. <i>The algorithm for on-board compression of spaceborne sar RAW data.....</i>	3
Ushenkin V.A., Solovyev A.V. <i>Comparative analysis of applicability of polarimetric decompositions of images from space radar observing systems in the problem of forest cover monitoring</i>	8
Baranov I.V., Ezerskiy V.V. <i>Influence of hindrances on algorithms processings of the signal of differential frequency short-range frequency range finder</i>	14
Lisnichuk A.A. <i>Multi-criteria synthesis of direct-sequence spread spectrum radio signals for communication systems adaptation to narrow-band and structural interferences</i>	19
Dmitriev V.T., Aronov L.V. <i>Underwater wireless optical real-time video transmission in turbid water</i>	24
Klochko V.K. <i>Algebraic approach to object direction finding in multi-position receiver system</i>	28
Popov D.I. <i>Speed characteristics adaptive rejection filters</i>	34
Alyoshkin N. A., Kulikov G.V., Slavyanskiy A.O., Shpak A.V. <i>Improving the accuracy of determining the coordinates of radio emission sources using space-based direction finders.....</i>	39
Parshin A.Yu., Parshin Yu.N. <i>MIMO communication system capacity in presence of correlated phase noise.....</i>	44
Bartenev V.G., Bartenev G.V. <i>On increasing the speed of radar targets recognition based on the inter-frequency correlation coefficient</i>	50
Koshelev V.I., Belokurov V.A. <i>Algorithm for stabilizing the level of false alarms with multi-frame accumulation of radar signals</i>	53
Vityazev V.V., Nikishkin P.B. <i>Multirate signal processing in systems data transmission.....</i>	57
Dvoryankov D.A., Vityazev S.V., Ribakov U.A., Andreev N.A., Vityazev.V.V. <i>Evaluation of the efficiency of the 1967VN028 processor of JSC "PKK "MILANDER" in the processing of radar signals by the MOS module</i>	68



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

АЛГОРИТМ СЖАТИЯ РАДИОГОЛОГРАММ НА БОРТУ КОСМИЧЕСКИХ АППАРАТОВ С РСА

Гусев С.И., д.т.н., доцент, проректор по научной работе и инновациям РГРТУ, e-mail: foton@rsreu.ru;

Еремеев В.В., д.т.н., профессор, директор НИИ «Фотон» РГРТУ, e-mail: foton@rsreu.ru;

Ушенкин В.А., с.н.с. НИИ «Фотон» РГРТУ, к.т.н., e-mail: foton@rsreu.ru;

Черный А.Н., с.н.с., к.в.н., НИИ КС им. А.А. Максимова – филиал АО «ГКНПЦ им. М.В. Хруничева»

THE ALGORITHM FOR ON-BOARD COMPRESSION OF SPACEBORNE SAR RAW DATA

Gusev S.I., Ereemeev V.V., Ushenkin V.A., Cherny A.N.

The paper proposes a new algorithm for the compression of SAR raw data based on block adaptive quantization and entropy coding and characterized by low computational complexity, which makes it possible to use it on board of satellites. A distinctive feature of the algorithm is the optimal choice of quantization thresholds, due to which the maximum signal to quantization noise ratio is achieved on a radar image synthesized from a compressed raw data for a given compression ratio determined by the average pixel code length. The algorithm for calculating the optimal values of the quantization thresholds is proposed. The loss of the compression by the proposed algorithm has been estimated theoretically and experimentally in comparison with the known algorithms.

Key words: SAR, raw data, SAR image, compression, block adaptive quantization, satellite.

Ключевые слова: РСА, радиоголограмма, радиолокационное изображение, сжатие, блочно-адаптивное квантование, космический аппарат.

Введение

Радиолокаторы с синтезированной апертурой антенны (РСА) в ходе съемки формируют не детальное изображение, а специфический сигнал – радиоголограмму, содержащую пространственно протяженные отклики на точечные объекты [1]. Детальное радиолокационное изображение (РЛИ) с компактными откликами на точечные цели синтезируют путем цифровой обработки радиоголограммы (РГ) в ходе ее фокусировки [2]. Синтез РЛИ является трудоемким процессом и в настоящее время выполняется в наземных пунктах приема, обработки и распространения космической информации (НКПОР). При этом с борта космического аппарата (КА) передается исходная РГ.

В связи с постоянно возрастающим объемом целевой информации, формируемой КА дистанционного зондирования Земли (ДЗЗ), и ограниченной пропускной способностью радиолиний «борт-Земля» актуальна сжатие целевой информации при ее передаче по радиолинии. В системах оптической съемки, сразу формирующих изображение если не целиком, то хотя бы в виде отдельных перекрывающихся сканов или кадров, могут быть применены классические алгоритмы сжатия изображений, например дифференциальная импульсно-кодовая модуляция или JPEG2000. В основу этих алгоритмов положено предположение, что значения сигнала в соседних пикселях изображения в большинстве случаев близки друг к другу. Однако при радиолокационной съемке это предположение не состоятельно, что делает классические алгоритмы сжатия изображений непригодными для сжатия РГ.

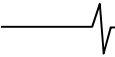
В зарубежных РСА в основу алгоритма сжатия РГ

Предлагается новый алгоритм сжатия радиоголограмм, основанный на блочно-адаптивном квантовании и энтропийном кодировании и характеризующийся малой вычислительной сложностью, позволяющей применять его на борту космических аппаратов. Отличительной чертой алгоритма является оптимальный выбор порогов квантования, позволяющий достичь максимума отношения сигнал-шум квантования на радиолокационном изображении, синтезированном из сжатой радиоголограммы, для заданной степени сжатия, определяемой средней длиной кода пикселя. Предложен алгоритм расчета оптимальных значений порогов квантования. Выполнены теоретическая и экспериментальная оценки потерь при сжатии предложенным алгоритмом в сравнении с известными алгоритмами.

положен принципиально иной подход, чем при сжатии изображений. Он заключается в блочно-адаптивном квантовании (БАК) комплексного сигнала радиоголограммы [3, 4]. В пределах каждого блока сигнал нормализуется, коэффициенты нормализации записываются в выходной поток, а нормализованный сигнал единообразно квантуется. Разрядность квантованных кодов выбирается небольшой, из-за чего отношение сигнал-шума на сжатой радиоголограмме оказывается относительно низким, однако оно существенно увеличивается в результате ее последующей фокусировки. В результате искажения на синтезированном РЛИ оказываются относительно невелики.

Пороги квантования могут быть назначены с постоянным шагом (равномерное квантование), однако оптимальное отношение сигнал-шум квантования обеспечивает квантователь Ллойда-Макса, в котором шаг между порогами переменный.

БАК обычно независимо применяется к действительной и мнимой составляющим комплексного сигнала, значения которых в отсутствие шумов имеют нормальное распределение с нулевым средним. За счет неравно-



мерности распределения становится возможным дополнительное сжатие РГ с помощью энтропийного кодирования квантованного сигнала. При этом распределение значений квантованного сигнала, а, следовательно, и энтропия, и средняя длина кода существенно зависят от выбора порогов квантования.

Сочетание БАК и энтропийного кодирования было предложено в алгоритме FDBAQ, разработанном для КА «Sentinel-1» [5]. Однако в FDBAQ применяется равномерное квантование, и с использованием методов одномерной оптимизации лишь подбирается шаг такого квантования. Кроме того, применение квантователя Ллойда-Макса в сочетании с энтропийным кодированием перестает быть оптимальным по величине потерь для заданной степени сжатия.

Известно множество алгоритмов, дополняющих БАК другими операциями [3, 4], вычислительно более сложными, чем энтропийное кодирование. Однако с учетом высоких скоростей поступления данных в ходе высокодетальной радиолокационной съемки и ограниченных бортовых вычислительных мощностей КА ДЗЗ, такие алгоритмы реального применения при бортовом сжатии РГ не получили.

Тем не менее, задача усовершенствования алгоритмов сжатия РГ в части уменьшения потерь при заданной степени сжатия остается актуальной. При этом алгоритм сжатия РГ должен быть пригодным для реализации на борту КА ДЗЗ за счет своей невысокой вычислительной сложности. В этой связи предлагается модификация алгоритма сжатия радиоголограмм на борту КА ДЗЗ на основе БАК и энтропийного кодирования в части выбора порогов квантования и построения деревьев префиксного кодирования по Хаффману (алгоритм МБАК).

Теоретическое обоснование целесообразности разработки МБАК

Как уже упоминалось выше, при достаточно большом размере блока и малом уровне шумов распределение значений действительной и мнимой составляющих сигнала радиоголограммы подчинено нормальному закону. За счет околонулевого среднего значения каждой из составляющих нормализация сигнала заключается в делении на среднеквадратичное отклонение (СКО) независимо для каждой из составляющих. Таким образом, нормализованный сигнал имеет стандартное нормальное распределение значений.

При дальнейшем изложении будем рассматривать действительный сигнал x , который может быть как действительной, так и мнимой нормализованной составляющей комплексного сигнала радиоголограммы. Для квантования числовая ось делится на N_{yp} частей с помощью пороговых значений t_k , $k = 0, N_{yp}$, причем $t_0 = -\infty$, $t_{N_{yp}} = \infty$ и $t_k < t_{k+1}$.

Значению сигнала x при сжатии ставится в соответствие k -й уровень квантования, если $t_k < x \leq t_{k+1}$. С учетом стандартного нормального распределения сигнала средний квадрат ошибки квантования равен:

$$D = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \sum_{k=0}^{N_{yp}-1} \int_{t_k}^{t_{k+1}} (x - \bar{x}_k)^2 e^{-\frac{x^2}{2}} dx, \quad (1)$$

где \bar{x}_k – значение сигнала, сопоставляемое k -му уровню квантования при распаковке сжатой радиоголограммы.

В качестве \bar{x}_k целесообразно взять математическое ожидание значений исходного сигнала, которым ставится в соответствие данный уровень квантования:

$$\bar{x}_k = \frac{\int_{t_k}^{t_{k+1}} x e^{-\frac{x^2}{2}} dx}{\int_{t_k}^{t_{k+1}} e^{-\frac{x^2}{2}} dx}. \quad (2)$$

Вероятность, что значение исходного сигнала будет отнесено к k -му уровню квантования, равняется:

$$P_k = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{t_k}^{t_{k+1}} e^{-\frac{x^2}{2}} dx. \quad (3)$$

Энтропия квантованного сигнала определяется как

$$H = - \sum_{k=0}^{N_{yp}-1} P_k \log_2 P_k. \quad (4)$$

Достижимая степень сжатия равняется отношению разрядности цифрового сигнала исходной РГ к энтропии квантованного сигнала H .

Выбор промежуточных пороговых значений t_k , $k = 1, N_{yp} - 1$ одновременно влияет на величины D , P_k и H , т.е. и на потери при квантовании, и на то, насколько сильно можно дополнительно сжать квантованный сигнал с помощью энтропийного кодирования.

При равномерном квантовании шаг между промежуточными пороговыми значениями выбирается постоянным. Такой квантователь наиболее простой, но не обеспечивает ни минимум D в отсутствие энтропийного кодирования, ни минимум искажений на РЛИ при заданной степени сжатия радиоголограммы.

Квантователь Ллойда-Макса обеспечивает минимум D , но с учетом влияния значений порогов на энтропию минимум искажений на изображении при заданной степени сжатия радиоголограммы не достигается.

Из вышеизложенного вытекает целесообразность разработки МБАК, обеспечивающего минимум искажений на изображении при заданной степени сжатия РГ и учитывающего влияние значений порогов как на потери D , так и на энтропию H .

Критерий выбора порогов квантования в МБАК

В качестве критерия выбора пороговых значений в МБАК предлагается максимизация частного отношения сигнал-шум квантования на РЛИ и средней длины кода пикселя после энтропийного кодирования.

Отношение сигнал-шум квантования на РГ определяется средним квадратом ошибки квантования:

$$SQNR_{pr} = -10 \lg D. \quad (5)$$

В ходе синтеза РЛИ из РГ отношение сигнал-шум повышается. Степень повышения зависит от параметров

фокусировки РГ, а именно от размеров (в пикселях) фильтров сжатия по дальности и по азимуту (N_d и $N_{аз}$ соответственно) и эквивалентного числа некогерентных накоплений сигнала ENL . Аппроксимирующая зависимость отношения сигнал-шум квантования на синтезированном РЛИ от аналогичного отношения на РГ может быть записана в виде:

$$SQNR \approx 10 \lg ENL + 0,5 \lg(N_d N_{аз}) + SQNR_{пр} = \\ = 10 \lg ENL + 0,5 \lg(N_d N_{аз}) - 10 \lg D. \quad (6)$$

Значения N_d , $N_{аз}$ и ENL определяются характеристиками и режимом съемки РСА. Значение N_d зависит от длительности излучаемых радиоимпульсов и частоты дискретизации сигнала строки РГ. Значение $N_{аз}$ зависит от длительности синтеза апертуры антенны и частоты повторения радиоимпульсов. Значение ENL обычно определяется отношением пространственных разрешений РСА по дальности и азимуту. Если пространственные разрешения по обоим измерениям равны, то некогерентного накопления обычно не происходит и $ENL = 1$. Если пространственные разрешения отличаются, то ENL принимается равным результату деления худшего разрешения на лучшее.

В качестве энтропийного кодирования, по аналогии с алгоритмом FDBAQ, используемым в КА «Sentinel-1», предлагается кодирование по Хаффману как наиболее простое и, тем самым, наиболее приемлемое для бортовой реализации. Поскольку значения порогов t_k однозначно определяют вероятности P_k уровней квантования, для каждой комбинации значений t_k может быть построено дерево кодирования по Хаффману и получены коды длиной l_{Xk} для каждого уровня квантования. Средняя длина кода Хаффмана равняется:

$$\bar{l}_X = \sum_{k=0}^{N_{ур}-1} P_k l_{Xk}. \quad (7)$$

При этом энтропия H является нижней границей возможного значения \bar{l}_X , т.е. $\bar{l}_X \geq H$.

Таким образом, критерий выбора значений порогов квантования принимает следующий вид:

$$F = \frac{10 \lg ENL + 0,5 \lg(N_d N_{аз}) - 10 \lg D}{l_X} \rightarrow \max. \quad (8)$$

Алгоритм расчета оптимальных порогов квантования

Для квантователя Ллойда-Макса и критерия оптимизации $D \rightarrow \min$ имеются алгоритмы, позволяющие с относительно низкой вычислительной сложностью найти оптимальные значения порогов квантования. Однако при замене критерия оптимизации эти алгоритмы становятся неработоспособными.

Применительно к МБАК для нахождения значений порогов квантования, оптимальных по предложенному критерию F (см. формулу (8)), предлагается следующий итерационный алгоритм многомерной оптимизации, являющийся адаптацией метода покоординатного спуска к решаемой задаче и ограничениям вида $t_k < t_{k+1}$.

Шаг 1. Выбирается точность Δt определения величин t_k .

Шаг 2. Назначаются начальные значения t_k , например, с помощью равномерного квантования на отрезке $[-3, 3]$.

Шаг 3. Выбирается одна из точек t_k , перемещение которой влево или вправо на величину Δt обеспечивает наибольшее увеличение F . Обозначим выбранную точку $t_{k_{max}}$. Если перемещение ни одной из точек не обеспечивает увеличение F , работа алгоритма завершается.

Шаг 4. Выполняется последовательное перемещение точки $t_{k_{max}}$ на величину Δt в выявленном на предыдущем шаге направлении увеличения F , до тех пор пока величина F уменьшается в выбранном направлении перемещения $t_{k_{max}}$, с дополнительным ограничением, что в результате перемещения должно сохраняться условие $t_{k_{max}-1} < t_{k_{max}} < t_{k_{max}+1}$.

Шаг 5. Выполняется переход к шагу 3.

Поскольку расчет F является вычислительно сложной задачей, требующей многократного численного интегрирования, а затем построения дерева кодирования по Хаффману, при большом числе уровней квантования $N_{ур}$ оптимизация может выполняться до нескольких часов.

В интересах применимости МБАК в качестве бортового алгоритма сжатия РГ предлагается такие вычисления выполнять однократно при наземной обработке РСА, а на борт КА ДЗЗ заложить уже рассчитанные оптимальные значения порогов и деревья кодирования, что позволяет выполнять сжатие радиоголограмм с вычислительной эффективностью не хуже чем в алгоритме FDBAQ.

Теоретическая оценка потерь при сжатии радиоголограмм с использованием МБАК

Расчетным путем построим зависимость потерь в сигнале радиоголограммы и синтезированного из нее РЛИ от средней длины кода (а следовательно, и степени сжатия) для равномерного квантования, квантователя Ллойда-Макса и предлагаемого квантователя с учетом последующего кодирования по Хаффману.

Поскольку в МБАК критерий оптимального выбора порогов квантования учитывает размеры фильтров сжатия по дальности и азимуту, квантователь должен строиться отдельно для каждого режима съемки РСА. При теоретической оценке потерь, вносимых предлагаемым квантователем, возьмем типовые размеры фильтров для маршрутного режима съемки с разрешением порядка 2 м: $N_{аз} = 2500$ и $N_d = 5000$.

В рамках теоретической оценки для каждого квантователя и различного числа уровней квантования $N_{ур}$ рассчитаны значения порогов t_k , средний квадрат ошибки D (по формуле (1)), отношений сигнал-шум

Таблица 1. Потери при сжатии и средняя длина кода для различных квантователей

$N_{ур}$	Равномерный квантователь			Квантователь Ллойда-Макса			Предлагаемый квантователь		
	\bar{l}_X , бит	$SQNR_{РГ}$, дБ	$SQNR$, дБ	\bar{l}_X , бит	$SQNR_{РГ}$, дБ	$SQNR$, дБ	\bar{l}_X , бит	$SQNR_{РГ}$, дБ	$SQNR$, дБ
4	1,7	7,9	11,4	1,99	9,3	12,8	1,79	8,6	12,2
8	2,59	13,3	16,8	2,88	14,6	18,1	2,45	12,9	16,4
16	3,48	19,1	22,6	3,81	20,2	23,7	3,39	18,7	22,3
32	4,48	24,8	28,3	4,76	26,0	29,5	4,39	24,7	28,3

квантования $SQNR_{РГ}$ и $SQNR$ на радиоголограмме и синтезированном изображении (по формулам (5) и (6)) и средней длины кода \bar{l}_X (по формуле (7)).

Результаты расчетов приведены в табл. 1, а на рис. 1 приведены графики зависимости потерь (в виде отношения сигнал-шум на РЛИ) от средней длины кода. Если разрядность отсчетов исходной РГ равна 8, то достигнутая степень сжатия равняется $8/\bar{l}_X$, а объем РГ уменьшается на $(1 - \bar{l}_X/8) \cdot 100\%$.

Из рис. 1 видно, что предлагаемый квантователь для фиксированной средней длины кода обеспечивает наименьшие потери на РЛИ (наибольшее отношение сигнал-шум квантования). По сравнению с квантователем Ллойда-Макса применение МБАК выигрывает в отношении сигнал-шум для фиксированной средней длины кода (и степени сжатия РГ) составляет от 0,7 до 1,1 дБ, а по сравнению с равномерным квантователем – от 0,25 до 0,5 дБ.

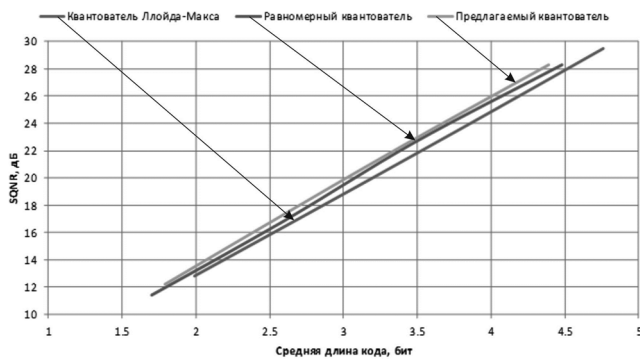


Рис. 1. Зависимость отношения сигнал-шум квантования на изображении от средней длины кода при сжатии радиоголограммы для различных типов квантователя

Экспериментальные исследования МБАК

Для проверки теоретических расчетов проведем экспериментальную проверку потерь при сжатии радиоголограмм с использованием предложенного и традиционных квантователей.

Ввиду отсутствия в открытом доступе несжатых радиоголограмм будем выполнять проверку на модельных данных, полученных путем обратного синтеза радиоголограмм из реальных радиолокационных изображений от КА «RadarSat-2». Чтобы полученная тестовая радиоголограмма не была сжатой, синтез обращается с несколько иными параметрами модуляции сигнала по дальности и/или азимуту. Строгое же обращение синтеза не позволяет получить пригодную для экспериментальных исследований несжатую радиоголограмму, поскольку изображение формируется в НКПОР из РГ, уже

сжатой на борту КА ДЗЗ.

Сформированная тестовая радиоголограмма содержит 8-разрядные знаковые коды действительной и мнимой составляющих комплексного сигнала каждого пикселя. Количество разрядов кодов выбрано в соответствии с разрядностью аналого-цифровых преобразователей, применяемых в большинстве современных космических РСА.

8-разрядная тестовая радиоголограмма подвергается блочно-адаптивному квантованию, а затем выполняется синтез двух изображений: одного – из 8-разрядной тестовой радиоголограммы, а другого – из сжатой. Первое изображение считается эталонным, а второе – искаженным. Под потерями понимаются различия амплитуды и фазы комплексного сигнала искаженного и эталонного изображений.

Фактическое значение отношения сигнал-шум квантования на РЛИ рассчитывается по формуле:

$$SQNR = 10 \lg \frac{\sum_{mn} |s_{эт}(m, n)|^2}{\sum_{mn} (|s_{сж}(m, n)| - |s_{эт}(m, n)|)^2}, \quad (9)$$

где (m, n) – координаты пикселя на изображении, $s_{эт}$ – комплексный сигнал эталонного изображения, $s_{сж}$ – комплексный сигнал искаженного изображения, синтезированного из сжатой радиоголограммы.

Дополнительно вычисляется среднеквадратичная фазовая ошибка:

$$\sigma_\varphi = \sqrt{\frac{\sum_{mn} \arg^2(s_{сж}(m, n)\bar{s}_{эт}(m, n))}{N_{пикс} - 1}}, \quad (10)$$

где \bar{s} – операция комплексного сопряжения, $N_{пикс}$ – число пикселей изображения.

Результаты экспериментальных исследований для различного числа уровней квантования сигнала приведены в табл. 2. Результаты получены при $N_{аз} = 2500$, $N_d = 5000$ и размере блока для квантования 1×128 пикселей. Небольшие отличия экспериментальных данных от результатов теоретических расчетов обусловлены тем, что реальный закон распределения значений сигнала в пределах блока данных несколько отличается от нормального.

Из рис. 2 видно, что по результатам экспериментальных исследований предлагаемый квантователь для фиксированной средней длины кода обеспечивает наименьшие потери на радиолокационном изображении (наибольшее отношение сигнал-шум квантования). По сравнению с квантователем Ллойда-Макса выигрывает в отношении сигнал-шум для фиксированной средней

Таблица 2. Потери при сжатии и средняя длина кода для различных квантователей по данным экспериментальных исследований

$N_{ур}$	Равномерный квантователь			Квантователь Ллойда–Макса			Предлагаемый квантователь		
	\bar{l}_X , бит	σ_φ , °	$SQNR$, дБ	\bar{l}_X , бит	σ_φ , °	$SQNR$, дБ	\bar{l}_X , бит	σ_φ , °	$SQNR$, дБ
4	1,73	44,29	11,5	2,00	39,48	12,9	1,81	41,76	12,2
8	2,62	27,66	17,0	2,91	24,68	18,3	2,47	29,04	16,5
16	3,51	16,24	22,7	3,83	14,72	23,7	3,41	17,09	22,2
32	4,51	9,69	28,0	4,79	8,76	29,0	4,42	9,94	27,8

длины кода составляет от 0,5 до 0,9 дБ, а по сравнению с равномерным квантователем – от 0,1 до 0,3 дБ.

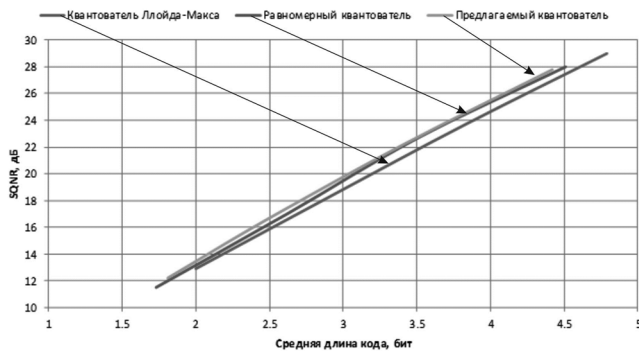


Рис. 2. Зависимость отношения сигнал-шум квантования на изображении от средней длины кода при сжатии радиоголограммы для различных типов квантователя, построенная по экспериментальным данным

Таким образом, экспериментальные исследования показали, что из-за отклонения реального закона распределения значений составляющих комплексного сигнала блока радиоголограммы от идеального случая, реальный выигрыш от применения предлагаемого квантователя оказывается примерно в 2 раза ниже, чем предсказанный теоретически. Тем не менее, его применение позволяет примерно на 1-3 % уменьшить величину потерь для фиксированной степени сжатия по сравнению с равномерным квантователем, применяемым в алгоритме FDBAQ, реализованном для КА «Sentinel-1».

Заключение

В статье предложен бортовой алгоритм сжатия радиоголограмм на основе модификации алгоритма блочно-адаптивного квантования. Модификация заключает

ся в применении неравномерного блочно-адаптивного квантования, пороги которого заранее рассчитываются по критерию (8), и последующего энтропийного кодирования по Хаффману.

Применение МБАК позволяет примерно на 0,1-0,3 дБ улучшить отношение сигнал-шум квантования или, что эквивалентно, на 1-3 % уменьшить потери информации для фиксированной степени сжатия по сравнению с алгоритмом FDBAQ, реализованным для КА «Sentinel-1».

Статья написана по результатам исследований, проведенных в рамках выполнения составной части НИР «Интеграция-СГ».

Литература

- Егошкин Н.А., Еремеев В.В., Москвитин А.Э., Ушенкин В.А. Обработка информации от современных космических систем радиолокационного наблюдения Земли. М.: ФИЗМАТЛИТ, 2019. 320 с. + 32 с. цв. вкл.
- Ушенкин В.А. Математическая модель синтеза радиолокационных изображений дециметрового разрешения из радиоголограмм от космических РСА // Цифровая обработка сигналов, 2018. № 3. С. 21–25.
- Benz U., Strodl K., Moreira A. A Comparison of Several Algorithms for SAR Raw Data Compression // IEEE Trans. on Geoscience and Remote Sensing, 1995, vol. 33, no. 5, pp. 1266-1276.
- Kuduvalli G., Dutkiewicz M., Cumming I. Synthetic Aperture Radar Signal Data Compression Using Block Adaptive Quantization // 1994 Science Information Management and Data Compression Workshop, 1994, pp. 43-57.
- Attema E., Cafforio C., Gottwald M. et al. Flexible Dynamic Block Adaptive Quantization for Sentinel-1 SAR Missions // IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters, 2010, vol. 7, no. 4, pp. 766-770.

Уважаемые коллеги!

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

СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ ПРИГОДНОСТИ ПОЛЯРИМЕТРИЧЕСКИХ ДЕКОМПОЗИЦИЙ ИЗОБРАЖЕНИЙ ОТ КОСМИЧЕСКИХ СИСТЕМ РАДИОЛОКАЦИОННОГО НАБЛЮДЕНИЯ ЗЕМЛИ В ЗАДАЧЕ МОНИТОРИНГА ЛЕСНОГО ПОКРОВА

Ушенкин В.А., с.н.с. НИИ «Фотон» РГРТУ, к.т.н., foton@rsreu.ru;
Соловьев А.В., техник НИИ «Фотон» РГРТУ, foton@rsreu.ru

COMPARATIVE ANALYSIS OF APPLICABILITY OF POLARIMETRIC DECOMPOSITIONS OF IMAGES FROM SPACE RADAR OBSERVING SYSTEMS IN THE PROBLEM OF FOREST COVER MONITORING

Ushenkin V.A., Solovyev A.V.

The analysis of the most common polarimetric decompositions is carried out for their applicability in the problem of monitoring the forest cover of the earth's surface. Methods for assessing the applicability of the polarimetric decomposition in the set tasks are considered. Examples of analysis of the presence of high-altitude vegetation on a radar image using various polarimetric decompositions are given. Polarimetric decompositions of Pauli, Krogager, van Zijl, Freeman-Durden, Huygen, Barnes-Holm in two versions, the dominant scattering mechanism according to Claude-Potier and H-A-Alpha are considered. The results of the analysis showed that the Freeman-Durden and H-A-Alpha decompositions are the most applicable for the problem of monitoring the forest cover of the earth's surface.

Key words: polarimetric decomposition, SAR image processing, high-altitude vegetation detection.

Ключевые слова: поляриметрическая декомпозиция, обработка радиолокационных изображений, обнаружение высотной растительности.

Введение

В настоящее время для наблюдения Земли из космоса, вместо традиционных оптико-электронных приборов видимого и инфракрасного диапазонов применяются радиолокаторы. Это обусловлено рядом преимуществ радиолокационной съемки: способностью вести наблюдение независимо от времени суток и при наличии облачного покрова, возможностью регистрировать не только интенсивность, но также фазу и поляризацию зондирующего сигнала [1].

Радиолокационная съемка подразумевает излучение электромагнитных волн в виде коротких модулированных радиоимпульсов и последующий приём отраженных обратных сигналов. При излучении и приёме могут использоваться различные поляризации электромагнитных волн. В современных радиолокаторах обычно применяется линейная поляризация: вертикальная (V) и горизонтальная (H). Таким образом, комбинируя различные поляризации при излучении и приеме, можно получить до четырёх комбинаций: HH, HV, VH и VV. Каждой из перечисленных комбинаций соответствует отдельное радиолокационное изображение. В этом проявляется некоторое сходство со спектральной оптической съемкой, при которой также формируется несколько изображений одной и той же местности, но не с разными поляризациями, а в различных диапазонах электромагнитного спектра [2]. Мультиполяризационный набор радиолокационных изображений обладает гораздо большей информативностью, чем отдельное изображение фиксированной поляризации.

Производится анализ наиболее распространенных поляриметрических декомпозиций на предмет их применимости в задаче мониторинга лесного покрова земной поверхности. Приводятся примеры анализа наличия высотной растительности на радиолокационном снимке с использованием различных поляриметрических декомпозиций.

С применением мультиполяризационных радиолокационных изображений можно решать широкий спектр различных задач, одной из которых является мониторинг лесного покрова.

Высотная растительность при отражении от неё радиосигналов изменяет их поляризацию. За счет этого на радиолокационных изображениях ортогональной поляризации (HV или VH) леса выглядят более яркими, чем на изображениях согласованной поляризации (HH или VV). Это позволяет автоматически выявлять леса по мультиполяризационному набору РЛИ.

Анализ мультиполяризационного набора РЛИ традиционно основывается на выполнении той или иной поляриметрической декомпозиции – разложении мультиполяризационного сигнала на несколько составляющих. Обычно таких составляющих три. Первая из них соответствует так называемому двойному отражению (отражению от двух граней уголкового отражателя, в качестве которых могут выступать фасады зданий, заборы, столбы и т.д.). Вторая составляющая соответствует так называемому объемному рассеянию, которое характерно как раз для лесов. Третья составляющая описывает рассеяние от умеренно шероховатой поверхности.

Различные декомпозиции по-разному распределяют суммарный сигнал между перечисленными выше составляющими. В связи с этим возникает задача выбора декомпозиции, наиболее подходящей для автоматиче-

ского выявления лесов на мультиполяризационном наборе РЛИ. Эта декомпозиция должна на участках с лесным покровом обеспечивать такое распределение суммарного сигнала между составляющими, при котором наибольшая доля достается объемному рассеянию, а на участках без лесного покрова доля объемного рассеяния должна быть минимальной.

Целью настоящей работы является сравнение известных поляриметрических декомпозиций на предмет пригодности к решению задачи автоматического обнаружения лесов на мультиполяризационном наборе РЛИ и выбору декомпозиции, наиболее подходящей для этой задачи.

Теоретическая часть

Для выполнения поляриметрической декомпозиции мультиполяризационный сигнал каждого пикселя РЛИ представляется в виде одной из следующих поляриметрических матриц: рассеяния, ковариации и когерентности.

Элементами матрицы рассеяния $S(x, y)$ являются комплексные отсчеты сигнала соответствующих поляризацій:

$$S(x, y) = \begin{pmatrix} S_{HH}(x, y) & S_{HV}(x, y) \\ S_{VH}(x, y) & S_{VV}(x, y) \end{pmatrix}. \quad (1)$$

Матрицы ковариации $C(x, y)$ и когерентности $T(x, y)$ строятся на основе усреднения отсчетов в некоторой окрестности заданного пикселя:

$$C(x, y) = \begin{pmatrix} E(|S_{HH}|^2) & E(\sqrt{2}S_{HH}\overline{S_{HV}}) & E(S_{HH}\overline{S_{VV}}) \\ E(\sqrt{2}S_{HV}\overline{S_{HH}}) & E(|S_{HV}|^2) & E(\sqrt{2}S_{HV}\overline{S_{VV}}) \\ E(S_{VV}\overline{S_{HH}}) & E(\sqrt{2}S_{VV}\overline{S_{HV}}) & E(|S_{VV}|^2) \end{pmatrix}, \quad (2)$$

$$T(x, y) = \begin{pmatrix} E(|\alpha_p|^2) & E(\alpha_p\overline{\beta_p}) & E(\alpha_p\overline{\gamma_p}) \\ E(\beta_p\overline{\alpha_p}) & E(|\beta_p|^2) & E(\beta_p\overline{\gamma_p}) \\ E(\gamma_p\overline{\alpha_p}) & E(\gamma_p\overline{\beta_p}) & E(|\gamma_p|^2) \end{pmatrix}, \quad (3)$$

где E – операция усреднения; α_p , β_p , γ_p – комплексные коэффициенты декомпозиции Паули, рассматриваемой ниже.

Выполнение поляриметрической декомпозиции заключается в нахождении коэффициентов разложения одной из матриц S , C или T на три ортогональные составляющие. Результат декомпозиции обычно представляется в виде трехканального цветного изображения, в каждый канал которого помещаются модули найденных коэффициентов. Общепринята следующая схема цветового кодирования результатов декомпозиции: красный канал соответствует двойному отражению, зелёный – объемному рассеянию, синий – рассеянию от умеренно шероховатой поверхности.

Исходя из вышесказанного, на результирующем изображении для участков поверхности, покрытых высокой растительностью, будет характерно преимущество второго канала над остальными. Таким образом, можно сделать следующий вывод: чтобы получить кар-

тину лесного покрова на основе результирующего изображения поляриметрической декомпозиции, следует выбрать те пиксели, в которых канал, отвечающий за объемное рассеяние, доминирует над остальными.

Рассмотрим наиболее распространенные поляриметрические декомпозиции.

Декомпозиции Паули и Крогагера применяются к матрице рассеяния.

Декомпозиция Паули описывается следующим матричным уравнением:

$$\sqrt{2}S = \alpha_p \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} + \beta_p \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & -1 \end{pmatrix} + \gamma_p \begin{pmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{pmatrix}, \quad (4)$$

где искомыми являются комплексные коэффициенты α_p (рассеяние поверхностью), β_p (объемное рассеяние) и γ_p (двойное отражение).

Декомпозиция Крогагера описывается следующим матричным уравнением:

$$S = \left\{ e^{j\phi} k_s e^{j\phi_s} \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} + k_d \begin{pmatrix} \cos 2\psi & \sin 2\theta \\ \sin 2\psi & -\cos 2\theta \end{pmatrix} + k_h e^{\pm 2\theta} \begin{pmatrix} 1 & \pm j \\ \pm j & 1 \end{pmatrix} \right\}, \quad (5)$$

где искомыми величинами являются шесть действительных величин: ϕ , ϕ_s , θ – фазы; k_s , k_d и k_h – амплитудные коэффициенты. Как и в случае с декомпозицией Паули, поляриметрическое изображение строится из амплитудных коэффициентов, а фазы игнорируются [6].

Декомпозиции Фримана-Дурдена и ван Зейла выполняются на основе матрицы ковариации.

Декомпозиция Фримана-Дурдена описывается уравнением:

$$C = \frac{f_V}{8} \begin{pmatrix} 3 & 0 & 1 \\ 0 & 2 & 0 \\ 1 & 0 & 3 \end{pmatrix} + f_D \begin{pmatrix} |\alpha_{FD}|^2 & 0 & \alpha_{FD} \\ 0 & 0 & 0 \\ \alpha_{FD} & 0 & 1 \end{pmatrix} + f_S \begin{pmatrix} |\beta_{FD}|^2 & 0 & \beta_{FD} \\ 0 & 0 & 0 \\ \beta_{FD} & 0 & 1 \end{pmatrix}, \quad (6)$$

где f_S , f_V и f_D – действительные промежуточные параметры, а α_{FD} и β_{FD} – комплексные промежуточные параметры. Данное матричное уравнение сводится к системе из четырех уравнений с пятью неизвестными, а, следовательно, имеет бесконечное число решений. Отсюда следует, что декомпозиция Фримана-Дурдена имеет бесконечное множество вариантов, из которого выбирается один по специальному алгоритму, предложенному авторами декомпозиции [5]. Итоговое поляриметрическое изображение составляется из величин $\sqrt{f_V}$, $\sqrt{f_D(1+|\alpha_{FD}|^2)}$ и $\sqrt{f_S(1+|\beta_{FD}|^2)}$.

Декомпозиция ван Зейла описывается уравнением:

$$C = \Lambda_1 \begin{pmatrix} |\alpha_Z|^2 & 0 & \alpha_Z \\ 0 & 0 & 0 \\ \alpha_Z & 0 & 1 \end{pmatrix} + \quad (7)$$

$$+ \Lambda_2 \begin{pmatrix} |\beta_Z|^2 & 0 & \beta_Z \\ 0 & 0 & 0 \\ \overline{\beta_Z} & 0 & 1 \end{pmatrix} + \Lambda_3 \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix},$$

где параметры Λ_1 , Λ_2 , Λ_3 , α_Z , β_Z вычисляются на основе собственных чисел матрицы ковариации.

Поляриметрическое изображение составляется из коэффициентов $\sqrt{\Lambda_1(1+|\alpha_Z|^2)}$ (рассеяние поверхностью), $\sqrt{\Lambda_2(1+|\beta_Z|^2)}$ (двойное отражение) и $\sqrt{\Lambda_3}$ (объемное рассеяние) [4].

На основе матрицы когерентности выполняются 5 видов декомпозиции: Гюйгена, Барнса-Холма двух видов, доминирующий механизм рассеяния по Клоду-Потье и Н-А- α .

В декомпозициях Гюйгена и Барнса-Холма поляриметрический снимок представляется не как набор откликов на точечные цели, а как комбинация откликов на точечные цели и площадные объекты. Декомпозиция выполняется только для точечных объектов. В таком случае матрица когерентности записывается в следующем виде:

$$T = \begin{pmatrix} 2\tilde{A}_0 & C - j\tilde{D} & H + j\tilde{G} \\ \tilde{C} + j\tilde{D} & \tilde{B}_0 + \tilde{B} & \tilde{E} + j\tilde{F} \\ \tilde{H} - j\tilde{G} & \tilde{E} - j\tilde{F} & \tilde{B}_0 - \tilde{B} \end{pmatrix}, \quad (8)$$

после чего представляется как сумма матриц T_0 (когерентности точечного объекта) и T_N (когерентности площадного объекта) [3].

Матрица T_0 представляется в виде произведения векторов $T_0 = k_i \bar{k}_i^T$. Результирующее поляриметрическое изображение составляется из модулей комплексных элементов векторов k_i .

В декомпозиции Гюйгена:

$$k_1 = \frac{1}{\sqrt{2\tilde{A}_0}} \begin{pmatrix} 2\tilde{A}_0 \\ \tilde{C} + j\tilde{D} \\ \tilde{H} - j\tilde{G} \end{pmatrix}. \quad (9)$$

В декомпозиции Барнса-Холма 1 варианта

$$k_2 = \frac{1}{\sqrt{2(\tilde{B}_0 - \tilde{F})}} \begin{pmatrix} \tilde{C} - \tilde{G} + j(\tilde{H} - \tilde{D}) \\ B_0 + \tilde{B} - \tilde{F} + j\tilde{E} \\ \tilde{E} + j(\tilde{B}_0 - \tilde{B} - \tilde{F}) \end{pmatrix}. \quad (10)$$

В декомпозиции Барнса-Холма 2 варианта

$$k_3 = \frac{1}{\sqrt{2(\tilde{B}_0 - \tilde{F})}} \begin{pmatrix} \tilde{H} + \tilde{D} + j(\tilde{C} - \tilde{G}) \\ \tilde{E} + j(\tilde{B}_0 - \tilde{B} - \tilde{F}) \\ B_0 + \tilde{B} - \tilde{F} + j\tilde{E} \end{pmatrix}. \quad (11)$$

В декомпозиции доминирующего механизма рассеяния по Клоду-Потье для матрицы когерентности находятся собственные числа $\lambda_1 \geq \lambda_2 \geq \lambda_3$. Если же все три числа ненулевые, то матрица когерентности может быть представлена в виде линейной комбинации трёх видов рассеяния:

$$T = \sum_{i=1}^3 \lambda_i u_i u_i^{*T}. \quad (12)$$

Каждому из собственных чисел соответствует собственный вектор вида:

$$u_i = e^{j\varphi_i} (\cos \alpha_i (\sin \alpha_i \cos \beta_i) e^{j\delta_i} (\sin \alpha_i \sin \beta_i) e^{j\gamma_i})^T. \quad (13)$$

Для каждого собственного числа находится весовой коэффициент:

$$P_i = \frac{\lambda_i}{\lambda_1 + \lambda_2 + \lambda_3}. \quad (14)$$

Собственные числа и углы ориентации собственных векторов усредняются с учетом полученных ранее

весовых коэффициентов: $\bar{\lambda} = \sum_{i=1}^3 P_i \lambda_i$, $\bar{\alpha} = \sum_{i=1}^3 P_i \alpha_i$,

$$\bar{\beta} = \sum_{i=1}^3 P_i \beta_i.$$

Результирующее изображение составляется из величин $\sqrt{\bar{\lambda}} \sin \bar{\alpha} \cos \bar{\beta}$ (двойное отражение), $\sqrt{\bar{\lambda}} \sin \bar{\alpha} \sin \bar{\beta}$ (объемное рассеяние) и $\sqrt{\bar{\lambda}} \cos \bar{\alpha}$ (рассеяние поверхностью).

Результатом дальнейших исследований Клода и Потье стала декомпозиция Н-А- α . В отличие от других декомпозиций, величины H , A , α не являются коэффициентами разложения поляриметрического сигнала на ортогональные составляющие. Коэффициент H отвечает за энтропию рассеяния, A – за анизотропию, α – значение среднего угла ориентации собственного вектора. Основным достоинством этих величин является их независимость от угла ориентации отражателя (рассеивателя).

Энтропия является мерой упорядоченности и вычисляется по следующей формуле:

$$H = - \sum_{i=1}^3 P_i \log_3 P_i. \quad (15)$$

Данная величина нормируется от 0 (полный порядок) до 1 (полный хаос). Низкая энтропия соответствует слабо деполаризующему рассеивателю. В этом случае объект считается точечным и характеризуемым только одним механизмом рассеяния (велико только собственное число λ_1 , два других пренебрежительно малы). Высокая же энтропия соответствует сильно деполаризующему рассеивателю, который рассматривается как площадной объект, для которого в равной степени характерны 3 механизма рассеяния.

Анизотропия – величина, дополняющая энтропию:

$$A = \frac{\lambda_2 - \lambda_3}{\lambda_2 + \lambda_3}. \quad (15)$$

Её значение учитывается только при высокой энтропии и также нормируется от 0 до 1. Леса и водная поверхность обычно характеризуются низкой анизотропией, а высокой – городская застройка.

Средний угол α мал в случае водоёмов, а для лесных массивов и городов характерны значения от 45 до 90 градусов.

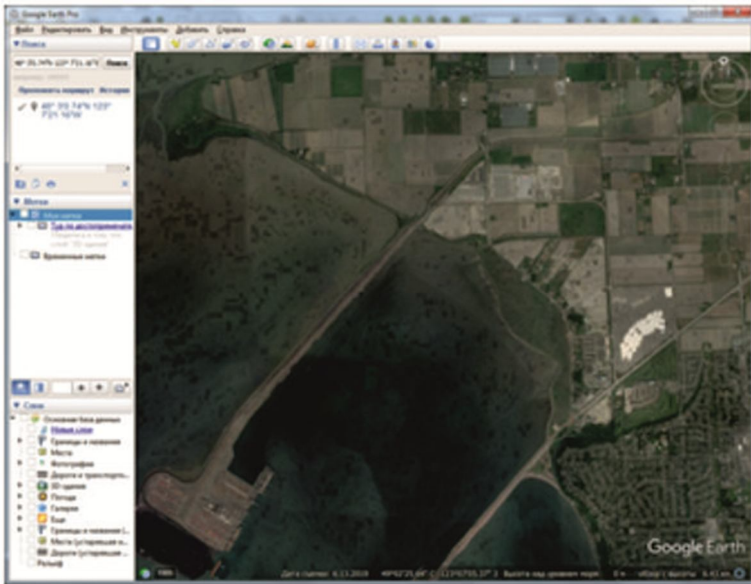


Рис. 1. Карты исследуемого участка: а) по данным Google Планета Земля; б) полученная бинарная маска наличия лесного покрова

Таким образом, в декомпозиции H - A - α ни один из коэффициентов строго не соответствует трем классическим типам рассеяния. Однако, как показывает практика, для двойного отражения характерны большие значения α , для объемного рассеяния – H , для рассеяния от умеренно шероховатой поверхности – A .

Как было отмечено ранее, величины H и A лежат в диапазоне от 0 до 1, тогда как угол α может принимать значения от 0 до 90° . Поэтому необходимо привести все величины к единому диапазону значений. С этой целью значение α для каждого пикселя результата декомпозиции делится на 90.

Экспериментальная часть

Основной целью настоящей работы является экспериментальное исследование рассмотренных выше декомпозиций на предмет их применимости в задаче мониторинга лесного покрова. Для проведения данного исследования решено взять 10 мультиполяризационных снимков разных участков поверхности Земли со средним количеством пикселей около 20 млн.

На каждом изображении вручную выделены участки, покрытые высотной растительностью, по данным открытого источника Google Планета Земля. В результате для каждого изображения, участвующего в эксперименте, получена бинарная маска, на которой черным цветом обозначены участки с лесным покровом, а белым – участки без лесного покрова [7]. На рис. 1 приведен пример бинарной маски и данных Google Планета Земля, на основе которых она была построена.

После формирования бинарных масок для каждого изображения выполнены все рассмотренные выше поляриметрические декомпозиции. Пиксели на результирующих поляриметрических изображениях, в которых значение яркости второго канала доминирует над остальными, были классифицированы как лес.

Имея бинарную маску и набор результатов классификации по данным каждой из декомпозиций, можно выполнить серию попиксельных сравнений.

Пусть Ω – множество всех пикселей поляриметрического изображения. Обозначим множество пикселей, соответствующих лесному покрову согласно эталонным данным, как

$$\Omega_M = \{(x, y) : M(x, y) = 0\}, \quad (16)$$

где $M(x, y)$ – значение бинарной маски в соответствующем пикселе.

Множество пикселей, классифицированных как лесной покров по результату декомпозиции, обозначим как $\Omega_D = \{(x, y) : D_o(x, y) > D_o(x, y) \text{ и } D(x, y) > D_n(x, y)\}$,

где $D_o(x, y)$, $D_o(x, y)$, $D_n(x, y)$ – значения коэффициента двойного отражения, объемного рассеяния и рассеяния умеренно шероховатой поверхностью соответственно.

Для декомпозиции H - A - α множество пикселей, классифицированных как лесной покров, выразим как

$$\Omega_D = \left\{ (x, y) : \frac{\alpha(x, y)}{90} > H(x, y) \text{ и } \frac{\alpha(x, y)}{90} > A(x, y) \right\}. \quad (18)$$

С учетом введенных обозначений определим вероятность верного определения лесных участков в процентах как

$$P_1 = \frac{|\Omega_M \cap \Omega_D|}{|\Omega_M|} * 100\%, \quad (19)$$

а вероятность ложного определения участка как леса для поляриметрической декомпозиции в процентах, как

$$P_2 = \frac{|\overline{\Omega_M} \cap \Omega_D|}{|\Omega_M|} * 100\%. \quad (20)$$

Результаты расчета P_1 и P_2 , усредненные по всем изображениям, участвующим в эксперименте, представлены в табл. 1.

Для наглядности на рис. 2 приведем пример выделения лесов на фрагменте снимка города Ванкувер от космического аппарата «RadarSat-2» с помощью каждой из декомпозиций. Для этого построим карты попиксельного сопоставления результатов классификации с эта-

Таблица 1. Результаты расчета вероятностей верного и ложного определения лесных участков по данным поляриметрических декомпозиций

Декомпозиция	$P_1, \%$	$P_2, \%$
Фримана-Дурдена	77,122	27,126
Н-А- α	59,499	23,782
Барнса-Холма 2	27,209	6,222
Барнса-Холма 1	26,553	6,179
Паули	16,337	5,951
Крогагера	16,137	8,275
Гюйгена	8,105	4,754
Доминирующий механизм рассеяния по Клоду-Потье	6,180	1,307
ван Зейла	2,736	0,568

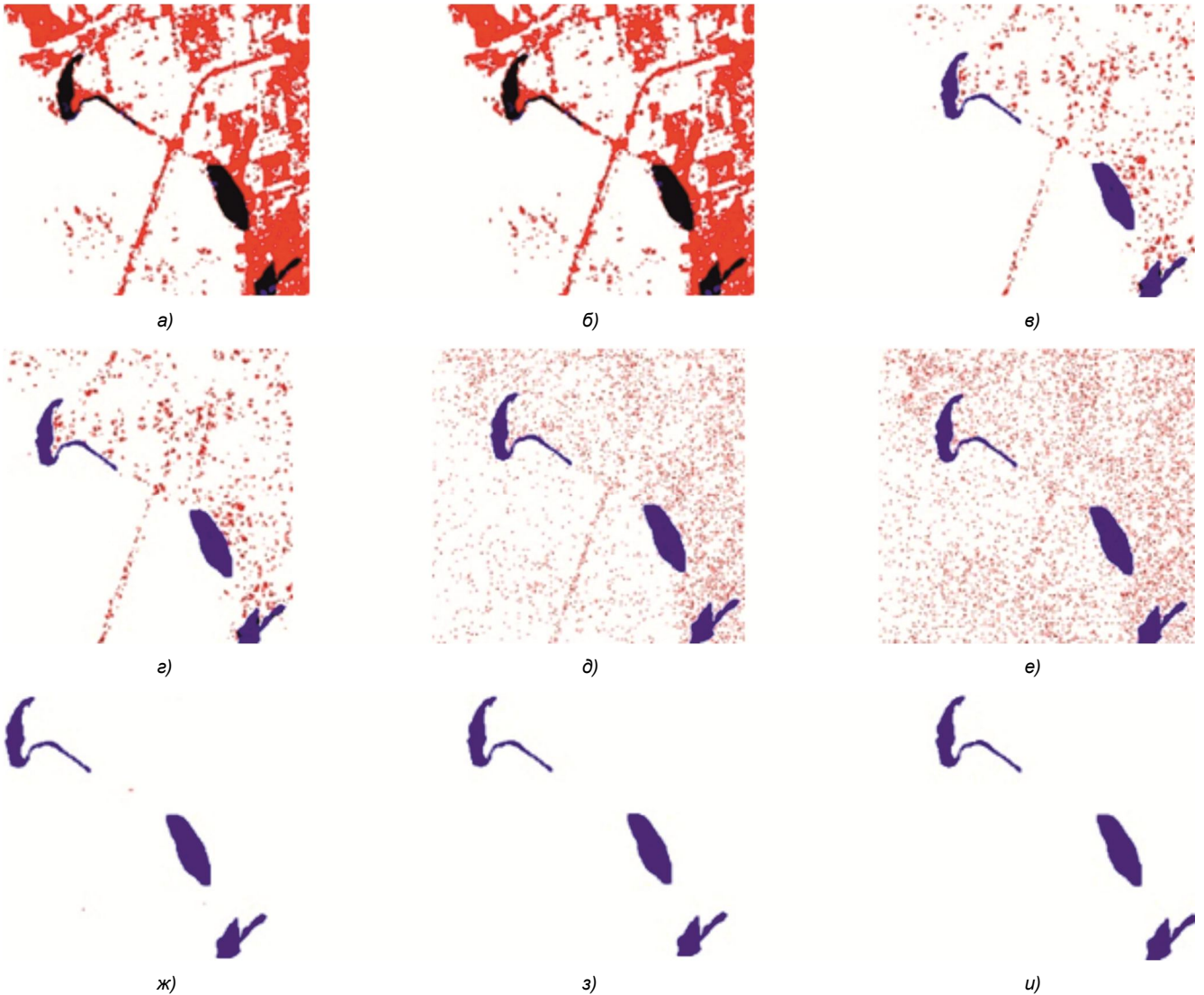


Рис. 2. Карты попиксельного сопоставления с эталоном результатов выявления лесного покрова с помощью декомпозиций: а) Фримана-Дурдена; б) Н-А- α ; в) Барнса-Холма 1; г) Барнса-Холма 2; д) Паули; е) Крогагера; ж) Доминирующий механизм рассеяния по Клоду-Потье; з) ван Зейла; и) Гюйгена

лонной бинарной маской, на которых обозначим:

- участки с лесным покровом, определённые верно, – чёрным цветом;
- участки с лесным покровом, не определенные соответствующим образом, – синим цветом;
- участки без лесного покрова, ошибочно определённые как лес, – красным цветом;
- участки без лесного покрова, определённые верно, –

белым цветом.

Из табл. 1 и рис. 2 можно сделать вывод, что наиболее пригодными для задачи мониторинга лесного покрова на основе поляриметрических данных являются декомпозиции Фримана-Дурдена и Н-А- α , так как у них наибольшая вероятность верного обнаружения участка с лесным покровом. Результативность данных декомпозиций превосходит остальные со значительным отрывом. Данные

результаты можно считать вполне ожидаемыми.

Декомпозиции Паули и Крогагера обеспечивают низкую вероятность верного определения наличия лесного покрова. Это связано с тем, что в декомпозиции Паули коэффициент объемного рассеяния определяется как матрица рассеяния двугранного углового отражателя, расположенного под углом 45° , а в декомпозиции Крогагера за объемное рассеяние принимается матрица рассеяния левой или правой спирали. Оба эти способа являются слишком примитивными, тогда как рассеяние радиоволн высотной растительностью носит более сложный характер.

Декомпозиция ван Зейла, которая очень похожа на декомпозицию Фримана-Дурдена, обладает гораздо меньшей пригодностью для поставленной задачи по причине того, что единственный член, отличающийся в указанных декомпозициях, отвечает как раз за объемное рассеяние. В декомпозиции Фримана-Дурдена используется сложная матрица когерентности, описывающая рассеяние облаком случайно ориентированных цилиндров, что близко к реальной структуре ветвей деревьев, а в декомпозиции ван Зейла для вычисления объемного рассеяния используется слишком простая матрица когерентности всего с одним ненулевым элементом.

Декомпозиции Гюйгена и Барнса-Холма применяются к рассеянию от точечных объектов, в то время как лес – площадной объект.

Декомпозиция доминирующего механизма рассеяния по Клоду-Потье также не подходит для задачи мониторинга лесного покрова, так как леса являются сильно деполаризующим объектом, для которого нет четко выраженного доминирующего механизма рассеяния.

Исследования показали, что декомпозиция $H-A-\alpha$ обеспечивает неплохую вероятность выявления лесного покрова, несмотря на то, что не вычленила в явном виде объемное рассеяние. Это связано с тем, что высокая энтропия оказалась более достоверным признаком наличия высотной растительности, чем коэффициенты объемного рассеяния в большинстве других декомпозиций.

Более всего для задачи мониторинга лесного покрова подходит декомпозиция Фримана-Дурдена. Это связано с тем, что она разрабатывалась специально для анализа растительности и в ней используется модель объемного рассеяния, близкая к реальному рассеянию радиолокационного сигнала лесами. Её использование для мониторинга лесного покрова наиболее целесообразно.

Тем не менее, несмотря на высокую вероятность верного обнаружения лесного покрова, которую обеспечивают декомпозиции $H-A-\alpha$ и Фримана-Дурдена, для

них характерна относительно высокая (порядка 20-30 %) вероятность ложного обнаружения. Это связано с тем, что преобладание объемного рассеяния характерно не только для лесов, но и для других типов объектов земной поверхности. Следовательно, для снижения вероятности ложного обнаружения, помимо упомянутых декомпозиций, для выявления лесного покрова требуется привлечение дополнительных признаков. Этот вопрос является целью дальнейших исследований.

Заключение

В настоящей работе проведено сравнение различных вариантов поляриметрической декомпозиции на предмет их пригодности к использованию для мониторинга лесного покрова. Анализ полученных результатов позволил выделить в качестве наиболее пригодных декомпозиции Фримана-Дурдена и $H-A-\alpha$.

В дальнейшем целесообразно проведение исследований по привлечению дополнительных признаков с целью снижения вероятности ложного выявления лесного покрова по данным поляриметрических декомпозиций радиолокационных изображений.

Литература

1. Егошкин Н.А., Еремеев В.В., Москвитин А.Э., Ушенкин В.А. Обработка информации от современных космических систем радиолокационного наблюдения Земли. Москва: Издательство ФИЗМАТЛИТ, 2019.
2. Современные технологии обработки данных дистанционного зондирования Земли / под ред. В.В. Еремеева. М.: ФИЗМАТЛИТ, 2019.
3. Holm W.A., Barnes R.M. On radar polarization mixed target state decomposition techniques. Proceedings 1988 USA National Radar Conference, 1988, pp. 249-254.
4. Van Zyl, J. J. Application of Cloude's target decomposition theorem to polarimetric imaging radar data // Proceedings SPIE conference of radar polarimetry, 1992, vol 1748, pp. 184-212.
5. Freeman A., Durden S.L. A three-component scattering model for polarimetric SAR data. IEEE Trans. on Geoscience and Remote Sensing, 1998, vol. 36 (3), pp. 936-973
6. Krogager E. A new decomposition of the radar target scattering matrix // Electronics Letter. 1990, vol. 26 (18), pp. 1525-1526.
7. Соловьев А.В., Ушенкин В.А. Анализ пригодности поляриметрических декомпозиций космических радиолокационных изображений для обнаружения высотной растительности. Сборник трудов IV Международного научно-технического форума: в 10 т. Том. 6. Рязань: Book Jet, 2021. С. 5-10.

ВЛИЯНИЕ ПОМЕХ НА АЛГОРИТМЫ ОБРАБОТКИ СИГНАЛА РАЗНОСТНОЙ ЧАСТОТЫ ДАЛЬНОМЕРА БЛИЖНЕГО ДЕЙСТВИЯ

Баранов И.В., к.т.н., ведущий инженер СКБ ООО предприятие «Контакт-1», Рязань, e-mail: skb@kontakt-1.ru; Езерский В.В., д.т.н., профессор кафедры радиоуправления и связи РГРТУ, e-mail: ezerski@yandex.ru

INFLUENCE OF HINDRANCES ON ALGORITHMS PROCESSINGS OF THE SIGNAL OF DIFFERENTIAL FREQUENCY SHORT-RANGE FREQUENCY RANGE FINDER

Baranov I.V., Ezerskiy V.V.

Influence of hindrances on algorithms of processing of a signal of differential frequency of a short-range frequency range finder is analyzed. The description of the considered algorithms is provided and assessment of influence of the disturbing reflector on the accuracy of measurement of distance is executed. For the analysis theoretical formulas and digital modeling are used.

Key words: frequency range finder, algorithms of processing, measurement error, sensitivity to hindrances.

Ключевые слова: частотный дальномер, алгоритмы обработки, погрешность измерения, чувствительность к помехам.

Введение

В научно-технической литературе [1–4] описано множество алгоритмов обработки сигнала разностной частоты (СРЧ) частотного дальмера (ЧД), формируемого на выходе смесителя излучаемого сигнала и задержанного на время t_{zc} распространения электромагнитной волны до отражающего объекта и обратно. При линейном законе частотной модуляции (ЧМ) в интервале времени T СРЧ $u_p(t)$ может быть записан в виде:

$$u_p(t) = A_p \cos[(\omega_0 + \Delta\omega t_n)t_{zc} + \varphi_p], \quad (1)$$

где $t_n = t/T$ – нормированное время; t – текущее время; A_p и φ_p – амплитуда и фаза СРЧ;

ω_0 и $\Delta\omega = 2\pi\Delta F$ – несущая частота и диапазон перестройки частоты при ЧМ; $t_{zc} = 2R/c$ – время задержки отражённого сигнала; R – измеряемое расстояние; c – скорость распространения электромагнитных волн в рабочей зоне ЧД.

Существуют две группы алгоритмов: с обработкой сигнала во временной области по положению нулей СРЧ (точек, где СРЧ пересекает нулевой уровень) и с обработкой его спектра, т.е. в частотной области. Эти алгоритмы легко реализуются на практике с использованием методов и устройств цифровой обработки сигналов. Все алгоритмы предназначены для сглаживания так называемой ошибки дискретности δ_R ЧД [1]:

$$\delta_R = c/(4\Delta F). \quad (2)$$

Каждый из алгоритмов обладает определёнными достоинствами и недостатками. В целом можно сказать, что алгоритмы обработки во временной области требуют меньше аппаратных и вычислительных затрат, так как для перехода в частотную область необходимо дополнительно выполнять достаточно сложные вычисления спектра СРЧ.

Анализируется влияние помех на алгоритмы обработки сигнала разностной частоты частотного дальмера ближнего действия. Приводится описание рассматриваемых алгоритмов, и выполнена оценка влияния мешающего отражателя на точность измерения расстояния. Для анализа используются теоретические формулы и цифровое моделирование.

При проектировании ЧД для определённой сферы применения перед разработчиком всегда возникает вопрос о достижении требуемых технических показателей при минимальных аппаратных затратах. Чтобы успешно решить эту задачу, необходимо иметь информацию о поведении различных алгоритмов в ожидаемых условиях эксплуатации и влиянии на них различных дестабилизирующих факторов и выполнять выбор алгоритма с учётом этих сведений. Наиболее важными факторами, влияющими на точность измерения расстояния, являются мешающие отражатели, расположенные в рабочей зоне ЧД и вызывающие сигналоразличимые помехи. К сожалению, несмотря на большое количество публикаций, ещё не все известные алгоритмы исследованы достаточно подробно. В частности, нет информации о воздействии помех на алгоритмы оценки разностной частоты во временной области, являющиеся весьма перспективными для применения в реальных технических устройствах благодаря своей высокой точности и простоте аппаратной реализации.

Целью настоящей работы является оценка влияния сигналоразличимых помех на точность измерения расстояния ЧД ближнего действия, использующего алгоритмы обработки СРЧ во временной области.

Анализируемые алгоритмы **Алгоритм весового усреднения** **разностной частоты**

Алгоритм весового усреднения разностной частоты (далее будем его называть просто весовым алгоритмом) основан на определении положения нулей СРЧ внутри интервала анализа T с линейной частотной модуляцией (ЧМ) и расчёте измеряемого расстояния R [4]:

$$R = \delta_R \sum_{i=1}^N \alpha(t_i), \quad (3)$$

где $\alpha(t)$ – весовая функция (ВФ), удовлетворяющая условию нормировки

$$\int_0^T \alpha(t) dt / T = 1;$$

t_i – временное положение i – го нуля СРЧ внутри интервала T ; N – число нулей СРЧ внутри этого интервала.

В общем случае ВФ можно представить в виде тригонометрического ряда Фурье [4]:

$$\alpha(t) = K_B \sum_{m=0}^K A_m \cos(4\pi m t_n), \quad (4)$$

где K_B и A_m – параметры, позволяющие изменять форму ВФ.

Теория весового алгоритма применительно к частотному дальномеру ближнего действия хорошо разработана [4 – 6], и показано, что ему присуща методическая погрешность, изменение которой при изменении измеряемого расстояния по общему виду и количественным соотношениям аналогично такому изменению для спектрального метода оценки разностной частоты. На вид таких графиков существенное значение оказывает вид ВФ. Эти результаты широко известны и поэтому здесь не приводятся. Ниже рассмотрим только влияние помехи на погрешность весового метода

Полиномиальный алгоритм

Алгоритм основан на том, что при неизменном измеряемом расстоянии R , любых внешних условиях и любой нелинейности модуляционной характеристики передатчика величина приращения фазы СРЧ $\Delta\varphi$ при переходе от одного «нуля» СРЧ к другому, соседнему, т.е. через один полупериод, равна π . Из этого условия можно получить формулу для расчёта измеряемого расстояния:

$$R = c / (4\Delta f_1), \quad (5)$$

где Δf_1 – диапазон перестройки частоты передатчика между двумя «нулями».

В работах [4, 7] показано, что для нахождения величины Δf_1 целесообразно использовать полиномиальную аппроксимацию зависимости частоты излучаемого сигнала от времени

$$f(t) = \sum_{i=0}^n a_i t^i, \quad (6)$$

где a_i – постоянные коэффициенты; $(n+1)$ – число нулей СРЧ внутри периода модуляции, используемое при расчёте.

Если в эту формулу подставить измеренные моменты t_i появления «нулей» СРЧ и выразить частоты излучаемого сигнала, соответствующие этим моментам, через частоту, соответствующую первой точке F_1 , и шаг по частоте между соседними точками Δf_1 (или несколькими смежными точками Δf_m), то получим $(n+1)$ урав-

нений для $(n+3)$ -х неизвестных величин. Ещё два необходимых уравнения получим, введя в схему ЧД устройство для фиксации моментов появления двух заранее заданных эталонных частот F_H и F_B (например, расположенных близко к границам полного диапазона перестройки передатчика). Эталонные частоты можно задавать с помощью высокостабильных генераторов или с помощью диэлектрических резонаторов [8]. В итоге получим систему уравнений, которая в матричной форме имеет вид:

$$\begin{pmatrix} 1 & 0 & -1 & -t_0 & \dots & -t_0^n \\ 1 & m_1 & -1 & -t_{m_1} & \dots & -t_{m_1}^n \\ 1 & m_2 & -1 & -t_{m_2} & \dots & -t_{m_2}^n \\ 1 & m_3 & -1 & -t_{m_3} & \dots & -t_{m_3}^n \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 1 & m_n & -1 & -t_{m_n} & \dots & -t_{m_n}^n \\ 0 & 0 & 1 & t_H & \dots & t_H^n \\ 0 & 0 & 1 & t_B & \dots & t_B^n \end{pmatrix} \times \begin{pmatrix} F_1 \\ \Delta f_1 \\ a_0 \\ a_1 \\ \dots \\ a_n \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ \dots \\ 0 \\ F_H \\ F_B \end{pmatrix}, \quad (7)$$

где: m_1, m_2, \dots, m_n – номера используемых при расчёте нулей СРЧ; t_H и t_B – моменты совпадения излучаемой и соответствующей эталонной частот.

Из этой системы уравнений найдём необходимую для расчёта расстояния по формуле (5) величину:

$$\Delta f_1 = \frac{A_{n+3,2}(F_B - F_H)}{\Delta}, \quad (8)$$

где: Δ – определитель матрицы коэффициентов указанной системы уравнений; $A_{i,j}$ – соответствующее алгебраическое дополнение.

Отметим, что на практике нули СРЧ достаточно просто обнаружить с помощью усилителя-ограничителя и измерить количественно их расположение в интервале T с помощью микроконтроллера. Для составления системы уравнений (7) и нахождения диапазона перестройки Δf_1 могут использоваться любые нули СРЧ из числа измеренных. С увеличением измеряемого расстояния, начиная с минимально возможного, количество нулей СРЧ непрерывно возрастает. Существует ограничение на минимально возможное число нулей. Желательно, чтобы в начале и конце интервала модуляции T наблюдалось как минимум по два нуля. Отсюда возникает ограничение на минимальное измеряемое расстояние, которое должно быть таким, чтобы в интервале модуляции укладывалось не менее двух периодов СРЧ. Это соответствует измеряемому расстоянию, равному четырём ошибкам дискретности (2). Соответственно минимальная размерность квадратной матрицы в (7) при этом равна 6.

Результаты количественной оценки погрешности измерения расстояния с помощью приведённых формул, выполненной для диапазона измеряемых расстояний от 0,3 м до 30 м с шагом 1 мм при несущей частоте сигнала с ЧМ $f_0 = 10$ ГГц и диапазоне перестройки частоты $\Delta F = 1$ ГГц показаны на рис. 1. Из рисунка видно, что погрешность рассматриваемого метода в идеальных условиях составляет пренебрежимо малую величину и увеличивается с увеличением измеряемого расстояния.

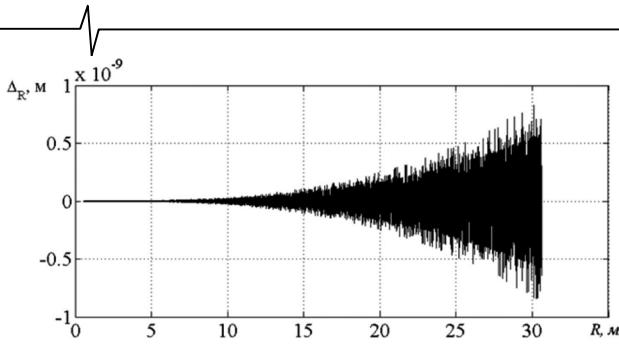


Рис. 1. Результаты оценки погрешности измерения расстояния полиномиальным алгоритмом в идеальных условиях

Причем при детальном рассмотрении видно, что график имеет шумовой характер. Такое поведение погрешности обусловлено шумом квантования из-за конечной разрядности компьютера. При увеличении расстояния число «нулей» СРЧ увеличивается, а промежутки времени между ними уменьшаются. В итоге относительная погрешность расчёта положения «нуля» с увеличением расстояния увеличивается и вызывает увеличение общей погрешности расчёта измеряемого расстояния.

Влияние сигналоподобной помехи

При наличии помехи на расстоянии R_n , попадающей в диаграмму направленности антенны ЧД, сигнал на выходе смесителя содержит два слагаемых:

$$u(t) = u_p(t) + A_n \cos[(\omega_0 + \Delta\omega t_n)t_{zn} + \varphi_n], \quad (9)$$

где A_n , φ_n и $t_{zn} = 2R_n/c$ – соответственно амплитуда, фаза и время задержки помехи.

Наличие помехового сигнала приводит к смещению нулей СРЧ от их точного значения, что приводит к возникновению погрешности измерения расстояния.

В предположении достаточной малости помехи по отношению к полезному СРЧ можно получить выражение для нормированной величины смещения Δt_{ni} каждого нуля СРЧ [9]:

$$\Delta t_{ni} = \frac{\Delta t_i}{T} = \frac{\cos \psi_n(t_{ni})}{2\pi \Delta F \{q_{cn} t_{zc} \sin \psi_c(t_{ni}) + t_{zn} \sin \psi_n(t_{ni})\}}, \quad (10)$$

где $q_{cn} = A_p/A_n$ – отношение сигнал-помеха; $\psi_c(t_{ni}) = t_{zc}\omega_i + \varphi_c$; $\psi_n(t_{ni}) = t_{zn}\omega_i + \varphi_n$; $\omega_i = \omega_0 + \Delta\omega t_{ni}$; t_{ni} – нормированное положение i -го нуля СРЧ; t_{zc} , t_{zn} , φ_p и φ_n – соответственно времена задержки и начальные фазы сигнала и помехи.

Учёт этого смещения при количественной оценке погрешности измерения расстояния целесообразно выполнять при различных условиях (расположение помехи по расстоянию и её уровень по отношению к полезному сигналу).

Для **весаого алгоритма**, пользуясь имеющимися в литературе результатами [9], можно показать, что дополнительная погрешность измерения расстояния, нормированная к ошибке дискретности, может быть вычислена по выражению:

$$\Delta_n = -2\pi K_B \sum_{m=1}^K m A_m \sum_{i=1}^N \sin(4\pi m t_{ni}) \Delta t_{ni}. \quad (11)$$

Результаты расчёта погрешности по этой формуле в условиях, соответствующих рисунку 1 с мешающим отражателем, расположенным на расстоянии 30 м и уровнем минус 30 дБ по отношению к полезному отражателю, показаны на рис. 2.

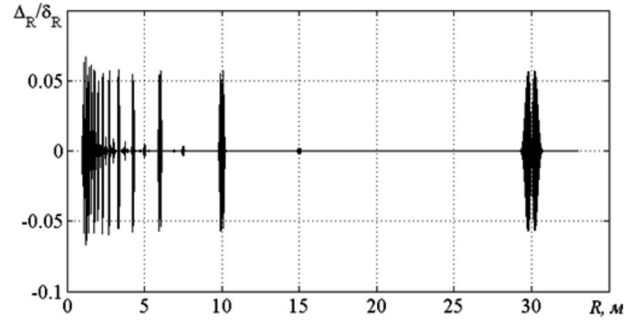


Рис. 2. Дополнительная погрешность измерения расстояния весовым алгоритмом при наличии мешающего отражателя на расстоянии 30 м с уровнем минус 30 дБ

Видно, что в окрестности точки расположения мешающего отражателя (30 м) имеется зона повышенной погрешности, имеющая вид двух лепестков с быстро колеблющимся графиком, вписанным в медленно изменяющуюся огибающую. Эти лепестки по форме и величине аналогичны такой же погрешности, характерной для спектрального алгоритма обработки СРЧ в частотной области. Однако при перемещении полезного отражателя в области расстояний, меньших чем расстояние до мешающего отражателя, наблюдаются дополнительные зоны повышенной погрешности. Можно считать, что эти зоны вызваны «виртуальными» помехами. Существуют две группы таких «виртуальных» помех.

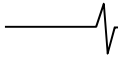
Для первой группы помех расположение связано с истинным положением помехи соотношением $R_b = R_n/(2n+1)$, где $n = 1, 2, \dots$. В этих точках величина максимальных значений погрешности примерно совпадает с максимальной погрешностью вокруг точки 30 м и даже слегка увеличивается, а ширина их зоны повышенной погрешности уменьшается с увеличением номера n .

Точки второй группы соответствуют расстояниям $R_g = R_n/2n$, где $n = 1, 2, \dots$. Максимальная величина погрешности в этих точках примерно в 100 раз меньше, чем в точках предыдущей группы.

Наличие «виртуальных» помех существенно отличает весовой алгоритм от спектрального алгоритма.

Для **полиномиального алгоритма** получить аналитически погрешность измерения не представляется возможным. Повторение расчётов, аналогичных выполненным для графика, показанного на рис. 1, с учётом смещения нулей СРЧ, представленного формулой (10), показывает, что погрешность также имеет вид колебательного графика, но со случайным характером. Представлять эти результаты в виде графиков зависимости мгновенной погрешности от расстояния не имеет смысла, так как сильный колебательный и стохастический характер графиков затрудняет сравнительный анализ.

Используем для такого сравнения аналогично [4, 5] СКО погрешности, вычисленные для диапазонов изменения расстояния, равных величине ошибки дискретности, по формуле:



$$\sigma_x^2(R_{cp,L}) = \frac{1}{M} \sum_{i=1}^M \Delta_R^2(R_{i,L}), \quad (12)$$

где M – число расчётных точек на каждом диапазоне значений R ; $\Delta_R = \tilde{R}_{i,L} - R_{i,L}$; $R_{i,L} = [(L-1) + (i-1)] \div \div M] \delta_R - i$ -е значение заданного расстояния на L -м диапазоне расстояний; $\tilde{R}_{i,L}$ – i -е измеренное значение расстояния; $R_{cp,L} = (L + 0,5) \delta_R$; $L = 1, 2, \dots$ – номер обрабатываемого интервала расстояний.

Усреднённые по (12) результаты для тех же условий измерения, которые соответствуют рис. 1, и разных уровней помехи показаны на рис. 3 в виде зависимости логарифма нормированной к ошибке дискретности погрешности при расположении мешающего отражателя в точке 1,2 м.

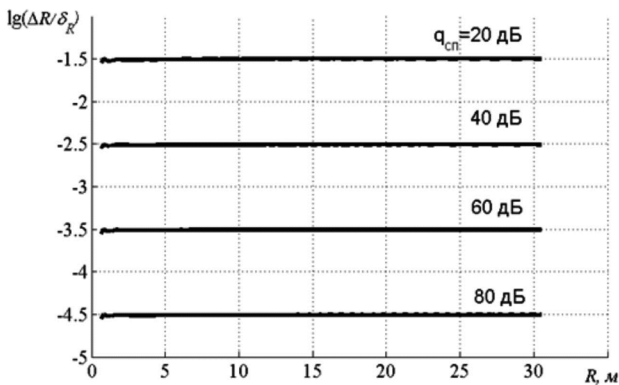


Рис. 3. Зависимость логарифма нормированной погрешности от измеряемого расстояния при $R_n = 1,2$ м и разном уровне помехи

Как видно по рисунку, наличие помехового сигнала приводит к одинаковому среднему уровню погрешности на всех расстояниях. Этим рассматриваемый полиномиальный алгоритм отличается от алгоритма оценки расстояния на основе весового суммирования [4, 5] или алгоритма оценки расстояния в спектральной области [3]. Для двух указанных алгоритмов влияние помехи носит локальный характер, выражающийся в наличии двух лепестков зоны повышенной погрешности вблизи точки расположения мешающего отражателя. Кроме того, как показано выше, для весового алгоритма характерным является наличие так называемых виртуальных помех на расстояниях, меньших расстояния расположения.

При удалении мешающего отражателя характер зависимости погрешности измерения от расстояния меняется незначительно, как это видно по рис. 4, на котором приведены результаты, аналогичные рис. 3, но при расположении мешающего отражателя на расстоянии 5 м с теми же уровнями по отношению к полезному отражателю.

Видно, что графики становятся неравномерными, однако в них нет резких локальных изменений, характерных для весового и спектрального алгоритмов. Дальнейшее смещение мешающего отражателя по расстоянию не меняет характер этих графиков.

В них сохраняется некоторая неравномерность, которая не превышает неравномерности графиков рис. 4.

Очевидно, что практическое применение указанных

алгоритмов требует тщательной фильтрации помеховых отражений. Так как разностная частота меняется при изменении расстояния, фильтрация должна производиться с помощью следящих фильтров, например, как это выполнено в серийно выпускаемых частотно-модулированных уровнемерах Барс 322МИ [10].

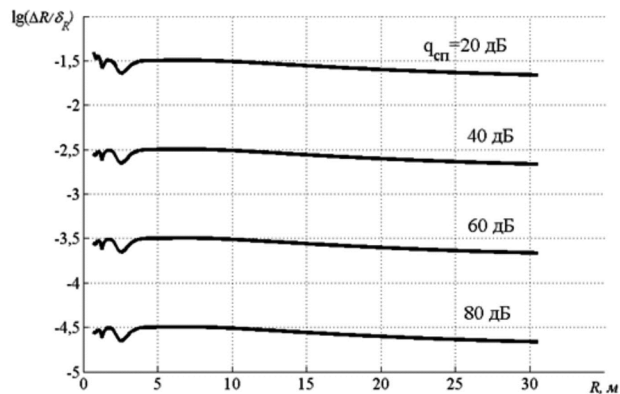


Рис. 4. Зависимость логарифма нормированной погрешности от измеряемого расстояния при $R_n = 5$ м и разном уровне помехи

Если уровень помехи становится больше 20 дБ, то у обоих рассматриваемых алгоритмов появляется аномальная погрешность, проявляющаяся в виде скачков показаний на величину, кратную ошибке дискретности. Это вызвано не просто смещением положения нулей СРЧ, а появлением новых нулей, что приводит к скачку погрешности измерения сразу на величину ошибки дискретности.

Если помеха меньше минус 40 дБ, то погрешность оценки расстояния всеми алгоритмами не превышает 1 мм, что соответствует требованиям многих потребителей.

Цифровое моделирование рассмотренных алгоритмов на основе приведённых выше выражений и оценка погрешности в указанных выше условиях показывают полное совпадение полученных результатов. Поэтому графики оценки погрешности с помощью моделирования здесь не приводятся.

Выводы

1. По величине дополнительной погрешности измерения расстояния рассмотренные алгоритмы обработки СРЧ во временной области примерно одинаковы и не уступают известному спектральному алгоритму обработки СРЧ в спектральной области.

2. В отличие от спектрального алгоритма, обладающего локальной областью влияния помехи только вблизи точки расположения мешающего отражателя, для весового алгоритма характерно наличие виртуальных отражателей, расположенных в локальных точках на расстояниях, меньших расстояния до реального мешающего отражателя. Для полиномиального алгоритма влияние мешающего отражателя распределено примерно равномерно по всей рабочей области ЧД. По этой причине для практического применения более предпочтительным является весовой алгоритм.

3. Практическое применение алгоритмов обработки СРЧ во временной области возможно только при использовании следящего фильтра, подавляющего мешающее отражение.

4. При уровне мешающего сигнала менее минус 40 дБ по отношению к полезному СРЧ величина погрешности снижается до величины, приемлемой для практических применений ЧД без использования каких-либо специальных мер для снижения её влияния.

5. Уровень мешающего отражения более минус 20 дБ по отношению к полезному СРЧ делает невозможным применение алгоритмов обработки СРЧ во временной области без использования фильтрации помехи из-за возникновения аномальных погрешностей измерения расстояния.

Литература

1. Виницкий А.С. Очерк основ радиолокации при непрерывном излучении радиоволн. М.: Советское радио, 1961. 495 с.

2. Мухаммед Абд Аль-Вахаб Исмаил. Радиолокационный высотомер с двойной частотной модуляцией. М.: Изд-во иностранной литературы, 1957. 135 с.

3. Fundamentals of Short-Range FM Radar / Komarov I.V., Smolskiy S.M. Artech House Publishers; Norwood, MA. 2003. 289 p.

4. Прецизионные системы ближней частотной радиолокации промышленного применения. Монография / Б.А. Атаянц, В.М. Давыдочкин, В.В. Езерский, В.С. Паршин, С.М. Смольский М.: Радиотехника. 2012. 512 с.

5. Езерский В.В. Методическая погрешность датчика расстояния на базе частотно-модулированного даль-

мера с весовым сглаживанием ошибки дискретности // Измерительная техника. 2003. № 9. С. 22-25.

6. Баранов И.В., Езерский В.В. Оптимизация параметров модуляции в ближней частотной радиолокации при весовом усреднении разностной частоты // Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. 2009. № 28. С. 30-37.

7. Атаянц Б.А., Езерский В.В., Смольский С.М., Шахтарин Б.И. Проблема шумов и нелинейность модуляционной характеристики передатчика в прецизионных промышленных системах ближней частотной радиолокации // Успехи современной радиоэлектроники, 2008, № 3. С. 3-29.

8. Патент 2234108 Российской Федерации, МКИ G01 S 13/34. Способ измерения расстояния (варианты) / Б.А. Атаянц, В.В. Езерский, И.В. Баранов, В.А. Болонин, В.М. Давыдочкин, В.А. Пронин.

9. Баранов И.В., Езерский В.В. Влияние помех на погрешность измерения расстояния в частотном дальномере промышленного применения // Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. 2011. № 37. С. 34-40.

10. Отечественные радиолокационные и волноводные уровнемеры с частотной модуляцией. Промышленное применение. Монография / Б.А. Атаянц, Л.С. Атаянц, И.В. Баранов, М.В. Бронин, В.М. Давыдочкин, Ю.В. Мазалов, С.В. Майоров, Д.Я. Нагорный, В.С. Паршин, В.А. Пронин, Под ред. Б.А. Атаянца. Рязань: ГУП РО «Рязанская областная типография» 2021. 388 с.

НОВЫЕ КНИГИ

Корячко В.П., Перепелкин Д.А.

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

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

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

Фокин Г.А.

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

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

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

УДК 621.396

МНОГОКРИТЕРИАЛЬНЫЙ СИНТЕЗ РАДИОСИГНАЛОВ С ПРЯМЫМ РАСШИРЕНИЕМ СПЕКТРА ДЛЯ АДАПТИВНЫХ К УЗКОПОЛОСНЫМ И СТРУКТУРНЫМ ПОМЕХАМ СИСТЕМ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ

Лисничук А.А., к.т.н., доцент кафедры РУС РГПТУ, e-mail: a.a.lisnichuk@gmail.com

MULTI-CRITERIA SYNTHESIS OF DIRECT-SEQUENCE SPREAD SPECTRUM RADIO SIGNALS FOR COMMUNICATION SYSTEMS ADAPTATION TO NARROW-BAND AND STRUCTURAL INTERFERENCES

Lisnichuk A.A.

Problem statement: as a result of frequency range congestion, a complex of interferences is acting on radio communication systems, among which narrow-band and structural ones occupy a special place: narrow-band interference – due to the high probability of unintentional occurrence (or simplicity of generation) and effective influence on the suppressed radio line; structural influence – due to the correlation in some parameters with the useful radio signal at the same frequency-time ranges. A trivial solution for this problem is to change the frequency range, for example, using cognitive radio systems. However, the use of such systems is not always advisable in practice. Since, on the one hand, there may be no free parts of spectrum at the current time, and on the other hand, this approach is extensive, leading to a decrease in the overall efficiency of using frequency resource (in the presence of interference).

Purpose: development and analysis of the realizable characteristics of multi-criteria synthesis of direct-sequence spread spectrum radio signals for communication systems adaptation to combination of additive «white» Gaussian noise (AWGN), structural and narrow-band interferences.

Results: in comparison with the known signals, the synthesized ones increase interference immunity up to 9 dB (in term signal-to-interference ratio) under action of AWGN, structural and narrow-band interference while maintaining the noise immunity threshold at the level of QPSK signal at action of only AWGN.

Practical relevance: the results obtained indicate the advisability of using a class of synthesized direct-sequence spread spectrum radio signals to ensure effective adaptation of communication systems (without changing the spectral range) to the action of AWGN, structural and narrow-band interferences.

Key words: synthesis of radio signal, radio communication system, multi-criteria optimization, increase of noise immunity, DSSS radio signal.

Ключевые слова: синтез радиосигналов, радиосистемы передачи информации, многокритериальная оптимизация, повышение помехоустойчивости, радиосигналы с прямым расширением спектра.

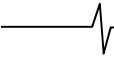
Введение

Повышение помехоустойчивости радиосистем передачи информации (РСПИ) является известной научно-технической задачей, решению которой посвящено множество работ, например [1-3]. Однако в качестве модели помеховой обстановки, как правило, рассматривается совокупность аддитивного «белого» гауссовского шума (АБГШ) и некоторого мешающего воздействия (в виде узкополосной, структурной или импульсной помехи). На практике же в результате перегруженности частотного диапазона возможна ситуация действия комплекса помех на РСПИ, среди которых особое место занимают узкополосные и структурные: первые – за счет высокой вероятности непреднамеренного возникновения (или простоты генерации) и достаточно эффективного влияния на подавляемую радиолинию; вторые – за счет корреляции по некоторым параметрам с полезным радиосигналом при совпадающих частотно-временных диапазонах. Тривиальным решением данной задачи является смена частотного диапазона, например, при помощи систем когнитивного радио (cognitive radio). Однако применение таких систем не всегда целесообразно на практике. Так как, с одной стороны, в текущий момент времени могут отсутствовать свободные участки спектра, а с другой – такой подход является экстенсивным, приводящим к снижению общей эффективности использования частотного ресурса (в условиях наличия помех).

Постановка проблемы: в результате перегруженности частотного диапазона возможно действие комплекса помех на радиосистемы передачи информации, среди которых особое место занимают узкополосные и структурные: первые – за счет высокой вероятности непреднамеренного возникновения (или простоты генерации) и достаточно эффективного влияния на подавляемую радиолинию; вторые – за счет корреляции по некоторым параметрам с полезным радиосигналом при совпадающих частотно-временных диапазонах. Тривиальным решением данной задачи является смена частотного диапазона, например, при помощи систем когнитивного радио (cognitive radio). Однако применение таких систем не всегда целесообразно на практике. Так как, с одной стороны, в текущий момент времени могут отсутствовать свободные участки спектра, а с другой – такой подход является экстенсивным, приводящим к снижению общей эффективности использования частотного ресурса (в условиях наличия помех).

Цель: разработка и анализ реализуемых характеристик многокритериального синтеза сигналов с прямым расширением спектра в интересах адаптации систем передачи информации к сложной радиообстановке в виде совокупности аддитивного «белого» гауссовского шума (АБГШ), структурной и узкополосной помех.

Результаты: в сравнении с известными синтезированными сигналами позволяют получить выигрыш до 9 дБ (по отношению сигнал-помеха) в условиях действия АБГШ, структурной и узкополосной помех при сохранении порога помехоустойчивости на уровне QPSK-сигнала при действии только АБГШ.



рам с полезным радиосигналом при совпадающих частотно-временных диапазонах. Тривиальным решением данной задачи является смена частотного диапазона, например, при помощи систем когнитивного радио [4, 5]. Однако применение таких систем не всегда целесообразно на практике с точки зрения как доступности свободных участков спектра в текущий момент времени, так и общей эффективности использования частотного ресурса. Для преодоления обозначенного недостатка в работах [6-9] разработаны процедуры многокритериального синтеза сигналов для адаптации РСПИ (без смены спектрального диапазона) к действию различных помех. Представляет интерес обобщение задачи многокритериального синтеза радиосигналов для адаптации РСПИ к действию совокупности АБГШ, узкополосной и структурной помех.

Математическое описание радиосигналов с прямым расширением спектра в виде совокупности элементов канального алфавита

Для решения поставленной задачи целесообразно рассматривать радиосигналы с прямым расширением спектра (DSSS – Direct Sequence Spread Spectrum), так как они обладают сравнительно высокой помехоустойчивостью. Многопозиционные сигналы данного класса можно представить в виде совокупности элементов канального алфавита (КА) $s_{r(i)}$, каждый из которых описывается с помощью соответствующей расширяющей кодовой последовательности (КП) и элементарного импульса $p_{r(i)}(t)$, то есть [6]:

$$A(t) = \sum_{i=1}^{N_S} s_{r(i)}(t - iT_S) = \sum_{i=1}^{N_S} \left(\sum_{j_{KPI}=1}^n \left[b_{r(i)}[j_{KPI}] \cdot p_{r(i)} \left(t - iT_S - j_{KPI} \frac{T_S}{n} \right) \right] \right), \quad (1)$$

$$s_r \in \mathbf{S}; \quad r = \overline{1, M},$$

где N_S – количество информационных символов; $r(i)$ – процедура манипуляционного кодирования [то есть отображение очередных $\log_2 M$ бит (информационного символа) в номер соответствующего элемента канального алфавита]; $p_{r(i)}(t) = 0$, и $t \leq 0$, $t \geq T_S/n$; T_S – символьный интервал; n – количество элементов $b_{r(i)}[j_{KPI}]$ в расширяющей КП $\mathbf{b}_{r(i)}$, в общем случае комплексных; M – позиционность вида модуляции, соответствующая количеству элементов в КА \mathbf{S} .

Из анализа данного выражения следует, что радиосигналы с прямым расширением спектра допускают изменение своих свойств за счет синтеза как структуры (т.е. ансамбля кодовых последовательностей), так и формы огибающей (т.е. набора элементарных импульсов). В сложной помеховой обстановке (когда в полосе частот сигнала действуют структурные и узкополосные помехи) необходимо применение максимального числа способов увеличения помехоустойчивости, т.е. целесообразно синтезировать как структуру, так и набор элементарных импульсов. В этом случае необходимо учитывать достоинства, недостатки и использовать наиболее эффективный для соответствующей отдельной ча-

сти сложной помеховой обстановки способ увеличения помехоустойчивости РСПИ. При этом для недопущения неконтролируемого изменения других важных характеристик РСПИ представляет интерес применение многокритериального подхода.

Многокритериальный синтез набора элементарных импульсов

Многокритериальный синтез набора элементарных импульсов целесообразно осуществлять аналогично синтезу КА для радиосигналов без расширения спектра [7, 8]. Следовательно, представляет интерес рассмотрение следующих критериев качества РСПИ [6]:

- максимизация пропускной способности при минимизации действия узкополосных помех (УП) на РСПИ путем формирования провалов в спектральной плотности мощности (СПМ) синтезируемого набора элементарных импульсов;

- максимизация помехоустойчивости к действию АБГШ путем увеличения евклидова расстояния между элементами синтезируемого набора;

- минимизация внеполосного излучения с помощью задания штрафа при превышении эталонной СПМ;

- минимизация пик-фактора путем уменьшения квадрата коэффициента вариации мгновенной мощности сигнала, вычисленного по элементам синтезируемого набора элементарных импульсов.

Применение многокритериального синтеза набора элементарных импульсов для минимизации действия узкополосной помехи на РСПИ целесообразно за счет формирования данным способом сравнительно широкого и глубокого провала в СПМ сигнала, необходимого для эффективной работы РСПИ в данной сигнально-помеховой обстановке.

Удобным методом решения многокритериальных задач является переход к синтезу радиосигналов на основе взвешенной суммы критериев качества [10]:

$$k_p = c_1 M_1 \int |G_0(f) - G_S(f)|^2 df + c_2 M_2 / \rho_S + c_3 M_3 \eta(G_S(f), G_M(f)) + c_4 M_4 D_S / \mu_S^2, \quad (2)$$

где $c_i, M_i > 0$, $\left(\sum_{i=1}^4 c_i = 1 \right)$ – соответственно весовые и

масштабирующие (приводящие в одинаковый динамический диапазон) коэффициенты для каждого входящего критерия качества; $G_0(f), G_S(f)$ – соответственно «эталонная» (с провалом на частоте действия УП) и текущая нормированные СПМ сигналов; ρ_S – среднее значение всех возможных попарных евклидовых расстояний между составляющими набора элементарных импульсов; $\eta(\bullet)$ – «штрафная» функция, ограничивающая превышение внеполосным излучением сигнала специальной функции $G_M(f)$; D_S, μ_S – соответственно дисперсия и математическое ожидание мгновенной мощности сигнала, задаваемого набором элементарных импульсов.

В работе [11] показано, что при данном наборе критериев качества минимизацию целевой функции (2) целесообразно выполнять квазиньютоновским методом оптимизации.

Многокритериальный синтез ансамбля расширяющих кодовых последовательностей

Для рационального использования ресурсов радиоканала целесообразно применять критерии качества, отвечающие за пропускную способность и минимизацию действия как структурных помех (СП), так и АБГШ, а также косвенно обеспечивающие минимизацию перепутывания информационного символа при погрешностях тактовой синхронизации. Высокую чувствительность к действию мешающих факторов (в том числе и структурных помех) в современных РСПИ проявляют контуры синхронизации, устойчивость которых определяется в том числе и радиосигналами, несущими полезную информацию и задающими тактовую частоту. Следовательно, в процедуре многокритериального синтеза ансамбля КП целесообразно также учитывать корреляционные свойства многопозиционных сигналов. Предлагается использовать следующие критерии приближения и качества [9]:

1) критерий максимума пропускной способности за счет ослабления действия СП. В данном критерии целесообразно использовать аппарат вейвлет-пакетного разложения (ВПР), а именно максимизировать энергию в тех ветвях ВПР синтезируемого ансамбля КП (\mathbf{B}), в которых энергия действующей СП минимальна, т.е.

$$\min_{\mathbf{B}} \left\{ \sum_{z=1}^L d_2(W_{opt}(z), W_{KPI}(z, \mathbf{B})) \right\}, \quad (3)$$

где $d_2(\bullet)$ – евклидово расстояние; $W_{opt}(z), W_{KPI}(z, \mathbf{B})$ – нормированные энергии в z -й ветви ВПР соответственно для «эталона» и синтезированного ансамбля КП; L – общее количество ветвей ВПР. При этом «эталон» W_{opt} определяется по измеренному ВПР структурной помехи W_N в соответствии со следующим выражением:

$$W_{opt}(z) = \lambda_2 - W_N(z), \quad \lambda_2 = const, \quad \lambda_2 = \max_z [W_N(z)],$$

$z = \overline{1, L}$. Целесообразность применения ВПР вместо Фурье-анализа обусловлена большей адекватностью представления локальных особенностей синтезируемых многопозиционных радиосигналов;

2) критерий максимума структурной скрытности и помехоустойчивости при действии АБГШ. Данный критерий аналогичен соответствующему критерию для набора элементарных импульсов:

$$\max_{\mathbf{B}} \{ \langle d_2(\mathbf{b}_k, \mathbf{b}_l) \rangle \}, \quad (4)$$

$$\mathbf{b}_k, \mathbf{b}_l \in \mathbf{B}; \quad k, l = \overline{1, M}, \quad k \neq l,$$

где $\langle \cdot \rangle$ – оператор усреднения по набору всех возможных попарных расстояний между элементами ансамбля КП $\mathbf{b}_k, \mathbf{b}_l$;

3) косвенный критерий минимума перепутывания информационных символов при погрешностях тактовой синхронизации реализуется путем уменьшения среднеарифметического значения модулей взаимно-корреляционной функции (ВКФ) $V(\mathbf{b}_k, \mathbf{b}_l)$ элементов ансамбля КП (в 10 %-м центральном диапазоне ВКФ), т.е.

$$\min_{\mathbf{B}} \{ \langle V(\mathbf{b}_k, \mathbf{b}_l) \rangle \}, \quad (5)$$

$$\mathbf{b}_k, \mathbf{b}_l \in \mathbf{B}; \quad k, l = \overline{1, M}, \quad k \neq l;$$

4) косвенный критерий максимума точности тактовой синхронизации, который достигается путем уменьшения среднеарифметического значения модулей боковых лепестков автокорреляционной функции (АКФ) $R(\mathbf{b}_k)$ элементов ансамбля КП, особенно вблизи главного лепестка, т.е.

$$\min_{\mathbf{B}} \{ \langle R(\mathbf{b}_k) \rangle \}, \quad \mathbf{b}_k \in \mathbf{B}; \quad k = \overline{1, M}. \quad (6)$$

Тогда целевую функцию в интересах многокритериального синтеза ансамбля расширяющих КП можно представить следующим образом:

$$k_e(\mathbf{B}) = \alpha_1 M_1 \sum_{z=1}^L [d_2(W_{opt}(z), W_{KPI}(z, \mathbf{B}))] + \alpha_2 M_2 / \langle d_2(\mathbf{b}_k, \mathbf{b}_l) \rangle + \alpha_3 M_3 \langle V(\mathbf{b}_k, \mathbf{b}_l) \rangle + \alpha_4 M_4 \langle R(\mathbf{b}_k) \rangle, \quad (7)$$

$$\sum_{i=1}^4 \alpha_i = 1; \quad M_i, \alpha_i > 0; \quad M_i, \alpha_i = const;$$

$$\mathbf{b}_k, \mathbf{b}_l \in \mathbf{B}; \quad k, l = \overline{1, M}, \quad k \neq l.$$

Здесь α_i – весовые коэффициенты для каждого входящего критерия качества при синтезе ансамбля КП.

При этом минимизацию данной целевой функции целесообразно выполнять следующим образом [9]: при помощи метода оптимизации на основе генетического алгоритма определить предполагаемую область глобального оптимума, а затем методом покоординатного спуска вычислить точку минимума.

Результаты имитационного моделирования

В интересах определения количественной меры действия рассматриваемого комплекса помех на радиоканалы на основе синтезированных и известных сигналов с прямым расширением спектра проведено имитационное моделирование следующих процессов:

- постановки комплекса радиопомех: узкополосной (в виде «небелого» гауссовского шума, ширина спектра – 10 % от ширины СПМ полезного сигнала) и структурной (в виде QPSK-сигнала с прямым расширением спектра ансамблем случайных КП, частотно-временные диапазоны для СП и полезного сигнала совпадают); отношение мощностей помех 1:1;

- многокритериального синтеза и формирования радиосигналов с прямым расширением спектра на основе определения как ансамбля кодовых последовательностей, так и набора элементарных импульсов;

- воздействия на полезный сигнал АБГШ и помех;
- детектирования из принятой смеси информационной составляющей радиосигнала (жесткие решения демодулятора по критерию максимума отношения правдоподобия);

- определения реализованных характеристик РСПИ при текущих условиях (параметрах АБГШ и помеховой обстановки), накопления статистики.

Целесообразно рассмотреть четырехпозиционные радиосигналы как обладающие сравнительно высокими характеристиками помехоустойчивости при компактном объеме канального алфавита, что, в свою очередь, положи-

тельно сказывается на уменьшении вычислительной сложности процедур синтеза. При этом разрабатываемый подход не теряет общности и при соответствующих параметрах может быть применен для многокритериального синтеза радиосигналов с позиционностью $M > 4$. Значения весовых коэффициентов составляют $c_1 = 0,25$; $c_3 = 0,3$ и $\alpha_1 = 0,5$, $\alpha_2 = 0,1$, $\alpha_3 = 0,1$, $\alpha_4 = 0,3$, что определяет компромисс между критериями качества, аналогичный результатам в [9] и [11] соответственно; длина КП – 32 элемента. Синтезируются четыре КП, расширяющие синфазные и квадратурные компоненты двух элементов КА; в полный КА входят также сигналы, противоположные синтезированным; размерность задачи синтеза составляет $4 \cdot 32 = 128$; в качестве начальных условий использовался ансамбль дополненных M -последовательностей.

Для определения характеристики помехоустойчивости к действию помех и АБГШ рассматривается пороговое отношение сигнал-шум (порог помехоустойчивости, g), которое определяется как значение, равное отношению E_b / N_0 при вероятности битовой ошибки $P_o = 10^{-3}$, в условиях действия АБГШ, СП и УП; для получения устойчивых оценок для каждого значения g накапливалась статистика, соответствующая не менее 100 битовым ошибкам. Для всех показателей качества РСПИ статистика накапливалась по 100 реализациям. Доверительные интервалы рассчитаны для доверительной вероятности 0,95, однако не приведены на рисунках, чтобы их не загромождать.

На рис. 1 приведены зависимости порога помехоустойчивости для известного и синтезированных сигналов от отношения сигнал-помеха (q) при действии АБГШ, СП и УП [средняя частота последней (f_{yII}) соответствует частоте несущего колебания полезного сигнала].

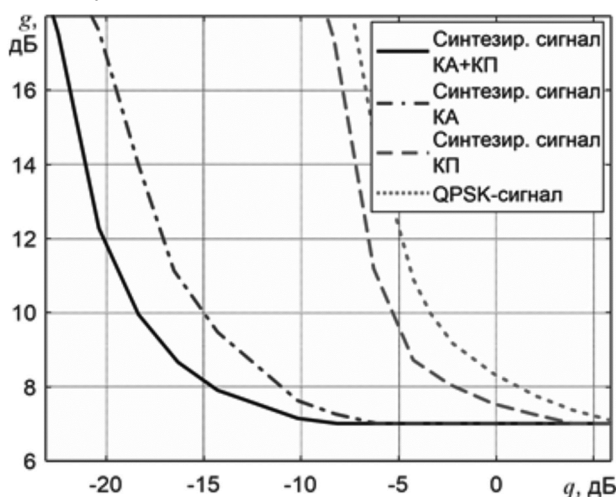


Рис. 1. Зависимости порога помехоустойчивости от отношения сигнал-помеха при действии АБГШ, СП и УП, несущие частоты полезного сигнала и УП совпадают

Здесь «Синтезир. сигнал КА+КП» – многокритериальный синтез сигнала за счет определения как набора элементарных импульсов, так и ансамбля кодовых последовательностей; «Синтезир сигнал КА» и «Синтезир. сигнал КП» – соответственно за счет определения только набора элементарных импульсов (адаптация РСПИ к

действию УП) или ансамбля кодовых последовательностей (адаптация РСПИ к действию СП) приведены для определения робастности синтезируемых сигналов. В качестве известного рассматривается QPSK-сигнал с прямым расширением спектра ансамблем дополненных M -последовательностей.

Из анализа рис. 1 следует, что в сравнении с известными синтезированные сигналы снижают действие рассматриваемого комплекса помех (в терминах отношения сигнал-помеха) более чем на 2 дБ и 11 дБ при адаптации РСПИ только к СП или УП соответственно, т.е. исключительно к одному компоненту данной радиообстановки. Большая реализуемая эффективность за счет определения набора элементарных импульсов связана с формированием достаточно широкого провала в СПМ сигнала для адаптации к УП, при этом и СП на данных частотах имеет максимальные значения составляющих спектра. Применение многокритериального синтеза как для набора элементарных импульсов, так и для ансамбля КП позволяет вплоть до $q = -14$ дБ сохранять помехоустойчивость на уровне (при ухудшении показателя g менее чем на 1 дБ) QPSK-сигнала при действии только АБГШ.

На рис. 2 приведены зависимости порога помехоустойчивости для известного и синтезированных сигналов от отношения сигнал-помеха при действии АБГШ, СП и УП ($f_{yII} = 0,75 f_{Ts}$).

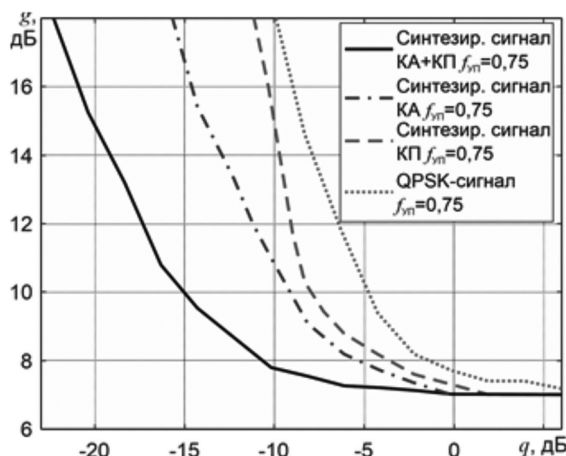


Рис. 2. Зависимости порога помехоустойчивости от отношения сигнал-помеха при действии АБГШ, СП и УП, несущие частоты полезного сигнала и УП смещены на величину $0,75 f_{Ts}$

Из анализа рис. 2 следует, что в сравнении с известными синтезированные сигналы снижают действие рассматриваемого комплекса помех (в терминах отношения сигнал-помеха) на 2 дБ и 3,5 дБ при адаптации РСПИ только к СП или УП соответственно, т.е. исключительно к одному компоненту данной радиообстановки. При этом за счет определения набора элементарных импульсов адаптация к УП не обеспечивает (сравнимого с соответствующими результатами, приведенными на рис. 1) подавления действия и СП, так как сформированный провал в СПМ не располагается на частотах с максимальной концентрацией СП. Применение многокритериального синтеза как для набора элементарных импульсов, так и для ансамбля КП позволяет вплоть до $q = -10$ дБ сохранять помехоустойчивость на уровне (при ухудше-

нии показателя g менее чем на 1 дБ) QPSK-сигнала при действии только АБГШ.

Воздействие на РСПИ совокупности АБГШ, СП и УП при $f_{yII} = 0,75 fT_s$ (в сравнении с тем, когда f_{yII} равна частоте несущего колебания полезного сигнала) оказывается меньшим по абсолютным величинам (см. рис. 1 и 2), что связано со снижением уровня мешающего воздействия за счет формы огибающей СПМ на частотах УП.

Заключение

Обоснован многокритериальный подход для синтеза сигналов с прямым расширением спектра в интересах адаптации РСПИ к сложной радиообстановке в виде совокупности АБГШ, структурной и узкополосной помех. В состав комбинированного критерия качества входят частные критерии, отвечающие за ослабление действия помех, повышение помехоустойчивости при АБГШ, улучшение корреляционных характеристик, а также обеспечивающие максимизацию энергетической и спектральной эффективностей формируемого сигнала. Показано, что минимизацию действия таких помех целесообразно производить за счет определения как набора элементарных импульсов, так и ансамбля КП. Это позволяет получить выигрыш (по сравнению с QPSK-сигналом с расширением спектра ансамблем дополненных M -последовательностей) до 9 дБ (по отношению сигнал-помеха) в условиях сложной помеховой обстановки при сохранении порога помехоустойчивости на уровне QPSK-сигнала при действии только АБГШ. Кроме того, применение двух способов минимизации действия помех позволяет более эффективно распределить ресурсы между рассматриваемыми критериями качества.

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

Литература

1. Помехозащищенность радиосистем со сложными сигналами / под ред. Г.И. Тузова. М.: Радио и связь, 1985. 264 с.
2. Blahut R.E. Theory and practice of error control codes. Addison-Wesley, 1983.

3. Уидроу Б., Стириз С. Адаптивная обработка сигналов. М.: Радио и связь, 1989. 440 с.

4. Mitola J. Cognitive radio for flexible mobile communications // Mobile Multimedia Communications, 1999. (MoMuC '99) 1999 IEEE International Workshop. 1999, pp. 3-10.

5. Hu F., Chen B., Zhu K. Full spectrum sharing in cognitive radio networks toward 5G: A survey // IEEE Access. 2018, vol. 6, pp. 15754-15776.

6. Лисничук А.А. Процедура многокритериального синтеза сигналов с прямым расширением спектра для адаптации когнитивных радиосистем передачи информации к сложной помеховой обстановке // Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. 2018. № 66-1. С. 9-15. DOI: 10.21667/1995-4565-2018-66-4-1-9-15.

7. Лисничук А.А., Кириллов С.Н. Анализ характеристик когнитивных радиосистем передачи информации при адаптации к действию узкополосных помех на основе синтезированных четырехпозиционных радиосигналов // Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. 2018. № 66-1. С. 3-8. DOI: 10.21667/1995-4565-2018-66-4-1-3-8.

8. Кириллов С.Н., Лисничук А.А. Многокритериальный синтез сигнально-кодированных конструкций на основе зависимых сигналов для адаптации радиосистем передачи информации к действию узкополосных помех // Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. 2017. № 4. С. 3-12.

9. Кириллов С.Н., Покровский П.С., Лисничук А.А. Многокритериальный синтез четырехпозиционных радиосигналов на основе ансамбля кодовых последовательностей в интересах адаптации радиосистем передачи информации к структурным помехам // Радиотехника. 2016. № 8. С. 117-124.

10. Гуткин Л.С. Оптимизация радиоэлектронных устройств. М.: Сов. радио, 1975. 368 с.

11. Kirillov S.N., Lisnichuk A.A. Multi-criteria signal synthesis procedure for adapting cognitive radio systems to the influence of interfering factors in the Arctic, IOP Conf. Series: Earth and Environmental Science, vol. 302, no. 1, pp. 012059. DOI: 10.1088/1755-1315/302/1/012059.

НОВЫЕ КНИГИ

Воскресенский Д.И., Добычина Е.М.

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

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

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



ПОДВОДНЫЙ БЕСПРОВОДНОЙ ОПТИЧЕСКИЙ КАНАЛ ПЕРЕДАЧИ ВИДЕОИЗОБРАЖЕНИЙ В РЕАЛЬНОМ МАСШТАБЕ ВРЕМЕНИ В УСЛОВИЯХ МУТНОЙ ВОДЫ

*Дмитриев В.Т., к.т.н., доцент, зав. кафедрой РУС РГПТУ, e-mail: vol77@rambler.ru;
Аронов Л.В., старший преподаватель кафедры РУС РГПТУ, e-mail: aronov.l.v@rsreu.ru*

UNDERWATER WIRELESS OPTICAL REAL-TIME VIDEO TRANSMISSION IN TURBID WATER

Dmitriev V.T., Aronov L.V.

In the interests of controlling autonomous underwater unmanned vehicles, it is proposed to use an underwater wireless optical data transmission channel as a channel for transmitting video images from onboard cameras. The problem of transmission over the proposed channel of video images of standard definition 720x480@15 in ocean water with varying degrees of turbidity is investigated. It is shown that the use of Reed Solomon codes can increase the data transmission range by 11,8 – 22,2%, depending on the turbidity of the water. As a result of the research, the optimal, from the point of view of distance gain, value of the code rate for the Reed-Solomon code with the current configuration of the optical receiver and optical transmitter was obtained.

Key words: underwater optical wireless communication channel, optical wireless communication, free space optic, underwater communication, optical communication line.

Ключевые слова: подводный оптический канал передачи информации, оптическая связь, беспроводной оптический канал, подводная связь, оптические линии связи.

Введение

Применение автономных необитаемых подводных аппаратов (АНПА) требует, с одной стороны, надежного канала передачи данных. Для передачи команд управления, с другой – необходимо наличие высокоскоростного обратного канала, обеспечивающего передачу видеоизображений с бортовых камер на пункт управления в реальном масштабе времени [1]. Наиболее распространенным каналом для использования в подводной среде является гидроакустический канал передачи данных. Его свойства хорошо изучены для различных акваторий, он обладает достаточной дальностью, достигающей сотен километров, помехозащищенностью, надежностью, а оборудование подводной оптической связи серийно производится. Существенным недостатком гидроакустического канала является ограничение по скорости, так, на расстоянии до 100 метров его предел составляет ~1000 кбит/с, а увеличение расстояния приводит к ещё большему снижению скорости передачи данных [2]. При этом для передачи видеоизображения стандартной чёткости с разрешением 720x480@15 (максимальное количество кадров в секунду – 15) потребует скорости не менее 4 Мбит/с.

Решить данную задачу можно с помощью подводного беспроводного оптического канала с оптическим передатчиком на основе полупроводникового лазера. Технической основой таких каналов является технология FSO (Free Space Optic), адаптированная к применению в подводной среде. Морская вода с точки зрения распространения оптического излучения является мутной

В интересах управления автономными подводными необитаемыми аппаратами предложено использовать в качестве канала передачи видеоизображений с бортовых камер подводный беспроводной оптический канал передачи данных. Исследована проблема передачи по оптическому каналу видеоизображения стандартной чёткости 720x480@15 в океанской воде с различной степенью замутнённости. Показано, что применение кодов Рида – Соломона в данном канале позволяет увеличить дальность передачи данных на 11,8 – 22,2 % в зависимости от мутности воды. В результате исследований получено оптимальное с точки зрения выигрыша по расстоянию значение кодовой скорости для кода Рида – Соломона при текущей конфигурации оптического приемника и оптического передатчика.

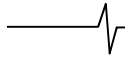
средой, для которой характерно ослабление сигнала за счёт рассеяния и поглощения, а кроме того, дополнительные потери энергии за счёт расхождения (рассеяния) лазерного луча, так называемые геометрические потери [3].

Работа АНПА возможна в различных условиях, в том числе в условиях повышенной замутнённости, при этом потери на трассе распространения достигают 12 дБ/м [4], что ограничивает предельную дальность, на которую возможно передать оптический сигнал.

Целью работы являются оценка предельной дальности, на которую возможно передать видеоизображение стандартной чёткости 720x480@15 и разработка предложений по её увеличению.

Математическая модель подводного беспроводного оптического канала

Рассмотрим математическую модель подводного беспроводного оптического канала передачи данных с кодоимпульсной модуляцией по интенсивности (КИМ-ИМ). На глубинах более 200 метров, в силу недостаточности солнечного света, практически отсутствует фито-



планктон. Вследствие этого параметры воды достаточно стабильны, чтобы считать канал стационарным в пределах времени его работы. В таком случае функция плотности вероятности (ФПВ) аддитивных шумов имеет вид [4]:

$$W_n(i) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_n^2}} \exp\left(-\frac{(i - \langle i_n \rangle)^2}{2\sigma_n^2}\right), \quad (1)$$

с дисперсией фототока, равной:

$$\sigma_n^2 = B \left(2q_e (S_\phi P_{\text{ПрМ}} + I_D) + \frac{4kT}{R_L} \right), \quad (2)$$

и средним значением:

$$\langle i_n \rangle = \sqrt{2q_e B (S_\phi P_{\text{ПрМ}} + I_D)}, \quad (3)$$

где i – значение фототока, А; B – ширина полосы частот канала передачи информации, Гц; $q_e = 1,6 \cdot 10^{-19}$ Кл – элементарный заряд, I_D – темновой ток, А; S_ϕ – чувствительность фотоприемника, А/Вт; $P_{\text{ПрМ}}$ – мощность на входе приемника, Вт; $k = 1,38 \cdot 10^{-23} \frac{\text{Дж}}{\text{К}}$ – постоянная Больцмана; T – температура фотодетектора, К; R_L – сопротивление нагрузки, Ом.

ФПВ смеси сигнала и шума равна [3]:

$$W_{s+n}(i) = \frac{1}{\sqrt{2\pi(\sigma_n^2 + \sigma_s^2)}} \exp\left(-\frac{(i - (\langle i_s \rangle + \langle i_n \rangle))^2}{2(\sigma_n^2 + \sigma_s^2)}\right), \quad (4)$$

где $\langle i_s(t) \rangle = S_\phi P_{\text{ПрМ}}(t)$ – среднее значение фототока принятого сигнала, А.

Мощность принятого сигнала на выходе фотоприемника пропорциональна квадрату фототока. Подставляя формулы (1) и (4) в выражение из работы [5] для вероятности битовой ошибки (BER), получаем для подводного беспроводного оптического канала передачи данных с модуляцией КИМ-ИМ:

$$P_e^B = \frac{1}{2} \left(1 - \int_{I_{\text{П}}}^{\infty} (W_{s+n}(i) + W_n(i)) di \right), \quad (5)$$

где $I_{\text{П}}$ – оптимальный порог обнаружения для различных протяженностей трассы распространения.

Скорость передачи данных R_0 связана с электрической шириной полосы пропускания канала B и оценивается по формуле [6]:

$$R_0 \leq \frac{B}{3}, \quad (6)$$

при этом видеоизображение стандартной четкости 720x480@15 (максимальное количество кадров в секунду – 15) требует ширины полосы канала передачи данных не менее 4 Мбит/с. Определим, что для передачи такого видеопотока без кодирования минимальная ширина полосы B составит не менее 12 МГц.

Предельная дальность передачи данных в водах различных типов

Рассмотрим подводный беспроводной оптический канал на базе оборудования подводной оптической связи,

описанного в работе [7]. Передатчик выполнен на основе синего лазерного диода NDB4116 с мощностью излучения 100 мВт, а фотоприёмник на базе фотодиода S5973-02 с пиком чувствительности на длине волны 450 нм.

Целесообразно исследовать данный канал для различных типов океанской воды. Классификация океанских вод по Н.Г. Жерлову приведена в табл. 1 [8].

Таблица 1. Классификация океанских вод по Н.Г. Жерлову

Тип воды	Концентрация хлорофилла, мг/м ³
Прозрачное море	0,03
Чистый океан	0,4
Прибрежные воды	3
Мутные бухты	12

Расчет проведенный согласно выражению (5), показал, что для океанской воды типа «прозрачное море» дальность передачи данных в этом случае составит 126 метров при скорости $R_0 = 4$ Мбит/с (полоса канала 12 МГц) и допустимом значении вероятности битовой ошибки $P_e^B \leq 10^{-8}$.

Увеличить дальность возможно за счёт использования кодов, исправляющих ошибки, в частности, кодов Рида – Соломона (РС). Они широко применяются в различных радиосистемах передачи информации, в том числе в соответствии с рекомендациям ITU-R G.709, в оптических линиях используются в качестве стандартного корректирующего кода. Коды РС (n, k, r) в общем случае имеют вид $(2^m - 1, k, n - k + 1)$, где $n = 2^m - 1$ – длина блока (m – натуральное число, длина символа); k – число информационных символов; $r = n - k + 1$ – число проверочных символов. Кодовое расстояние равно $d = n - k + 1$.

Вероятность ошибки символа на выходе РС-декодера равна [9]:

$$P_S \leq \frac{1}{n} \sum_{i=t_d+1}^n \left(\frac{i+t_d}{n} \right) C_n^i (P_e^B)^{t_d} (1 - P_e^B)^{n-i}, \quad (7)$$

где t_d – количество исправляемых ошибок.

Вероятность битовой ошибки (BER) [8]:

$$P_{ePC}^B \approx \frac{2^{m-1}}{2^m - 1} P_S. \quad (8)$$

Результаты расчета предельной дальности L_{mMAX} для потока видеоданных стандартной четкости 720x480@15 при применении кодов Рида – Соломона сведены в табл. 2.

Уменьшение кодовой скорости, с одной стороны, приводит к росту корректирующей способности кода, вследствие чего соответственно увеличивается дальность. С другой – для передачи видеопотока с фиксированной скоростью 4 Мбит/с требуется большая полоса канала B , что приводит к уменьшению отношения сигнал-шум и как следствие к росту числа ошибок. С точки зрения увеличения дальности, наилучшей эффективностью в рассмотренном случае обладает корректирующий код РС(7,1), обеспечивающий выигрыш по дальности на 22,2 %.

Проведем аналогичные расчеты для вод типа «чистый океан» и прибрежные воды» (табл. 3, 4).

Таблица 2. Предельные дальности передачи данных L_{mMAX} при $P_e^B \leq 10^{-8}$ для различных кодов Рида – Соломона в океанской воде типа «прозрачное море» видеоизображения стандартной чёткости

Кодирование	Кодовая скорость, v_k	Максимальная дальность L_{mMAX} , м	Выигрыш по отношению к каналу без кодирования, %	Требуемая B , МГц
Без кодирования	1	126	0	12
РС(3,1)	0,33	150	19,0	36
РС(7,1)	0,143	154	22,2	84
РС(15,1)	0,067	152	20,6	180
РС(31,1)	0,032	147	16,7	372
РС(255,1)	0,004	123	-2,4	3060
РС(511,1)	0,002	114	-9,5	6132

Таблица 3. Предельные дальности передачи данных L_{mMAX} при $P_e^B \leq 10^{-8}$ для различных кодов Рида – Соломона в океанской воде типа «чистый океан» видеоизображения стандартной чёткости

Кодирование	Кодовая скорость, v_k	Максимальная дальность L_{mMAX} , м	Выигрыш по отношению к каналу без кодирования, %	Требуемая B , МГц
Без кодирования	1	40	0	12
РС(3,1)	0,33	44	10	36
РС(7,1)	0,143	45	12,5	84
РС(15,1)	0,067	45	12,5	180
РС(31,1)	0,032	44	10	372
РС(255,1)	0,004	40	0	3060
РС(511,1)	0,002	36	-10	6132

Таблица 4. Предельные дальности передачи данных L_{mMAX} при $P_e^B \leq 10^{-8}$ для различных кодов Рида – Соломона в океанской воде типа «прибрежные воды» видеоизображения стандартной чёткости

Кодирование	Кодовая скорость, v_k	Максимальная дальность L_{mMAX} , м	Выигрыш по отношению к каналу без кодирования, %	Требуемая B , МГц
Без кодирования	1	8,5	0,0	12
РС(3,1)	0,33	9	5,9	36
РС(7,1)	0,143	9,5	11,8	84
РС(15,1)	0,067	9,5	11,8	180
РС(31,1)	0,032	9,5	11,8	372
РС(255,1)	0,004	9	5,9	3060
РС(511,1)	0,002	9	5,9	6132

Проведенное исследование показало, что в мутных водах типа «чистый океан» и «прибрежные воды» дальность передачи данных снижается в 3 и 15 раз соответственно, по сравнению с «прозрачным морем». Это связано с увеличением оптических потерь за счёт роста эффектов рассеяния. Причем для «чистого океана» максимальный выигрыш кодирования составит в абсолютных значениях 5 метров, а для «прибрежных вод» 1 метр. Функционирование подводного оптического беспроводного канала в «прибрежных водах» возможно на расстоянии до 9,5 метра, при заданных условиях моделирования, что недостаточно для решения большинства задач, кроме того, сопровождается риском потери управления АНПА. В следствии этого применение подводного беспроводного оптического канала передачи видеоданных требует высоконадежного дублирующего и обратного канала для поддержания непрерывности управления, например гидроакустического.

Заключение

В результате проведенных исследований на примере этих трёх типов вод, сравнивая различные коды Рида – Соломона, мы показали, что наибольшая даль-

ность для фиксированной скорости передачи 4 Мбит/с обеспечиваем при использовании кода РС(7,1), при этом данное кодирование обеспечивает выигрыш по расстоянию 12,5 % в «чистом океане» и 11,8 % в «прибрежных водах», однако в абсолютных цифрах это составит 5 метров и 1 метр соответственно. Отсюда можно сделать вывод о том, что функционирование подводного беспроводного оптического канала в водах с повышенной замутненностью потребует дополнительных технических решений как в области обработки сигналов: применение каскадного кодирования, турбокодов, адаптивных помехоустойчивых кодеков [10, 11] и т.д., так и в аппаратной части: увеличение мощности, модификация оптической приемной системы.

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

Литература

1. Kirillov S. Improved Quality Video Transmission by Optical Channel from Underwater Mobile Robots / S. Kirillov, V. Dmitriev, L. Aronov, P. Skonnikov, A. Baukov // Studies in Systems, Decision and Control, vol. 199, Springer, 2019, pp. 227-239.

2. Kaushal H. Underwater optical wireless communication / H. Kaushal, G. Kaddoum // IEEE Access, vol. 4, 2016, pp. 1518-1547.

3. Bloom S. Understanding the performance of free-space optics / S. Bloom, E. Korevaar, J. Schuster, H. Willebrand // Journal of optical networking, vol. 2, no. 6, 2003, pp. 178-200.

4. Кириллов С.Н. Пропускная способность подводного оптического канала передачи информации с кодоимпульсной модуляцией по интенсивности / С.Н. Кириллов, Л.В. Аронов // Вестник РГРТУ. 2020. № 4 (74). С. 3-13. DOI: 10.21667/1995-4565-2020-74-3-13к.

5. Пратт В.К. Лазерные системы связи / пер. с англ. под ред. А.Г. Шереметьева. М.: Радио и связь, 1993. 232 с.

6. Баскаков С.И. Радиотехнические цепи и сигналы. 3-е изд. // С.И. Баскаков. М.: Высшая школа, 2000. 462 с.

7. Кузнецов С. Система оптической связи в подводной среде / С. Кузнецов, Б. Огнев, С. Поляков // Первая миля. 2014. № 2. С. 46-51.

8. Abd El-Naser A. Mohamed Underwater wireless optical communications for short range typical ocean water types / Abd El-Naser A. Mohamed, Hamdy A. Sharshar, Ahmed Nabih Zaki Rashed, Enab Salah El-dien // Canadian journal on electrical and electronics engineering. 2012, no. 7, vol. 3, pp. 344-361.

9. Золотарев В.В. Помехоустойчивое кодирование. Методы и алгоритмы: справочник / под ред. чл.-кор. РАН Ю.Б. Зубарева / В.В. Золотарев, Г.В. Овечкин. М.: Горячая линия-Телеком, 2004. 126 с.

10. Кириллов С.Н. Алгоритм объективной оценки качества декодированного речевого сигнала на основе изменения спектральной динамики критических полос спектра / С.Н. Кириллов, В.Т. Дмитриев, Я.О. Картавенко // Вестник РГРТУ, 2011. №3(37). С.3-7.

11. Кириллов С.Н. Комплексный алгоритм объективной оценки качества декодированного речевого сигнала при действии акустических помех / С.Н. Кириллов, В.Т. Дмитриев // Труды СПИИРАН 2018 №1. С. 34-55.

НОВЫЕ КНИГИ

Основы статистической теории радиотехнических систем:

Учебное пособие под ред. А.В. Коренного – М.: Изд-во Радиотехника, 2021 г. – 240 с.: ил.

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

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

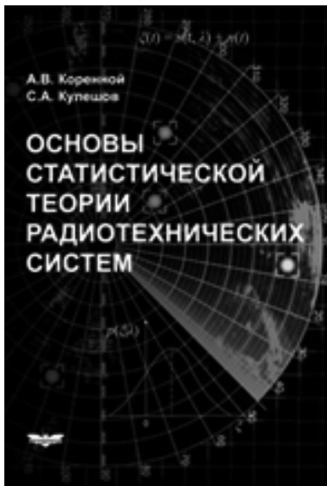
Гаврилов К.Ю., Каменский И.В.,
Кирдяшкин В.В., Линников О.Н.

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

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

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

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



АЛГЕБРАИЧЕСКИЙ ПОДХОД К ПЕЛЕНГАЦИИ ОБЪЕКТОВ В МНОГОПОЗИЦИОННОЙ СИСТЕМЕ ПРИЕМНИКОВ

Клочко В.К., д.т.н., профессор РГРТУ им. В.Ф. Уткина, e-mail: klochkovk@mail.ru

ALGEBRAIC APPROACH TO OBJECT DIRECTION FINDING IN MULTI-POSITION RECEIVER SYSTEM

Klochko V.K.

The paper formulates a general algebraic approach to solving the problem of direction finding of objects in a multi-position receiver system. In receivers, angular coordinates of sources of reflection or radiation signals are measured, which are converted into coordinates of direction vectors or to sources. Orts are distributed to objects by means of criterion of sufficient condition of vectors conjugation. Detection of objects is carried out on the basis of a statistical criterion. Estimates of objects position coordinates and velocity vectors are found from the solution of systems of equations in accordance with methods of estimation theory. Analysis of covariance evaluation matrices provides a recommendation for the spatial location of receivers, providing minimum variance of estimates. Based on the general criterion of vectors conjugation, a more accurate mutual orientation of receiver coordinate systems is carried out. The work summarizes the previously obtained results and complements them with the results of experimental studies by computer modeling method. The results of the simulation compared to alternative approaches are presented. There is a plan to continue the work.

Key word: Radar, sonar, optical location, positioning system, object detection, estimates of coordinates and velocity vectors.

Ключевые слова: радиолокация, гидролокация, оптическая локация, система позиционирования, обнаружение объектов, оценки координат и векторов скоростей.

Введение

Вопросам обнаружения воздушных объектов многопозиционными средствами активной радиолокации посвящены многочисленные исследования, например [1, 2]. В последние десятилетия активно развиваются пассивные многопозиционные радиотехнические средства обнаружения объектов на дальних рубежах, основанные на использовании сигналов «подсвета» от внешних источников излучения, например в [3, 4]. В основе построения таких систем лежит геометрия расположения приемников и техника высокоточного измерения времени задержки сигналов. В настоящее время актуально построение пассивных и полуактивных систем локации на малой дальности (сотни метров и километры) в интересах охраны открытых территорий – стадионов, парков, пляжей, открытых акваторий и др. – от проникновения воздушных, надводных или подводных объектов (дронов, зондов, подводных аппаратов), потенциально несущих опасность. Также актуально построение пассивных или полуактивных систем слежения за объектами в разных спектральных диапазонах с помощью разных технических средств (радио- и гидролокаторы, радиометры, видеокамеры и др.), что позволяет соединять преимущества определенных диапазонов длин волн.

При комплексировании радио-, оптических или гидролокационных средств с тепловыми датчиками дополнительную информацию об источниках излучения в ви-

Формулируется алгебраический подход к решению задачи пеленгации объектов в многопозиционной системе приемников. В приемниках измеряются угловые координаты источников сигналов отражения или излучения, которые преобразуются в координаты ортов векторов направлений на источники. Орты распределяются по принадлежности объектам с помощью критерия достаточного условия сопряжения векторов. Обнаружение объектов осуществляется на основе статистического критерия. Оценки координат положения и векторов скорости объектов находятся из решения систем уравнений в соответствии с методами теории оценивания. Анализ ковариационных матриц оценок дает рекомендацию пространственного расположения приемников, обеспечивающего минимум дисперсии оценок. Результаты моделирования показывают преимущество предложенного подхода в сравнении с альтернативными. Намечена перспектива работы.

де радиояркой температуры обеспечивают радиометры, работающие в миллиметровом диапазоне длин волн [5]. Для этого осуществляется наведение с упреждением линии визирования антенны радиометра на направление обнаруженных источников. Упреждение делается с учетом найденных траекторных параметров обнаруженных объектов, что компенсирует большое время накопления сигнала в радиометре. Учет информации о радиояркой температуре объекта повышает вероятность обнаружения и правильной классификации объектов, например при поиске пропавших в снежных заносах. При наблюдении за наземными и воздушными объектами комплексирование видеокамер с тепловизорами позволяет осуществлять локацию по тепловому следу.

В связи с этим возникает необходимость в разработке универсальных подходов к обнаружению объектов,

применимых для любого спектрального диапазона без измерения временной задержки сигналов. В работе развивается алгебраический подход [5-7], который дополняется новыми результатами экспериментальных исследований. Подход основан на решении систем линейных уравнений и отличается от [1, 2], основанных на геометрических построениях, наличием единого критерия обнаружения объектов и оценивания их пространственного положения и векторов скорости. Это позволяет исследовать свойства полученных оценок методами теории оценивания.

Цель работы – повышение эффективности функционирования многопозиционных систем пеленгации объектов, потенциально несущих опасность для зон массового отдыха и частных территорий, на основе разработки и исследования общего подхода, применимого для систем разных назначений и спектральных диапазонов.

Постановка задачи

Многопозиционная полуактивная система наблюдения за группой m малоразмерных объектов ($m \geq 1$) состоит из n локационных приемников ($n \geq 2$), принимающих сигналы отражения от объектов в определенном диапазоне длин волн. Приемники ориентированы в единой системе координат и контролируют общую зону обзора (рис. 1 иллюстрирует наблюдение за воздушными объектами).

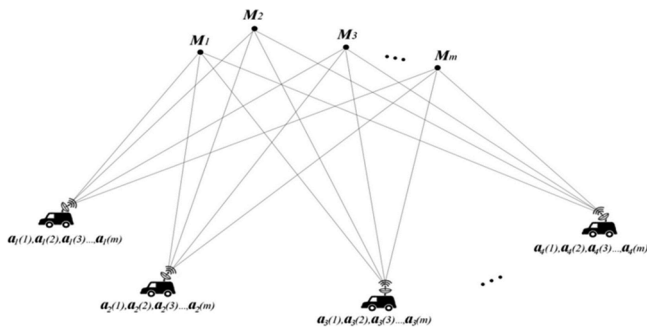


Рис. 1. Многопозиционная система локации

В качестве подсвета используется один или несколько внешних передатчиков волн соответствующего диапазона, ориентированных относительно приемников. В радиодиапазоне длин волн каждый передатчик излучает периодический радио- или эхо-сигнал $s_0(t) = U_0 e^{j(2\pi f_0 t + \phi_0)}$, где U_0 – амплитуда; f_0 – несущая частота; $f_0 = c / \lambda$, λ – длина волны, c – скорость волны; ϕ_0 – начальная фаза; t – текущее время. Сигнал, отраженный от m объектов и принимаемый q -м приемным элементом антенной решетки – AP ($q = \overline{1, Q}$, Q – число приемных элементов) k -го приемника ($k = \overline{1, n}$), имеет вид

$$x_{kq}(t) = \sum_{i=1}^{m_k} U_{ki} e^{j\psi_{ki}(t)} + \xi_{kq}(t),$$

где m_k – число сигналов отражения от объектов, принятых в k -м приемнике; U_{ki} и $\psi_{ki}(t)$ – амплитуда и фаза сигнала отражения от i -го объекта; $\xi_{kq}(t)$ – шум прием-

ной аппаратуры. Приемники могут работать в следующих режимах: прием сигналов при сканировании антенны с узкой диаграммой направленности – ДН (порядка 1°) по угломерному пространству азимута и угла места; прием сигналов широкой ДН (порядка 30°) при фиксированном положении антенны. Работа приемников и передатчиков синхронизирована. Для обработки сигналов применяется узкополосная фильтрация в спектре доплеровских частот. Объекты разрешаются по угломерному пространству и по доплеровской частоте с помощью известных алгоритмов сверхразрешения.

Результатом k -х наблюдений являются угловые координаты $\varphi_k(i)$ азимута и угла места $\theta_k(i)$ направлений на i -е источники сигналов, которые в прямоугольных антенных системах координат пересчитываются в координаты ортов векторов направлений на источники:

$$a_k(i) = [a_{kx}(i) \ a_{ky}(i) \ a_{kz}(i)]^T = [\cos \theta_k(i) \sin \varphi_k(i) \ \sin \theta_k(i) \ \cos \theta_k(i) \cos \varphi_k(i)]^T,$$

где $i = \overline{1, m}$, $k = \overline{1, n}$; T – символ транспонирования. При этом ось OZ перпендикулярна к плоскости антенны и направлена в сторону объектов, азимут φ отсчитывается от оси OZ , угол места θ – относительно горизонтальной плоскости OXZ (рис. 2).

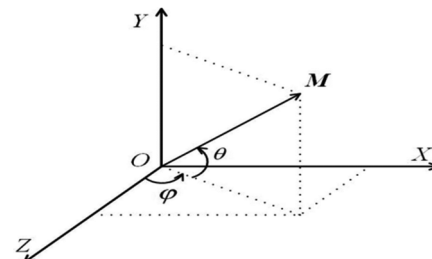


Рис. 2. Антенная система координат приемников

В оптической (в том числе тепловизионной) системе наблюдения i -е источники сигналов отображаются в плоских видеокадрах k -х приемников как точечные объекты с прямоугольными координатами $x_k(i), y_k(i)$, которые при известном фокусном расстоянии f_k оптической линзы приемника в системе координат рис. 2 пересчитываются в координаты орта вектора направления на источник. Данный орт без учета параметров калибровки камеры представлен формулой

$$a_k(i) = [a_{kx}(i) \ a_{ky}(i) \ a_{kz}(i)]^T = (-x_k(i), -y_k(i), f_k)^T / \sqrt{x_k(i)^2 + y_k(i)^2 + f_k^2}.$$

Оптические приемники могут работать в режимах сканирования при большом фокусном расстоянии линзы (малом угле обзора) и не сканирования при малом фокусном расстоянии (большом угле обзора).

Задача заключается в обнаружении объектов и оценивании их пространственных координат вместе с траекторными параметрами движения. Для системы ближнего зондирования, которая является предметом настоящего исследования, эффективен метод стереопары, обычно применяемый для двух оптических приемников. Метод стереопары берется за основу для реализации в системе нескольких приемников, работающих в определенном диапазоне волн.

Предлагаемые подходы

Пусть при наблюдении за неподвижными объектами найдены угловые координаты $\varphi_k(i)$, $\theta_k(i)$ направлений на i -е источники сигналов в k -х приемниках и соответствующие орты направления на источники $a_k(i)$, $k = \overline{1, n}$, $i = \overline{1, m}$, с привязкой к одному моменту времени образования ортов. Существуют S вариантов соединения ортов в s -е группы из n векторов $a_1(i_{1s}), a_2(i_{2s}), \dots, a_n(i_{ns})$, $s = \overline{1, S}$, $i_{ks} \in \{1, 2, \dots, m\}$. Среди этих S вариантов находятся m несовпадающих групп ортов $a_1(i_{1s}^*), a_2(i_{2s}^*), \dots, a_n(i_{ns}^*)$, $s = \overline{1, m}$, каждая из которых направлена на соответствующий источник сигнала. Для того чтобы выделить из всех вариантов соединения векторов искомые группы, вводится критерий правильности сопряжения.

Критерий сопряжения и оценки дальностей. Рассмотрим вариант построения системы, когда первый приемник основной. Остальные ориентированы относительно него матрицей H_k поворота осей координат и базовым вектором b_k , соединяющим центры 1-го и k -го приемников. Сопряжение ($n - 1$) пар ортов, то есть их направление на один и тот же объект, однозначно определяется линейной зависимостью троек векторов: $M_1 = r_1 a_1$, $M_k = r_k H_k a_k$ и b_k , $k = \overline{2, n}$, в прямоугольной системе координат 1-го приемника. Обозначим e_k вектор ошибок сопряжения в k -й сопряженной паре:

$$e_k = r_1 a_1 - r_k H_k a_k - b_k, \quad k = \overline{2, n}. \quad (1)$$

Оценки $\hat{r}_1, \hat{r}_2, \dots, \hat{r}_n$ неизвестных дальностей r_1, r_2, \dots, r_n найдем из условия минимума показателя – суммы квадратов норм векторов ошибок сопряжения (1)

$$J = \sum_{k=2}^n \|e_k\|^2 = \sum_{k=2}^n \|r_1 a_1 - r_k H_k a_k - b_k\|^2 = \sum_{k=2}^n (r_1 a_1 - r_k H_k a_k - b_k)^T (r_1 a_1 - r_k H_k a_k - b_k). \quad (2)$$

Необходимое условие существования экстремума показателя (2)

$$\partial J / \partial r_1 = 0, \quad \partial J / \partial r_2 = 0, \quad \dots, \quad \partial J / \partial r_n = 0$$

представляет систему n линейных уравнений с n неизвестными величинами r_1, r_2, \dots, r_n , которая в матричном виде записывается как

$$AR = B, \quad (3)$$

где A – $n \times n$ -матрица, составленная из скалярных произведений ортов всех приемников в системе координат 1-го приемника; R – искомый n -вектор дальностей; B – n -вектор скалярных произведений ортов и базовых векторов [8].

Вектор \hat{R} оценок дальностей находится из (3) методом обратной матрицы:

$$\hat{R} = [\hat{r}_1 \quad \hat{r}_2 \quad \hat{r}_3 \quad \dots \quad \hat{r}_n]^T = A^{-1} B. \quad (4)$$

При этом показатель правильности сопряжения векторов вычисляется по формуле (2), где вместо дальностей

стей $r_1, r_2, r_3, \dots, r_n$ подставляются их оценки $\hat{r}_1, \hat{r}_2, \hat{r}_3, \dots, \hat{r}_n$, найденные по формуле (4).

Обнаружение объектов. Предлагаются два правила комбинаторного перебора вариантов соединения векторов. В соответствии с первым правилом осуществляется перебор неповторяющихся вариантов соединения n ортов в m непересекающихся групп, что реализуется с помощью вложенных циклов при известном числе источников m . Второе – упрощенное и более удобное для вычислений правило последовательного выбора \hat{m} непересекающихся вариантов соединения ортов в порядке увеличения показателей сопряжения, когда число объектов заранее не известно. При этом число \hat{m} является оценкой неизвестного числа объектов m .

Для учета помех в виде ложных сигналов и соответственно ложных векторов направлений вводится ограничение на показатель сопряжения. Если допустить, что координаты векторов ошибок сопряжения распределены по нормальному закону с нулевым средним и дисперсией σ_e^2 (что практически оправданно), то случайная величина нормированного показателя J_s / σ_e^2 , где σ_e^2 – дисперсия ошибки сопряжения по отдельной координате, распределена по закону хи-квадрат с $3(n - 1)$ степенями свободы (если не принимать в расчет количество оценок дальностей). Теоретически существует квантиль γ_p распределения Пирсона, взятый с доверительной вероятностью p такой, что для гипотезы правильного сопряжения $n - 1$ пар векторов выполняется неравенство $J_s / \sigma_e^2 \leq \gamma_p$. Следует отсеять заведомо ложные группы, для которых $J_s / \sigma_e^2 > \gamma_p$. На практике порог γ_p выбирается из эмпирических соображений. Прохождение через порог γ_p дает основание утверждать, что пространственные координаты векторов $M_1 = r_1 a_1$, $M_k = r_k H_k a_k$, $k = \overline{2, n}$, соответствуют \hat{m} обнаруженным объектам.

Ковариационная матрица ошибок. Точность оценок (4) определяется ковариационной матрицей $K_{\Delta R}$ ошибок ΔR оценок, которая при центрированных некоррелированных ошибках e_k , $k = \overline{2, n}$, для случаев $n = 2$ и $n = 3$ с учетом свойств скалярного произведения ортов раскрывается как

$$K_{\Delta R} = \frac{\sigma_e^2}{\sin^2 \alpha} \begin{bmatrix} 1 & \cos \alpha \\ \cos \alpha & 1 \end{bmatrix}, \quad (5)$$

$$K_{\Delta R} = \frac{\sigma_e^2}{\sin^2 \alpha + \cos^2 \beta} \begin{bmatrix} 1 & \cos \alpha & \cos \beta \\ \cos \alpha & 1 + \sin^2 \beta & \cos \alpha \cos \beta \\ \cos \beta & \cos \alpha \cos \beta & 1 + \sin^2 \alpha \end{bmatrix},$$

где α и β – углы между ортами a_1, a_2 и a_1, a_3 .

Из (5) видно, что диагональные элементы матрицы $K_{\Delta R}$ – дисперсии оценок дальностей зависят от взаимного углового положения ортов, что позволяет выбирать правильное взаимное угловое положение линий визирования антенн приемников, близкое к ортогональному.

Заметим, что величина σ_e^2 тем меньше, чем меньше дисперсия ошибок измерения координат ортов направлений на источники. Сама оценка дальности \hat{r} , как модуль вектора оценок координат $\hat{M} : |\hat{M}| = \hat{r} |a| = \hat{r}$, распределена по закону Максвелла.

Учет вектора скорости. Использование модели (1) для медленно сканирующей системы в случае быстро движущихся объектов приводит к появлению динамических ошибок. Чтобы этого избежать, фиксируются моменты времени образования ортов $t_k(i)$, $k = \overline{1, n}$, $i = \overline{1, m}$, которые в общем случае отличаются в силу различия пространственной ориентации приемников. На рис. 3 показаны векторы направлений.

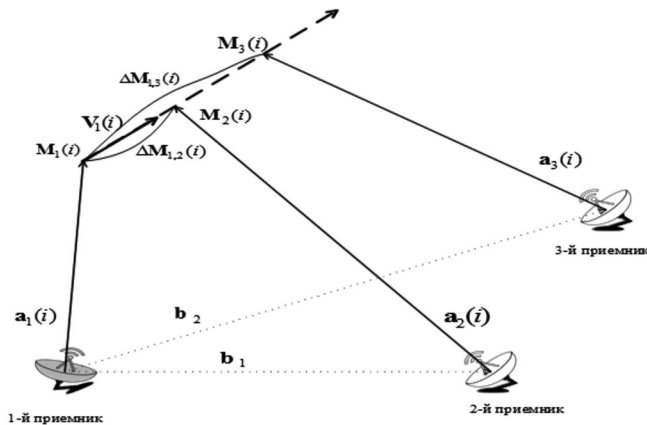


Рис. 3. Векторы направлений на объекты в сканирующей системе

С учетом скорости движения объектов уравнение (1) записывается как

$$r_1(i)a_1(i) - r_k(i)a'_k(i) + V_1(i)\Delta t_k(i) - b_k = e_k, \quad k = \overline{2, n}, \quad (6)$$

где $\Delta t_k(i) = t_k(i) - t_1(i)$; $V_1(i) = [v_{1x}(i) \ v_{1y}(i) \ v_{1z}(i)]^T$ – вектор скоростей изменения координат i -го объекта в системе первого приемника на момент времени $t_1(i)$.

При $n = 3$ векторные уравнения (6) раскрываются в виде шести уравнений с шестью неизвестными в матричной форме, и по критерию минимума квадрата нормы ошибок сопряжения находится вектор оценок дальностей и скоростей по данным одного периода сканирования

$$\hat{X}(i) = [\hat{r}_1(i), \hat{r}_2(i), \hat{r}_3(i), \hat{v}_{1x}(i), \hat{v}_{1y}(i), \hat{v}_{1z}(i)]^T.$$

При этом правило обнаружения объектов соответствует изложенному ранее.

Обнаружение с оцениванием положения и скорости можно осуществлять при наличии двух приемников ($n = 2$) по данным двух и более периодов сканирования. В этом плане разработаны способы и алгоритмы классификации наиболее правдоподобных непересекающихся групп векторов направлений на объекты в последовательности периодов сканирования с нахождением траекторных параметров объектов – пространственных координат положения и вектора скорости.

Вектор скорости при доплеровской обработке. В доплеровской системе вектор скорости обнаруженного объекта предлагается находить следующим образом.

Для каждого i -го объекта запоминаются на этапе нахождения его угловых координат доплеровские сдвиги частот $f_{\Delta k}$, измеренные в k -х приемниках ($k = \overline{1, n}$):

$$f_{\Delta k} = f_0(v_0 + v_k)/c,$$

где $v_0 = \text{pr}_{\vec{a}_0} \vec{v}$ и $v_k = \text{pr}_{(-\vec{a}_k)} \vec{v}$ – соответственно проекции вектора скорости \vec{v} на направления от передатчика (\vec{a}_0) и от объекта к k -му приемнику ($-\vec{a}_k$), или

$$\lambda f_{\Delta k} = v_0 + v_k, \quad \lambda = c / f_0, \quad (7)$$

где с помощью скалярных произведений векторов, представленных в системе координат 1-го приемника, справедливы равенства

$$v_0 = \vec{v} \cdot \vec{a}'_0 = v_x a'_{0x} + v_y a'_{0y} + v_z a'_{0z},$$

$$v_k = \vec{v} \cdot \vec{a}'_k = v_x a'_{kx} + v_y a'_{ky} + v_z a'_{kz}, \quad (8)$$

где v_x, v_y, v_z – координаты вектора скорости в системе координат 1-го приемника; $a'_0 = H_0 a_0$ – орт вектора направления на объект в системе координат передатчика, пересчитанный в систему координат 1-го приемника с помощью матрицы поворота осей H_0 в матричной форме; $a'_k = -H_k a_k$, $k = \overline{1, n}$, – орты векторов направлений от объекта к приемникам, пересчитанные в систему координат 1-го приемника с помощью матриц поворота осей H_k ($H_1 = I$, I – единичная матрица).

Получаем из (7) и (8) с учетом ошибок Δf_k измерения доплеровского сдвига частоты систему n уравнений $\lambda f_{\Delta k} = \vec{v} \cdot (\vec{a}'_0 + \vec{a}'_k) + \lambda \Delta f_k$, $k = \overline{1, n}$,

$$\lambda f_{\Delta k} = \vec{v} \cdot (\vec{a}'_0 + \vec{a}'_k) + \lambda \Delta f_k, \quad k = \overline{1, n}, \quad (9)$$

которая решается в матричной форме $A \cdot V = \lambda F_0 + \lambda \Delta F$ методом наименьших квадратов (МНК) относительно $V = [v_x \ v_y \ v_z]^T$ – вектора скорости движения объекта в системе координат 1-го приемника:

$$\hat{V} = \lambda (A^T A)^{-1} A^T F_0. \quad (10)$$

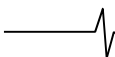
Среднеквадратическое отклонение (СКО) оценки отдельной координаты вектора скорости (10) на основе ковариационной матрицы несмещенных оценок находится как

$$\sigma[\Delta v_{x,y,z}] = \lambda \sigma_{\Delta f} \sqrt{(1/n) \text{Tr}(A^T A)^{-1}},$$

где $\sigma_{\Delta f}$ – СКО ошибки измерения доплеровского сдвига частоты; Tr – след матрицы.

Данный подход обобщается на случай работы нескольких передатчиков, которые посылают сигналы на одной частоте или разных частотах последовательно во времени при согласовании с приемниками. При этом за короткое время посылки зондирующих сигналов скорость объектов практически не меняется. Надежность и точность работы системы повышается при использовании нескольких передатчиков.

Взаимная ориентация приемников. Проблема при обнаружении объектов возникает в том случае, когда матрица H поворота осей и базовый вектор b неизвестны или требуют уточнения из-за сбоев навигационной системы и дислокации приемников на местности. Предложен подход к оцениванию параметров матрицы H ,



вектора b и оценок дальностей до объектов, основанный на решении матричных уравнений [5-7]. Он отличается тем, что позволяет находить параметры матрицы H и оценки дальности одновременно с поиском сопряженных пар векторов направлений на объекты по критерию достаточного условия сопряжения направляющих векторов. Подход реализуется для $n \geq 2$ приемников при наличии $m \geq 3$ контрольных объектов и имеет преимущество в точности оценок матрицы H по сравнению с известным подходом, основанным на необходимом условии сопряжения векторов – их компланарности.

Результаты моделирования

На рис. 4 показаны результаты моделирования в ситуации, когда два приемника ($n = 2$), разнесенные по координате X на 300 м, по координатам Y и Z – на 2 и 3 м, наблюдали несколько объектов. Из рис. 4 видно, что наименьшее СКО оценок дальностей получается при ортогональном положении векторов направлений на объект. Это даёт рекомендацию правильного расположения приёмников в пространстве и позволяет снизить погрешность до 4-х раз в условиях моделирования.



Рис. 4. Зависимость СКО оценок дальностей от угла между ортами

На рис. 5 показано, что при увеличении дальности до объектов возрастает СКО оценок пространственных координат объектов вследствие уменьшения отношения сигнал-шум и увеличения СКО оценок координат ортов.

В следующем эксперименте три приемника ($n = 3$), разнесенные по координате X на 200 м, по координатам Y и Z – на 2 и 3 м, наблюдали объекты, удаленные на 400 – 500 м. Скорости движения объектов в пространстве трех координат выбирались как [1-5 м/с]. Результаты моделирования алгоритма оценивания пространственных координат объектов с учетом скорости и без учета скорости показаны на рис. 6.

Видно (рис. 6), что алгоритмы с учетом движения объектов позволяют снизить СКО оценок пространственных координат объектов до 2-х раз.

По результатам моделирования рис. 6 отмечают преимущество учета скорости и чувствительность алгоритма оценивания координат объектов к ошибкам измерения координат ортов. Для повышения точности оценок следует увеличивать точность измерения угловых направлений на объекты.

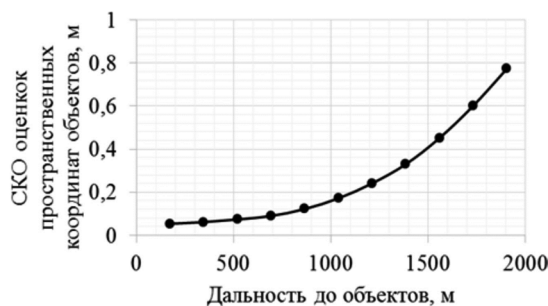


Рис. 5. Зависимость СКО оценок координат объектов от дальности до объектов

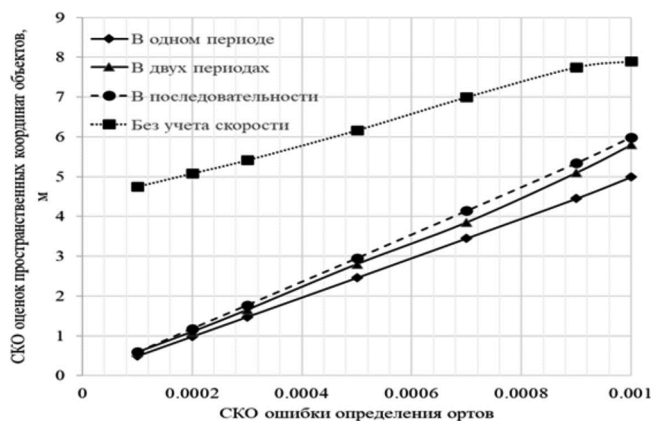


Рис. 6. Зависимость СКО оценок пространственных координат объектов от СКО ошибки определения координат ортов в разных алгоритмах

Расчет СКО $\sigma[\Delta v_x]$ оценок координат вектора скорости от числа передатчиков m показан на рис. 7. Отмечается, что переход от 1-го к 2-м передатчикам снижает СКО оценок координат вектора скорости в 2,5 раза, а переход от 1-го к 4-м передатчикам снижает СКО в 5 раз.

Увеличение числа приемников от 2 до 4 (при разном числе передатчиков) снижает СКО от 15 % до 60 %. С увеличением дальности с $R = 100$ м до $R = 200$ м СКО возрастает примерно в 2 раза. С увеличением длины волны с $\lambda = 0,1$ м до $\lambda = 0,3$ м СКО возрастает примерно в 1,5 раза.

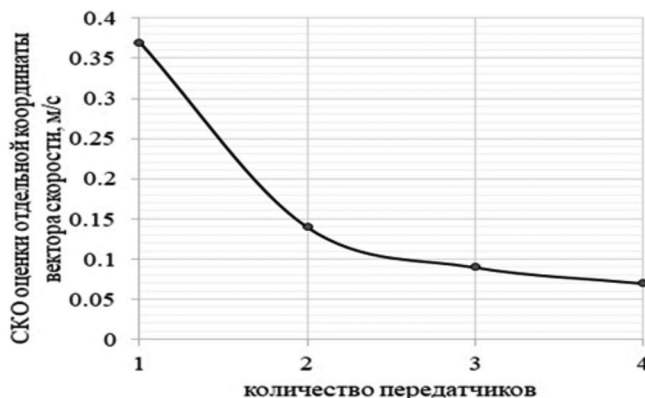


Рис. 7. Зависимость СКО оценок координат вектора скорости от числа передатчиков

Дополнительно проводился эксперимент по нахождению оценок параметров взаимной ориентации систем координат. Результаты моделирования отражены на

рис. 8 в зависимости от числа контрольных объектов. Видно (рис. 8), что за счет более точной взаимной ориентации приемников удается снизить СКО оценок пространственных координат объектов в среднем в 3 раза по сравнению с альтернативным алгоритмом нахождения параметров ориентации, основанным на необходимом условии сопряжения.



Рис. 8. Зависимость СКО оценок параметров взаимной ориентации от числа контрольных объектов при СКО ошибок координат ортов $\sigma_a = 0,0005$

Заключение

Из результатов исследования видно, что в условиях моделирования предложенные подходы позволяют:

- снизить СКО оценок пространственных координат за счет учета скорости движения объектов до 2-х раз и дополнительно снизить СКО оценок до 4-х раз в сканирующей системе за счет ортогонального расположения линий визирования приемников по сравнению с альтернативными подходами, которые не учитывают скорость или ортогональность линий визирования;
- снизить в 1,5 раза СКО оценок координат вектора скорости за счет учета всех его проекций в доплеровской системе и уменьшить СКО оценок примерно в N раз за счет увеличения числа N передатчиков;
- снизить СКО оценок пространственных координат объектов в среднем в 3 раза за счет более точной взаимной ориентации приемников с проверкой достаточного условия сопряжения векторов по сравнению с известным подходом, основанным на необходимом условии сопряжения.

Подходы реализуются на базе существующих систем, позволяющих измерять угловые координаты источников сигналов в разных частотных диапазонах. Пер-

спективные исследования направлены на изучение физических особенностей конкретных систем позиционирования и влияния внешних помех на погрешность оценок, в частности на нестабильность доплеровских частот и оптимизацию пространственной структуры системы приемников и передатчиков.

Результаты работы могут найти применение в радиотехнических, гидроакустических, радиометрических и оптических системах пеленгации [8, 9]. Возможно применение в медицинских и робототехнических системах ультразвуковой локации.

Литература

1. Бакулев П.А. Радиолокационные системы: учеб. для вузов. М.: Радиотехника, 2007. 376 с.
2. Черняк В.С. Многопозиционная радиолокация. М.: Радио и связь, 1993. 416 с.
3. Lipsky Stephen E. Microwave passive direction finding. Raleigh, USA: SciTech Publishing, Inc., 2004. 320 p.
4. P. Nomikos, D. Economou, G. Limnaios and K.C. Zikidis. Presentation and feasibility study of passive radars // Air Force Rev Mag (in Greek), 107, (2016). Pp. 86-103.
5. Ключко В.К., Гудков С.М., Нгуен К.Х. Оценивание пространственных координат объектов в системах тепло- и радиовидения // Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. 2018. № 1. С. 27-33, DOI: 10.21667/1995-4565-2018-63-1-27-33.
6. Ключко В.К., Гудков С.М., Нгуен К.Х. Сравнительный анализ методов оценивания координат объектов в пассивной системе радиовидения // Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. 2018. № 2. С. 23-28, DOI: 10.21667/1995-4565-2018-64-2-23-28.
7. Ключко В.К., Гудков С.М., Нгуен К.Х. Анализ погрешностей при передаче координат объектов в системе совмещенных приемников // Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. 2019. № 69. С. 33-41, DOI: 10.21667/1995-4565-2019-69-33-41.
8. Ключко В.К. Пеленгация движущихся объектов многопозиционной доплеровской системой // Радиотехника. 2020. Т. 84, № 11 (21). С. 5-12, DOI:10.18127/j00338486-202011(21)-01.
9. Охрименко А.Г. Варианты решения задачи отождествления пеленгов в пассивных многопозиционных угломерных системах // Известия вузов. Радиоэлектроника. 2002. Т. 45, № 6. С. 12-19.

СКОРОСТНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ АДАПТИВНЫХ РЕЖЕКТОРНЫХ ФИЛЬТРОВ

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

SPEED CHARACTERISTICS ADAPTIVE REJECTION FILTERS

Popov D.I.

The analysis of the speed characteristics of non-recursive notch filters with full and partial adaptation to the spectral-correlation properties of interference, depending on the size of the training sample for various parameters of the wobble law, is carried out. Non-recursive adaptive notch filters with time-variable complex weight coefficients are considered, which provide the maximum efficiency of passive interference suppression under conditions of a priori parametric uncertainty. The cumbersomeness of the corresponding algorithms is the reason for the need to simplify them, which leads either to adaptive notch filters with time-variable real weight coefficients, or to notch filters with partial adaptation (autocompensation of the Doppler phase of interference) and a time-variable weight vector optimized in a priori known range of changes in the width of the interference spectrum. As a result of statistical averaging of the transfer functions, the results for the speed characteristics of these filters are obtained, depending on the volume of the training sample and the parameters of the time structure of the processed samples. The analysis of the speed characteristics of the filters was carried out separately for the cutting zone and the transparency zone, depending on the volume of the training sample, without imposing restrictions on the filter parameters, spectral-correlation properties of interference and parameters of the time structure of the processed samples. The analysis allows us to conclude that the use of filters during wobbling, which ensure the adaptation of the rejection zone to the spectral-correlation properties of the interference, leads to the elimination of the contradiction between the tasks of ensuring the linearity of the speed characteristics in the transparency zone and achieving high efficiency of passive interference suppression.

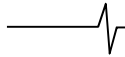
Key words: auto-compensation, adaptation, analysis, wobble of the repetition period, Doppler phase, passive interference, rejection filter, speed characteristic.

Ключевые слова: автокомпенсация, адаптация, анализ, вобуляция периода повторения, доплеровская фаза, пассивная помеха, режекторный фильтр, скоростная характеристика.

Введение

Основной операцией при выделении сигналов движущихся целей на фоне пассивных помех, представляющих собой мешающие отражения от неподвижных или медленно перемещающихся объектов, является режектирование спектральных составляющих помехи [1-4]. Априорная неопределенность спектрально-корреляционных характеристик помехи, а также их неоднородность и нестационарность в зоне обзора дополнительно затрудняют реализацию эффективной защиты от пассивных помех. Преодоление априорной неопределенности параметров помехи основывается на методах адаптации к неизвестным корреляционным параметрам помехи, что приводит, в частности, к алгоритмам адаптивного режектирования помехи с комплексными весовыми коэффициентами и соответствующим адаптивным режекторным фильтрам (АРФ) [5]. Реализация данных АРФ в цифровом виде требует высокого быстродействия выполнения арифметических операций. Избежать указанных трудностей можно путем предварительной компенсации доплеровского сдвига фазы помехи. В работе [6] синтезированы алгоритмы оценивания и предложены принципы построения и структурные схемы автокомпенсаторов

Проведен анализ скоростных характеристик нерекурсивных режекторных фильтров с полной и частичной адаптацией к спектрально-корреляционным свойствам помехи в зависимости от объема обучающей выборки при различных параметрах закона вобуляции. Рассмотрены нерекурсивные адаптивные режекторные фильтры с переменными во времени комплексными весовыми коэффициентами, обеспечивающими предельную эффективность подавления пассивной помехи в условиях априорной параметрической неопределенности. Громоздкость соответствующих алгоритмов является причиной необходимости их упрощения, которое приводит либо к адаптивным режекторным фильтрам с переменными во времени действительными весовыми коэффициентами, либо к режекторным фильтрам с частичной адаптацией (автокомпенсацией доплеровской фазы помехи) и переменным во времени весовым вектором, оптимизированным в априорно известном диапазоне изменения ширины спектра помехи. В результате статистического усреднения передаточных функций получены выражения для скоростных характеристик указанных фильтров в зависимости от объема обучающей выборки и параметров временной структуры обрабатываемых отсчетов. Анализ скоростных характеристик фильтров проведен отдельно для зоны режекции и зоны прозрачности в зависимости от объема обучающей выборки, не накладывая ограничений на параметры фильтра, спектрально-корреляционные свойства помехи и параметры временной структуры обрабатываемых отсчетов. Проведенный анализ позволяет сделать вывод, что использование при вобуляции фильтров, обеспечивающих адаптацию зоны режекции к спектрально-корреляционным свойствам помехи, приводит к устранению противоречия между задачами обеспечения линейности скоростной характеристики в зоне прозрачности и достижения высокой эффективности подавления пассивной помехи.



доплеровской фазы пассивных помех с прямой и обратной связью. Особенности адаптации к корреляционным свойствам помехи на выходе автокомпенсатора и последующего ее режектирования рассмотрены в работе [7]. Определенное упрощение процедуры адаптации достигается в АРФ каскадного типа [8]. Другим вариантом упрощения процедуры адаптации является переход от комплексных весовых коэффициентов к действительным [9], что ограничивает область целесообразного применения соответствующих АРФ при ограниченной и сравнительно малой в зависимости от порядка фильтра и ожидаемых параметров помехи величине ее доплеровской скорости. Компромиссное решение достигается в фильтрах с частичной адаптацией к доплеровской фазе помехи и оптимизацией характеристик режекторных фильтров в априорном диапазоне изменения спектрально-корреляционных параметров помехи [10]. Повышение эффективности режекторных фильтров высоких порядков достигается при оптимизации их параметров по вероятностному критерию [11].

При постоянном периоде повторения скоростные характеристики АРФ имеют нули в точках, соответствующих доплеровским сдвигам фазы, кратным периоду повторения зондирующих импульсов. Одним из эффективных способов борьбы с этим явлением является вобуляция периода повторения. Однако при стационарных параметрах фильтра данный метод приводит к деформации его скоростных характеристик в зоне режекции, что существенно снижает эффективность выделения сигнала от цели на фоне пассивной помехи.

В [12] рассмотрен синтез нерекурсивных адаптивных режекторных фильтров с переменными во времени комплексными весовыми коэффициентами (АРФ с КВК), обеспечивающими предельную эффективность подавления пассивной помехи в условиях априорной параметрической неопределенности. Громоздкость предложенных алгоритмов является причиной необходимости их упрощения, которое приводит либо к адаптивным режекторным фильтрам с переменными во времени действительными весовыми коэффициентами (АРФ с ДВК) [9], либо к режекторным фильтрам с частичной адаптацией (автокомпенсацией доплеровской фазы помехи) и переменным во времени весовым вектором, оптимизированным в априорно известном диапазоне изменения ширины спектра помехи (ОВК с ЧА) [10]. Представляет интерес анализ скоростных характеристик указанных фильтров в зависимости от объема обучающей выборки и параметров временной структуры обрабатываемых отсчетов.

Передаточная функция АРФ и скоростная характеристика в частотной области

Передаточная функция нерекурсивного режекторного фильтра при вобуляции периода повторения имеет вид:

$$H(iff) = \frac{1}{p} \sum_{l=m}^{p+m-1} \sum_{k=0}^m G_k^{(l)} \exp\{-i2\pi f t_{l-k}\}, \quad (1)$$

где p – ядро вобуляции, m – порядок фильтра, $G_k^{(l)}$ – элементы вектора $\mathbf{G}^{(l)}$ весовых коэффициентов в l -м

периоде повторения, t_l – момент времени, соответствующий l -му периоду повторения.

Скоростная характеристика нерекурсивного режекторного фильтра в частотной области может быть представлена в виде:

$$\begin{aligned} |H(iff)|^2 &= \frac{1}{p} \sum_{l=m}^{p+m-1} \left\{ \left(\sum_{j=0}^m G_j^{(l)} \cos\{2\pi f t_{l-j}\} \right)^2 + \right. \\ &+ \left. \left(\sum_{k=0}^m G_k^{(l)} \sin\{2\pi f t_{l-k}\} \right)^2 \right\} = \\ &= \frac{1}{p} \sum_{l=m}^{p+m-1} \sum_{j,k=0}^m G_j^{(l)} G_k^{(l)} \cos\{2\pi f (t_{l-j} - t_{l-k})\}. \end{aligned} \quad (2)$$

Поделив выражение (2) на среднеквадратический коэффициент усиления $S_0 = \sum_{j=0}^m |G_j^{(l)}|^2$, получим выра-

жение для нормированной скоростной характеристики нерекурсивного режекторного фильтра при обработке неэквидистантной последовательности:

$$\begin{aligned} S^2(f) &= \frac{|H(iff)|^2}{S_0} = \\ &= \frac{1}{p} \sum_{l=m}^{p+m-1} \frac{\sum_{j,k=0}^m G_j^{(l)} G_k^{(l)} \cos\{2\pi f (t_{l-j} - t_{l-k})\}}{\sum_{j=0}^m |G_j^{(l)}|^2}. \end{aligned} \quad (3)$$

Согласно (1-3), найдем выражения, описывающие скоростные характеристики вышеуказанных фильтров.

Скоростные характеристики АРФ с КВК

Весовые коэффициенты АРФ с КВК имеют вид [12]:

$$G_j^{(l)} = g_j(\{\hat{\rho}_l^{(l)}\}) \exp\left\{i \sum_{s=0}^{j-1} \hat{\phi}_s^{(l)}\right\}, \quad (4)$$

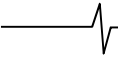
где $g_j(\{\hat{\rho}_l^{(l)}\}) = \hat{g}_j^{(l)}$ – зависимости, определяемые алгоритмами [12], $\hat{\rho}_l^{(l)}$, $\hat{\phi}_s^{(l)}$ – соответственно оценки модулей $\rho_l^{(l)}$ и аргументов $\phi_s^{(l)}$, коэффициентов межпериодной корреляции, $t = \overline{0, H_1 - 1}$, $s = \overline{0, H_2 - 1}$, $H_1 = m(m+1)/2$, $H_2 = m$.

Подставив (4) в (1), получаем:

$$\hat{H}(iff) = \frac{1}{p} \sum_{l=m}^{p+m-1} \sum_{k=0}^m \hat{g}_k^{(l)} \exp\left\{-i \left(2\pi f t_{l-k} - \sum_{s=0}^{k-1} \hat{\phi}_s^{(l)} \right)\right\}.$$

Соответственно выражение (3) принимает вид:

$$\begin{aligned} \hat{S}^2(f) &= \\ &= \frac{1}{p} \sum_{l=m}^{p+m-1} \frac{\sum_{j,k=0}^m \hat{g}_j^{(l)} \hat{g}_k^{(l)} \cos\left\{2\pi f (t_{l-j} - t_{l-k}) - \sum_{\min(j,k)}^{\max(j,k)-1} \hat{\phi}_s^{(l)}\right\}}{\sum_{j=0}^m (g_j^{(l)})^2}. \end{aligned} \quad (5)$$



С учетом асимптотических свойств оценок максимального правдоподобия (ОМП) $\hat{\rho}_l^{(l)}$ и $\hat{\phi}_s^{(l)}$ с векторами средних $\{\rho_l^{(l)}\}$, $\{\phi_s^{(l)}\}$ произведем аналогичные работе [13] усреднения выражения (5), получив формулу для расчета скоростной характеристики АРФ с КВК:

$$S^2(f) = \langle \hat{S}^2(f) \rangle = \frac{1}{P} \sum_{l=m}^{p+m-1} \frac{\left\{ \sum_{j,k=0}^m \cos \left\{ 2\pi f(t_{l-j} - t_{l-k}) - \sum_{s=\min(j,k)}^{\max(j,k)-1} \hat{\phi}_s^{(l)} \right\} \cdot \exp \left(-\frac{1}{2} \sum_{c,d=\min(j,k)}^{\max(j,k)-1} F_{cd}^{(l)} \right) \left(g_j^{(l)} g_k^{(l)} + \sum_{c,d=0}^{H_1-1} \frac{\partial g_j^{(l)}}{\partial \rho_c^{(l)}} \frac{\partial g_k^{(l)}}{\partial \rho_d^{(l)}} M_{cd}^{(l)} \right) \right\}}{\sum_{j=0}^m (g_j^{(l)})^2}. \quad (6)$$

где $F_{cd}^{(l)}$, $M_{cd}^{(l)}$ – элементы ковариационных матриц $\mathbf{F}^{(l)}$, $\mathbf{M}^{(l)}$ оценок соответственно $\hat{\rho}_l^{(l)}$ и $\hat{\phi}_s^{(l)}$ [13], зависящих от объема обучающей выборки n , определяемого числом используемых для оценивания $\rho_l^{(l)}$ и $\phi_s^{(l)}$ отсчетов от смежных элементов разрешения по дальности [13].

Выражение (6) позволяет проводить анализ скоростных характеристик нерекурсивных адаптивных режекторных фильтров с комплексными весовыми коэффициентами.

Скоростные характеристики АРФ с ДВК

Весовые коэффициенты АРФ с ДВК могут быть представлены в виде следующей функциональной зависимости [9]: $G_j^{(l)} = \hat{g}_j^{(l)} = g_j(\{\hat{r}_t^{(l)}\})$, где $\hat{r}_t^{(l)}$ – оценки действительных частей $r_t^{(l)}$ коэффициентов межпериодной корреляции, $t = 0, H_1 - 1$.

Соответственно для передаточной функции АРФ получим:

$$\hat{H}(if) = \frac{1}{P} \sum_{l=m}^{p+m-1} \sum_{k=0}^m \hat{g}_k^{(l)} \exp\{-i(2\pi f t_{l-k})\},$$

что позволяет представить нормированную скоростную характеристику АРФ с ДВК в виде:

$$\hat{S}^2(f) = \frac{1}{P} \sum_{l=m}^{p+m-1} \frac{\sum_{j,k=0}^m \hat{g}_j^{(l)} \hat{g}_k^{(l)} \cos\{2\pi f(t_{l-j} - t_{l-k})\}}{\sum_{j=0}^m (g_j^{(l)})^2}. \quad (7)$$

С учетом асимптотических свойств ОМП $\hat{r}_t^{(l)}$ с вектором средних $\{r_t^{(l)}\}$ произведем аналогично [14] соответствующие усреднения в (7), получив выражение для скоростной характеристики нерекурсивного адаптивного режекторного фильтра с действительными весовыми коэффициентами:

$$S^2(f) = \langle \hat{S}^2(f) \rangle = \frac{1}{P} \sum_{l=m}^{p+m-1} \frac{\sum_{j,k=0}^m \cos\{2\pi f(t_{l-j} - t_{l-k})\} \left(g_j^{(l)} g_k^{(l)} + \sum_{c,d=0}^{H_1-1} \frac{\partial g_j^{(l)}}{\partial r_c^{(l)}} \frac{\partial g_k^{(l)}}{\partial r_d^{(l)}} U_{cd}^{(l)} \right)}{\sum_{j=0}^m (g_j^{(l)})^2}, \quad (8)$$

где $U_{cd}^{(l)}$ – элементы ковариационной матрицы $\mathbf{U}^{(l)}$ оценок $\hat{r}_t^{(l)}$, вычисляемые в соответствии с выражением (5) работы [14] и зависящие от объема обучающей выборки.

Скоростные характеристики АРФ с ОВК и ЧА

Алгоритм обработки вобулированной последовательности в АРФ с ОВК и ЧА может быть описан весовым вектором с элементами вида [10]:

$$G_j^{(l)} = \tilde{g}_j^{(l)} \exp \left\{ i \sum_{s=0}^{j-1} \hat{\phi}_s^{(l)} \right\}, \text{ где } \hat{\phi}_s^{(l)} \text{ – оценки аргументов } \phi_s^{(l)} \text{ коэффициентов межпериодной корреляции, } s = \overline{0, H_2 - 1}.$$

Передаточная функция фильтра:

$$\hat{H}(if) = \frac{1}{P} \sum_{l=m}^{p+m-1} \sum_{k=0}^m \tilde{g}_k^{(l)} \exp \left\{ -i \left(2\pi f t_{l-k} - \sum_{s=0}^{k-1} \hat{\phi}_s^{(l)} \right) \right\}, \text{ соответственно:}$$

$$\hat{S}^2(f) = \frac{1}{P} \sum_{l=m}^{p+m-1} \frac{\sum_{j,k=0}^m \tilde{g}_j^{(l)} \tilde{g}_k^{(l)} \cos \left\{ 2\pi f(t_{l-j} - t_{l-k}) - \sum_{s=\min(j,k)}^{\max(j,k)-1} \hat{\phi}_s^{(l)} \right\}}{\sum_{j=0}^m (\tilde{g}_j^{(l)})^2} \quad (9)$$

Усреднение (9) с учетом асимптотических свойств ОМП $\hat{\phi}_s^{(l)}$ с вектором средних $\{\hat{\phi}_s^{(l)}\}$ позволяет получить выражение скоростной характеристики нерекурсивного режекторного фильтра с автокомпенсацией доплеровской фазы помехи и весовым вектором, оптимизированным в априорно заданном диапазоне изменения ширины спектра помехи:

$$S^2(f) = \langle \hat{S}^2(f) \rangle = \frac{1}{P} \sum_{l=m}^{p+m-1} \frac{\sum_{j,k=0}^m \tilde{g}_j^{(l)} \tilde{g}_k^{(l)} \cos \left\{ 2\pi f(t_{l-j} - t_{l-k}) - \sum_{s=\min(j,k)}^{\max(j,k)-1} \hat{\phi}_s^{(l)} \right\} \cdot \exp \left(-\frac{1}{2} \sum_{c,d=\min(j,k)}^{\max(j,k)-1} F_{cd}^{(l)} \right)}{\sum_{j=0}^m (\tilde{g}_j^{(l)})^2} \quad (10)$$

Результаты анализа скоростных характеристик фильтров

Анализ скоростных характеристик фильтров целесообразно разделить на анализ зоны режекции ($0 \leq fT_{\min} \leq 0,1$) и анализ зоны прозрачности ($fT_{\min} \geq 0,4$), где T_{\min} – минимальный период повторения в пределах ядра вобуляции.

На рис. 1-3 представлены скоростные характеристики в зоне режекции соответственно АРФ с КВК, АРФ с ДВК и АРФ с ОВК и ЧА при различных значениях объема обучающей выборки n . Анализ проводился при следующих исходных данных: нормированная ширина спектра помехи в минимальном периоде повторения $\beta_{\min} = 0,05$, доплеровский сдвиг помехи в минимальном периоде повторения $f_n T_{\min} = 0,02$, порядок фильтра $m=3$, вобуляция – линейная, ядро вобуляции $p=8$, глубина вобуляции $\text{mod} = 60\%$. Весовые коэффициенты АРФ с ОВК и ЧА соответствуют оптимальной ширине спектра помехи $\tilde{\beta} = 0,05$.

Как следует из представленных зависимостей, адаптация АРФ с КВК (рис. 1) и ОВК с ЧА (рис. 3) к доплеровской фазе помехи заключается в смещении зоны режекции на частоту, соответствующую центральной частоте спектра помехи. АРФ с ДВК компенсируют доплеровское смещение помехи путем расширения зоны режекции (рис. 2), что приводит к увеличению уровня паразитного лепестка и, как следствие, к снижению эффективности системы [14]. АРФ с КВК и АРФ с ДВК обеспечивают адаптацию к ширине спектра помехи путем соответствующего изменения ширины зоны режекции.

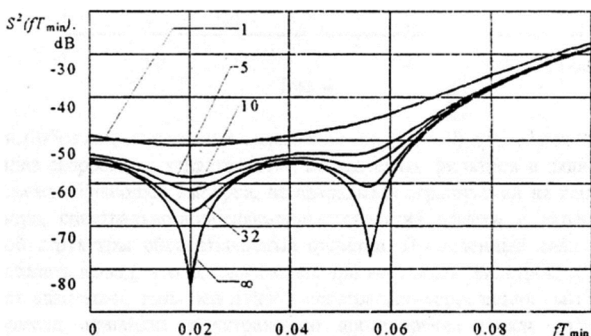


Рис. 1. Скоростные характеристики АРФ с КВК

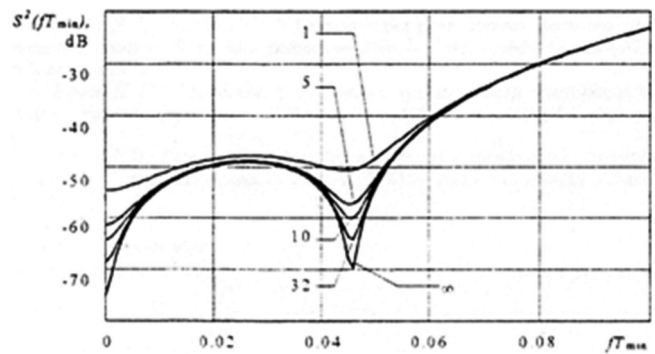


Рис. 2. Скоростные характеристики АРФ с ДВК

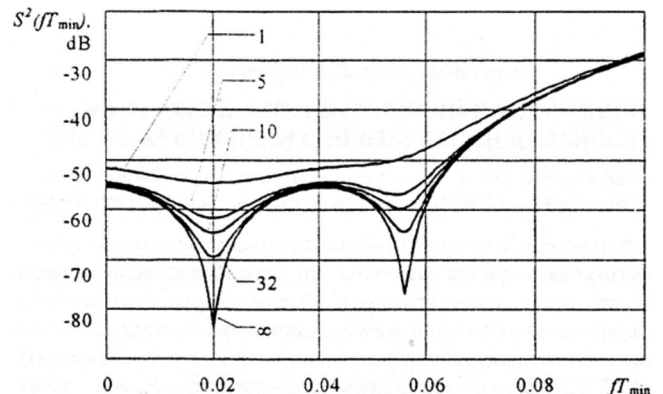
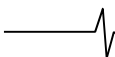


Рис. 3. Скоростные характеристики АРФ с ОВК и ЧА

Необходимо отметить, что форма режекционных провалов скоростных характеристик исследуемых фильтров определяется только спектрально-корреляционными свойствами помехи и объемом обучающей выборки, увеличение которого приводит к формированию зоны режекции, заключающемуся в ее приближении к своей предельной форме ($n = \infty$), однако потери на адаптацию АРФ с КВК больше аналогичных потерь АРФ с ДВК и АРФ с ОВК и ЧА. При этом изменение параметров вобуляции не оказывает существенного влияния на вид скоростных характеристик фильтров в зоне режекции.

На рис. 4 представлены скоростные характеристики АРФ с ОВК и ЧА 3-го порядка в зоне прозрачности при следующих параметрах вобуляции: $p=8$, $\text{mod} = 60\%$, $\phi=0$, вобуляция – линейная (сплошная линия), перекрестная (штриховая линия). Проведенный анализ пока-



зал, что форма скоростной характеристики в полосе пропускания определяется только порядком фильтра и параметрами вобулированной последовательности и не зависит от параметров помехи и объема обучающей выборки.

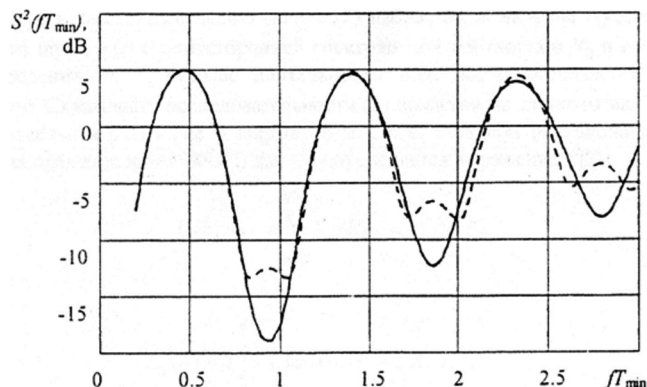


Рис. 4. Скоростные характеристики АРФ с ОБК и ЧА в зоне прозрачности

Заключение

Таким образом, полученные выражения (6), (8), (10) позволяют проводить анализ скоростных характеристик исследуемых фильтров в зависимости от объема обучающей выборки, не накладывая ограничений на параметры фильтра, спектрально-корреляционные свойства помехи и параметры временной структуры обрабатываемых отсчетов. Проведенный анализ позволяет сделать вывод, что использование при вобуляции фильтров, обеспечивающих адаптацию зоны режекции к спектрально-корреляционным свойствам помехи, приводит к устранению противоречия между задачами обеспечения линейности скоростной характеристики в зоне прозрачности и достижения высокой эффективности подавления пассивной помехи.

Литература

1. Skolnik M.I. Introduction to Radar System, 3rd ed., New York: McGraw-Hill, 2001. 862 p.

2. Richards M.A., Scheer J.A., Holm W.A. (Eds.). Principles of Modern Radar: Basic Principles. New York: SciTech Publishing, IET, Edison. 2010. 924 p.

3. Melvin W. L., Scheer J.A. (Eds.). Principles of Modern Radar: Advanced Techniques. New York: SciTech Publishing, IET, Edison, 2013. 846 p.

4. Справочник по радиолокации: в 2 кн. Кн. 1 / под ред. М.И. Скольника; пер. с англ. под ред. В.С. Вербы. М.: Техносфера, 2014. 672 с.

5. Попов Д.И. Адаптивные режекторные фильтры с комплексными весовыми коэффициентами // Вестник Концерна ПВО «Алмаз-Антей». 2015. № 2. С. 21-26.

6. Попов Д.И. Автокомпенсация доплеровской фазы пассивных помех // Цифровая обработка сигналов. 2009. № 2. С. 30-33.

7. Попов Д.И. Адаптивное подавление пассивных помех // Цифровая обработка сигналов. 2014. № 4. С. 32-37.

8. Попов Д.И. Адаптивные режекторные фильтры каскадного типа // Цифровая обработка сигналов. 2016. № 2. С. 53-56.

9. Попов Д.И. Адаптивные режекторные фильтры с действительными весовыми коэффициентами // Цифровая обработка сигналов. 2017. № 1. С. 22-26.

10. Попов Д.И. Оптимизация нерекурсивных режекторных фильтров с частичной адаптацией // Цифровая обработка сигналов. 2018. № 1. С. 28-32.

11. Попов Д.И. Оптимизация режекторных фильтров по вероятностному критерию // Цифровая обработка сигналов. 2021. № 1. С. 55-58.

12. Попов Д.И. Режектирование пассивных помех при вобуляции периода повторения // Радиотехника. 2015. № 5. С. 97-101.

13. Попов Д.И. Анализ алгоритмов адаптивного режектирования пассивных помех // Радиотехника. 2016. № 8. С. 148-152.

14. Попов Д.И. Анализ режекторных фильтров с действительными весовыми коэффициентами // Радиотехника. 2018. № 5. С. 49-54.

Уважаемые авторы !

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

1) Требования к текстовым материалам и сопроводительным документам:

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

2) Требования к иллюстрациям:

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

УДК 621.396.663

ПОВЫШЕНИЕ ТОЧНОСТИ ОПРЕДЕЛЕНИЯ КООРДИНАТ ИСТОЧНИКОВ РАДИОИЗЛУЧЕНИЯ С ПРИМЕНЕНИЕМ ПЕЛЕНГАТОРОВ КОСМИЧЕСКОГО БАЗИРОВАНИЯ

Алёшкин Н.А., к.т.н., старший преподаватель ФГАОУ ВО ГУАП «Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения», e-mail: ales_nikita@mail.ru

Куликов Г.В., д.т.н., профессор ФГУП ВО «МИРЭА – Российский технологический университет», e-mail: kulikov@mirea.ru

Славянский А.О., заместитель генерального конструктора АО «Научно-производственное предприятие «СПЕЦ-РАДИО», e-mail: a.slavyanskiy@spetzradio.ru

Шпак А.В., д.т.н., профессор, заместитель генерального директора АО «Научно-производственное предприятие «СПЕЦ-РАДИО», e-mail: a.shpak@spetzradio.ru

IMPROVING THE ACCURACY OF DETERMINING THE COORDINATES OF RADIO EMISSION SOURCES USING SPACE-BASED DIRECTION FINDERS

Alyoshkin N. A., Kulikov G. V., Slavyanskiy A. O., Shpak A. V.

This article discusses the issues of improving the accuracy of determining the coordinates of radio emission sources using space-based direction finding systems.

Increasing the accuracy of location determination is possible when using a combined angle-difference-rangefinder method, in which to ensure the unambiguity of measurements, it is necessary to use a set of positional measurements performed at different points of the spacecraft's orbit, as well as refining these data using a direction finder. To implement the difference-rangefinder method in space, a grouping of several spacecraft is necessary, with the help of which an antenna system will be implemented.

The results of the analysis of the methods of direction finding and determining the coordinates of sources and evaluating their potential accuracy characteristics and proposals for improving the accuracy of determining the coordinates of radio sources are presented.

Increasing the accuracy of location determination is possible when using a combined, angle-difference-rangefinder method, in which to ensure the unambiguity of measurements, it is necessary to use a set of positional measurements performed at different points of the spacecraft's orbit, as well as refining these data using a direction finder. To implement the difference-rangefinder method in space, a grouping of several spacecraft is necessary, with the help of which an antenna system will be implemented.

The results of the analysis of the methods of direction finding and determining the coordinates of sources and evaluating their potential accuracy characteristics are presented. Methods of increasing the accuracy of determining the coordinates of radio emission sources are proposed.

Key words: radio-electronic monitoring, sources of radio emission, precision, onboard information processing, direction finding methods.

Ключевые слова: радиоэлектронный мониторинг, источники радиоизлучения, точность, бортовая обработка информации, методы пеленгации.

Введение

Важнейшим дополнением оптических и радиолокационных космических систем мониторинга земной поверхности являются системы радиотехнического мониторинга. Их преимуществами являются возможности наблюдения за объектами наземного, морского и авиационного базирования в любых условиях окружающей среды.

В статье рассмотрены вопросы повышения точности определения координат источников радиоизлучения (ИРИ), проведен анализ методов пеленгации и определения координат ИРИ и оценки их потенциальных точностных характеристик. Предложены возможности повышения точности опре-

Рассматриваются вопросы повышения точности определения координат источников радиоизлучения с применением пеленгаторов космического базирования. Повышение точности определения местоположения возможно при использовании комбинированного угломерно-разностно-дальномерного метода, в котором для обеспечения однозначности измерений необходимо применение комплекса позиционных измерений, выполненных на разных точках орбиты космического аппарата (КА), а также уточнение этих данных с помощью пеленгатора. Для реализации разностно-дальномерного метода в космосе необходима группировка из нескольких космических аппаратов, с помощью которой будет реализована антенная система.

Приводятся результаты анализа методов пеленгации и определения координат источников и оценки их потенциальных точностных характеристик. Предложены методы повышения точности определения координат источников радиоизлучения.

деления координат ИРИ при использовании методов фазовой и амплитудной пеленгации.

Методы пеленгации и определения координат ИРИ и оценка их потенциальных точностных характеристик

Как правило, задача определения местоположения объекта радиотехническими методами сводится к измерению геометрических величин, однозначно характеризующих искомое местоположение относительно заданной точки.

Существуют несколько основных методов определения местоположения [1].

– Амплитудные методы: радиопеленгаторы равно-сигнального, суммарно-разностного типов.

– Фазовые методы: фазовые дальномерные, разностно-дальномерные системы и угломерные системы.

– Частотные методы: частотные дальномерные системы с использованием частотно-модулированных сигналов, доплеровские радиотехнические методы, корреляционные радиотехнические методы и средства.

Радиопеленгаторы равносигнального типа

Типичным примером пеленгатора, использующего равносигнальный метод, может служить радиопеленгатор с поочередным сравнением амплитуд. Диаграмма направленности антенны такого пеленгатора периодически перемещается из одного положения в другое и обратно. Если источник смещен относительно равносигнального направления, то коммутация характеристики приводит к изменению амплитуды принятого сигнала.

Основным недостатком одноканального амплитудного пеленгатора является наличие модуляционных ошибок. Изменение интенсивности сигнала с частотой коммутации приводит к образованию ложного сигнала рассогласования даже при нахождении цели на опорном направлении. Поскольку сигналы цели обычно флюктуируют по интенсивности и в спектре флюктуации содержатся гармоники частоты коммутации, ложный сигнал рассогласования дает дополнительную ошибку пеленгования. Достаточно сильная умышленная модулирующая помеха, амплитуда которой изменяется с частотой коммутации, полностью нарушает работу системы.

Равносигнальный метод может быть реализован при использовании одной антенны, диаграмма направленности которой периодически изменяет своё положение в пространстве. В этом случае сравнению подлежат сигналы, принятые в различные моменты времени при разных положениях диаграммы направленности.

Радиопеленгаторы суммарно-разностного типа

В радиопеленгаторах суммарно-разностного типа используются две антенны. Путем суммирования сигналов, снимаемых с этих антенн, формируется суммарная диаграмма направленности, а вычитание выходного напряжения одной антенны из выходного напряжения другой антенны дает разностную диаграмму направленности.

Основным достоинством метода сравнения является возможность мгновенного определения направления на цель в пределах относительно широкого сектора при

неподвижной антенной системе. Наиболее существенным недостатком является относительно низкая точность измерения, существенно меняющаяся в зависимости от вида и взаимного расположения диаграмм направленности антенн, а также от прихода волны.

Данный недостаток может быть значительно уменьшен благодаря использованию генератора опорных сигналов. Полное устранение отмеченного недостатка достигается в системах сравнения, основанных на определении отношения амплитуд сигналов.

Фазовые разностно-дальномерные системы

В разностно-дальномерных системах (РДС) координаты ИРИ вычисляются на основе измеренных значений разности задержек в распространении радиоволн от ИРИ до разных постов наблюдения. Для таких систем характерна независимость результатов от типа используемых антенн и от вида поляризации радиоволны. Наилучшие результаты обычно дает использование ненаправленных антенн.

Фазовые угломерные системы

Наибольшее практическое применение находят системы, основанные на использовании радиоинтерференционных методов, в основе которых лежит измерение разности фаз когерентных колебаний, принимаемых на разнесенные антенны, относительно опорной [2].

Относительно небольшие базы, используемые в угломерных системах, позволяют создавать последние не только со стационарными базами, но и с подвижными. Применение подвижных баз существенно расширяет возможности угломерных систем и позволяет повысить их точность.

Фазовые пеленгаторы интерференционного типа, как и другие фазовые устройства, имеют существенный недостаток – неоднозначность отсчета. С другой стороны, выбором базы (B) с учетом длины волны (λ) сигнала можно сделать отношение B/λ достаточно малым и обеспечить однозначность отсчета. Однако при этом оказывается достаточно низкой величина пеленгационной характеристики. Для разрешения противоречия между точностью и однозначностью отсчета необходимо иметь две или более различных баз.

На основе разности фаз принятых сигналов вычисляются направляющие косинусы, определяющие местоположение ИРИ (рис. 1).

На малой базе производится однозначный грубый отсчет. На остальных – уточнение измерений.

Ошибку пеленгования σ_α , т.е. погрешность определения угла α , при заданной точности измерения разности фаз σ_ϕ , можно определить на основании выражения (1):

$$\sigma_\alpha = \frac{\lambda}{2\pi B \sin \alpha} \sigma_\phi. \quad (1)$$

Из формулы видно, что ошибка пеленгования зависит не только от отношения λ/B , но и от угла α .

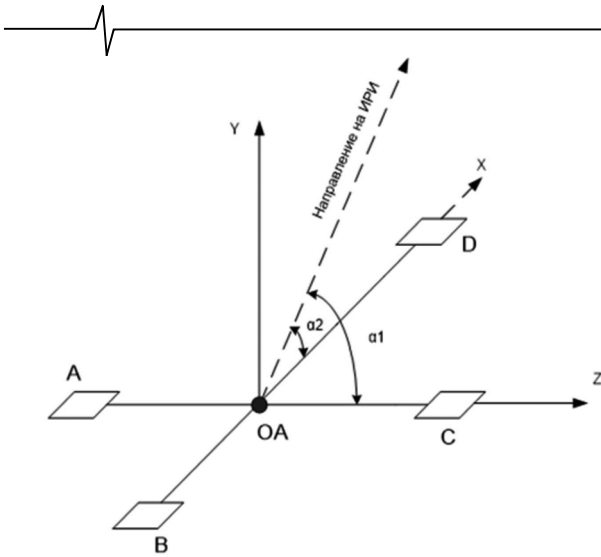


Рис. 1. Угломерный метод определения местоположения ИРИ.

D – элементы антенной решетки, OA – опорная антенна

Ошибки местоопределения

По своему происхождению эти ошибки можно разделить на ошибки распространения, аппаратные ошибки и ошибки, обусловленные помехами.

Причиной ошибок распространения является зависимость скорости распространения волн от свойств среды. Аппаратные ошибки возникают из-за изменения параметров радиосигналов при прохождении их через элементы радиотехнических устройств. Ошибки измерений можно разделить на систематически и случайные.

Измерение дальности

Ошибки измерения дальности возникают, прежде всего, из-за ошибок измерения времени запаздывания сигналов. Обозначим Δr_t ошибку измерения дальности, обусловленную ошибкой определения времени запаздывания Δt , тогда:

$$\Delta r_t = \frac{v}{2} \Delta t, \tag{2}$$

где v – фазовая или групповая скорость распространения.

Ошибки измерения длительности временного интервала зависят от метода измерений, свойств используемых измерительных устройств, помех. Наиболее существенное влияние оказывают ошибки, обусловленные помехами. Уменьшение этих ошибок может быть достигнуто за счет увеличения энергии сигнала.

При использовании фазовых методов измерения дальности, когда непосредственно измеряется разность фаз сигналов, ошибка измерения длительности зависит как от ошибки измерения разности фаз, так и от неста-

бильности частоты колебаний. Из формулы $t = \frac{\phi}{\Omega}$ следует, что

$$\Delta t_\phi = \frac{\Delta \phi}{\Omega}, \tag{3}$$

$$\Delta t_\Omega = -\frac{\Delta \Omega}{\Omega^2} \phi, \tag{4}$$

где Δt_ϕ – ошибка измерения времени, обусловленная неточностью измерения разности фаз; Δt_Ω – ошибка измерения времени из-за нестабильности частоты; Ω – частота модуляции; ϕ – фазовый сдвиг.

Первая ошибка определяется в основном отношением сигнал/шум. Влияние второй ошибки может быть уменьшено применением частотных эталонов.

Второй источник ошибок определения дальности – неполнота или неточность сведений о скорости распространения радиоволн, которая в свою очередь зависит от свойств среды.

Измерение угловых координат

Рассмотрим факторы, оказывающие влияние на точность определения угловых координат, на примере фазового метода угломерных определений. Зависимость между разностью фаз сигналов, принятых на разнесенные антенны, и направлением на источник выражается формулой:

$$\phi = \frac{2\pi d \cos \alpha}{\lambda} = \frac{2\pi d \sin \gamma}{\lambda}, \tag{5}$$

$$\alpha = 90^\circ - \gamma,$$

где γ – угол между направлением на источник и нормалью к базе; d – длина базы.

Из формулы (5) следует, что отклонение любых из представленных в ней величин от своих номинальных значений приводит к появлению ошибок измерения угла.

Ошибки, связанные с распространением волны в неоднородных средах, оказывают существенное влияние на измерение угла, особенно при измерениях вблизи нормали к базе. Следует отметить, что данные ошибки становятся менее существенными за пределами атмосферы, где вариации коэффициента преломления заметно меньше.

Интересным свойством угломерных методов является то, что при измерениях вблизи нормали к базе их точность не зависит от точности сведений о скорости света в вакууме, коэффициенте преломления среды и длины базы. Причина этого в том, что чем ближе к нормали располагаются лучи, идущие от источника, тем меньше разность путей до обеих антенн. Если источник оказывается на перпендикуляре к базе, то оба луча проходят равные пути. Регистрируя нулевую разность фаз, мы устанавливаем, что источник расположен на нормали. Таким образом, устранение влияния скорости радиоволн и длины базы на измерение угловых координат источников, расположенных вблизи перпендикуляра к базе, достигается за счет того, что регистрация положения источника осуществляется в момент, когда разность длин путей становится равной нулю. Подобный метод носит название нулевого метода [3].

Предложения по повышению точности определения координат ИРИ при использовании методов фазовой и амплитудной пеленгации

Повышение точности определения местоположения ИРИ возможно при использовании комбинированного угломерно-разностно-дальномерного метода. Суть это-

го подхода заключается в совместном использовании фазового пеленгатора и разностно-дальномерного метода (РДМ).

Для реализации РДМ в космосе необходима группировка из нескольких космических аппаратов (КА), с помощью которой будет реализована антенная система РДМ. Ниже рассмотрены основные моменты построения разностно-дальномерной системы (РДС).

Выбор количества антенных элементов РДС

Рассмотрим РДС, состоящую из двух антенных элементов. Разность задержек между двумя антеннами определяет геометрическое место точек, в которых может быть расположен ИРИ – гиперболу с фокусами в точках расположения постов наблюдения. Таким образом, при РДС на основе двух антенных элементов невозможно однозначно определить местоположение источника. На примере, показанном на рис. 2, в случае использования двух антенн № 1 и № 3, ИРИ может находиться в любой точке гиперболы 1-3.

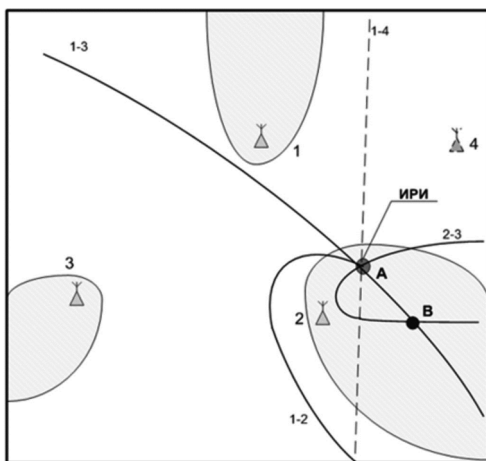


Рис. 2. Разностно-дальномерная система для трех постов

РДС на основе трех антенных элементов тоже не во всех случаях позволяет однозначно определить местоположение, так как при нахождении источника в некоторых зонах пространства (закрашенные области), возможно возникновение двух или более решений системы гиперболических уравнений. Например, это две точки – А и В.

Введение четвертого антенного элемента вносит в систему необходимую достаточность (гипербола 1-4) и позволяет полностью избавиться от неоднозначности определения местоположения.

Следует отметить, что использование комплекса позиционных измерений, произведенных при движении КА, позволяет снизить требования к количеству антенных элементов РДС, так как в значительной степени устраняется неоднозначность определения местоположения ИРИ.

Оценка погрешности РДС местоопределения

Точность пеленгования двухэлементной системы зависит от длины базы, азимута ИРИ и ошибки определения задержки распространения сигнала между антенными элементами.

Она будет определяться ошибкой нахождения линии положения, т.е. расстоянием между истинной и найденной линией положения в заданной точке и может быть выражена следующей формулой:

$$\sigma_R = \left(\frac{R}{d \cos \alpha} \right) \cdot (c\sigma_\tau), \quad (6)$$

где R – дальность до ИРИ, d – база, α – азимут ИРИ, σ_τ – ошибка определения временной задержки распространения сигнала между антенными элементами.

Из формулы следует, что СКО местоопределения зависит от базы между антенными элементами d , азимута ИРИ α и ошибки определения временной задержки распространения сигнала между антенными элементами σ_τ .

Для оценки использовался сигнал фазоманипулированный сигнал с модуляционной скоростью 16000 кГц ССС DAMA (Вариант доступа 20). Длительность фрагмента, используемого в качестве эталона, составляет примерно 50 мс.

Из результатов следует, что при соотношениях сигнал/шум более 0 дБ средняя ошибка определения временной задержки σ_τ не превышает 1 мкс.

На рис. 3 показана зависимость погрешности пеленгования от длины базы антенной системы. Видно, что с ее увеличением погрешность пеленгования уменьшается. Расчеты произведены при следующих исходных данных: $R = 600$ км, $d = 10$ -500 км, $\alpha = 60^\circ$, $\sigma_\tau = 0,3$ мкс и $\sigma_\tau = 0,4$ мкс. Из графиков следует, что для повышения точности пеленгования необходимо, по возможности, увеличение базы антенной системы.

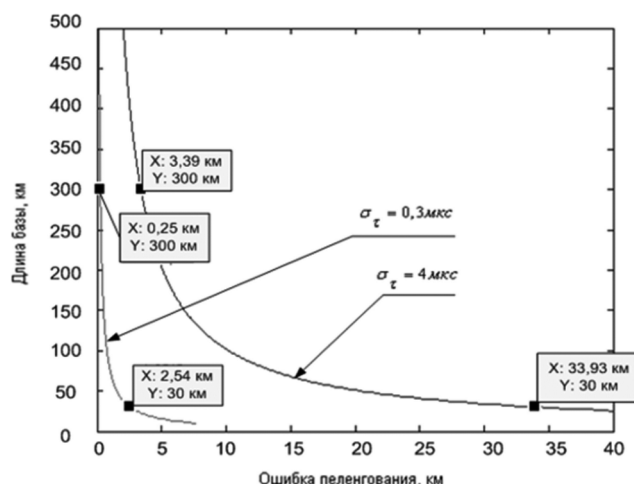


Рис. 3. Погрешность пеленгования в зависимости от базы антенной системы

Рис. 4 иллюстрирует зависимость погрешности пеленгования от азимута ИРИ. Видно, что наибольшая погрешность наблюдается при азимутах близких к 90° . Действительно, при распространении электромагнитной волны вдоль оси антенной системы разность времен прихода не зависит от расстояния до источника.

В случае нескольких измерений, проведенных с определенными интервалами времени, ошибка местоопределения будет зависеть от ошибок каждого изме-

рения, а также от угла, под которым пересекаются линии положения (гиперболы), соответствующие этим измерениям. Тогда для двух измерений:

$$\sigma_R = \frac{\sqrt{\sigma_{R1}^2 + \sigma_{R2}^2}}{\sin(\phi)}, \quad (7)$$

где σ_{R1} , σ_{R2} – ошибки первого и второго измерения, ϕ – угол пересечения гипербол.

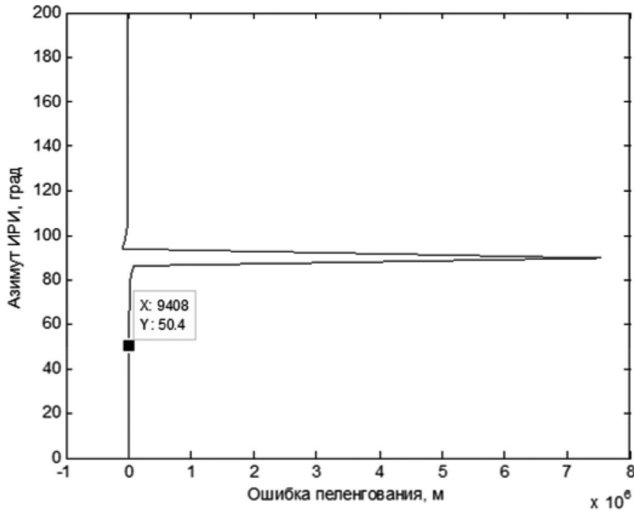


Рис. 4. Погрешность пеленгования методом в зависимости от азимута ИРИ

Следовательно, при таком подходе, наилучшая точность местоопределения возможна при $\phi = 90^\circ$, а наихудшая при значениях ϕ близких к 0° .

Заключение

По результатам приведенного в работе анализа методов определения координат ИРИ и экспериментальных расчетов на базе выбранного оптимального метода следует сделать следующие выводы:

- точность местоопределения РДС возрастает с увеличением базы:

– если расстояние между КА – 20 км, а СКО разности времен прихода – 5 и 50 нс, то ошибка (СКО) равна ~ 0,3 и 3 км соответственно,

– при увеличении расстояния между КА до 300 км, то ошибка уменьшается до ~ 15 и 150 м соответственно;

- для полного исключения неоднозначности необходимо использовать большее число элементов антенной системы:

– РДС на основе трех антенных элементов не во всех случаях позволяет однозначно определить местоположение, так как при нахождении источника в некоторых зонах пространства, возможно возникновение двух или более решений системы гиперболических уравнений,

– введение четвертого антенного элемента вносит в систему необходимую достаточность и позволяет полностью избавиться от неоднозначности определения местоположения.

- для обеспечения однозначности измерений необходимо использование комплекса позиционных измерений, выполненных на разных точках орбиты КА, а также уточнение этих данных с помощью пеленгатора;

- при использовании комплекса позиционных измерений, для получения оптимальных углов пересечения гипербол, необходимо увеличить время между измерениями до нескольких секунд.

Литература

1. Сосулин Ю.Г. Теоретические основы радиолокации и радионавигации: Учеб. пособие для вузов. – М.: Радио и связь, 1992. – 304 с.
2. Белов В.И. Теория фазовых измерительных систем: монография. Томск: Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники, 2007. 148 с.
3. Лайонс Р. Цифровая обработка сигналов, второе издание. М.: ООО «Бином-Пресс», 2006. 656 с.

НОВЫЕ КНИГИ

Витязев С.В.

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

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

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



ПРОПУСКНАЯ СПОСОБНОСТЬ MIMO СИСТЕМЫ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ ПРИ НАЛИЧИИ КОРРЕЛИРОВАННЫХ ФАЗОВЫХ ШУМОВ

Паршин Ю.Н., д.т.н., профессор, заведующий кафедрой РТУ Рязанского государственного радиотехнического университета, e-mail: parshin.y.n@rsreu.ru

Паршин А.Ю., к.т.н., доцент, доцент кафедры РТУ Рязанского государственного радиотехнического университета, e-mail: parshin.a.y@rsreu.ru

MIMO COMMUNICATION SYSTEM CAPACITY IN PRESENCE OF CORRELATED PHASE NOISE

Parshin A.Yu., Parshin Yu.N.

To implement MIMO data transmission systems, it is necessary to know the characteristics of the radio wave propagation channel. A time-sequential measurement of the channel matrix by multiplexing SIMO channels is considered. In this case, the phase noise of the transmitter and receiver local oscillators affects the measurement accuracy of the channel matrix. The article analyzes the bandwidth in the presence of phase noise based on the fractal Brownian motion model. The analysis was carried out under the assumption of high measurement accuracy of the channel array, as well as in the presence of measurement errors caused by phase noise. Full rank and low rank channel matrices are considered. The results obtained make it possible to substantiate the requirements for the level of phase noise, as well as for the frequency of measurements of the channel matrix.

Key words: phase noise, fractal Brownian motion, MIMO system, capacity, MIMO channel matrix.

Ключевые слова: фазовый шум, фрактальное броуновское движение, MIMO система, пропускная способность, матрица канальных коэффициентов.

Введение

Проникновение цифровых технологий в различные сферы деятельности человека, широкий спрос на системы Интернета вещей (IoT) резко повышает число устройств, одновременно взаимодействующих посредством беспроводной связи. При этом скорость передачи данных в системах IoT может быть достаточно низкой [1]. Такие системы получили название узкополосные устройства Интернет вещей (NB-IoT) и обеспечивают большой, более 10 лет, срок работы от автономного источника питания, а также высокую надежность работы. Для этого могут использоваться имеющиеся стандарты и протоколы беспроводной передачи информации, а также инновационные подходы.

Современные беспроводные системы передачи информации широко используют технологию MIMO, использующую пространственное разнесение на прием и передачу и позволяющую получить значительный энергетический выигрыш. Для реализации преимуществ MIMO систем необходимо иметь ресурс в виде нескольких передающих и приемных каналов. Также для уменьшения интерференционных помех при пространственном декодировании необходимо знать величину коэффициентов передачи сигнала от каждой передающей к каждой приемной антенне. Тестирование канальных коэффициентов является важной частью протокола MIMO систем передачи информации [2, 3].

Среди прочих источников ошибок на точность изме-

Для реализации MIMO систем передачи информации необходимо знать характеристики канала распространения радиоволн. Рассматривается последовательное во времени измерение матрицы канальных коэффициентов путем мультиплексирования SIMO каналов, а также одновременное их тестирование. При этом на точность измерения матрицы канальных коэффициентов влияют фазовые шумы гетеродинов передатчика и приемника. Проводится анализ пропускной способности в присутствии фазовых шумов на основе модели фрактального броуновского движения. Анализ проведен в предположении высокой точности измерения матрицы канальных коэффициентов, а также при наличии ошибок измерений, вызванных фазовыми шумами. Рассматриваются канальные матрицы при различном соотношении мощностей прямого луча и диффузионной составляющей. Полученные результаты позволяют обосновать требования к уровню фазовых шумов, а также к времени измерений канальной матрицы для получения максимальной пропускной способности.

рения МКК существенно влияют фазовые шумы задающего генератора передатчика и гетеродина приемника. Большинство используемых устройств тестирования канальных коэффициентов для MIMO систем основаны на переключении во времени одного приема-передающего канала. Достоинство такого подхода является простота и малые затраты. Вместе с тем при разделении во времени возникают ошибки, вызванные фазовыми шумами (ФШ) и сдвигом частоты в генераторах передатчика и приемника. Наличие фазовых шумов приводит к ошибкам измерения канальной матрицы, что может расцениваться как увеличение ее ранга, а также увеличение шумов на приемной стороне. Пространственная корреляция фазовых шумов оказывает существенно влияние на точность оценивания канальной матрицы и на результирующую пропускную способность MIMO системы передачи информации.

Для анализа пропускной способности при неточной канальной матрице известен метод [4], в котором ошибки канальной матрицы представляются как дополнительные шумы на приемной стороне. Это позволяет определить ошибку измерения канальной матрицы, вызванную фазовыми шумами, а затем рассчитать пропускную способность MIMO системы, учитывающую ошибки измерения канальной матрицы.

Фазовые шумы генераторов имеют характерное поведение спектральной плотности мощности вблизи нулевой частоты вида $G(f) \propto 1/f^\alpha$, а при увеличении частоты фазовый шум имеет постоянную плотность мощности. Соответственно, при временном мультиплексировании корреляция фазовых шумов зависит от времени измерения, что влияет на ошибки измерения.

При моделировании $1/f^\alpha$ фазовых шумов часто используется модель шумового процесса в виде фрактального броуновского движения (ФБД) [5]. Фрактальное броуновское движение имеет гауссовскую плотность распределения вероятностей и характерное длительное последствие. В то же время экспериментальные исследования ФШ во многих областях радиоэлектроники доказывают нелинейный механизм формирования ФШ и, как следствие, его негауссовское распределение вероятностей [6, 7]. Для описания негауссовского ФШ предложены также различные нелинейные модели [8, 9].

Цель работы – повышение пропускной способности MIMO системы передачи информации в присутствии фазовых шумов путем рационального выбора числа каналов и метода измерения канальной матрицы.

Архитектуры тестирования канальных коэффициентов MIMO системы с временным разделением

Рассмотрим случай узкополосного сигнала, преобразование которого при распространении от передатчика к приемнику заключается в изменении его амплитуды и фазы. Канальные коэффициенты в этом случае представляют собой комплексные случайные величины, образующие матрицу \mathbf{H} .

Для измерения канальных коэффициентов на передающей стороне формируется и излучается тестовый сигнал, форма которого известна на приемной стороне. Также полагаем, что тактовая синхронизация на приемной стороне осуществляется с пренебрежимо малыми ошибками. Для измерения канальных коэффициентов на приемной стороне используется одна или несколько антенн, расположенных в пространстве в точках, соответствующих расположению приемных антенн в режиме передачи-приема информации. Применение одной передающей антенны и одной приемной антенны требует меньше аппаратных затрат, но время измерения значительно увеличивается вследствие необходимости механического перемещения антенн в пространстве. При использовании нескольких антенн и электронного их переключения время измерения уменьшается. Фактор времени переключения влияет на степень корреляции фазовых шумов в антеннах. Полагаем, что значения фаз генераторов передатчика $\varphi_{TX}(k)$ и приемника $\varphi_{RX}(k)$ определяются в моменты времени

$t_k, k=1, \dots, K$, соответствующие началу измерения канальных коэффициентов.

Тестирование канальных коэффициентов можно производить также, не применяя разделения во времени. Для устранения межсимвольной интерференции на передающей стороне производится кодирование тестовой последовательности символов кодом Адамара, а на приемной стороне производится соответствующее их декодирование [10]. В этом случае фазовые шумы во всех приемных, а также передающих каналах имеют соответственно одинаковую величину.

Архитектуры MIMO системы тестирования канальных коэффициентов при различных вариантах временного разделения приведены на рис. 1, где MIMO система содержит N_{TX} передающих каналов и N_{RX} приемных каналов.

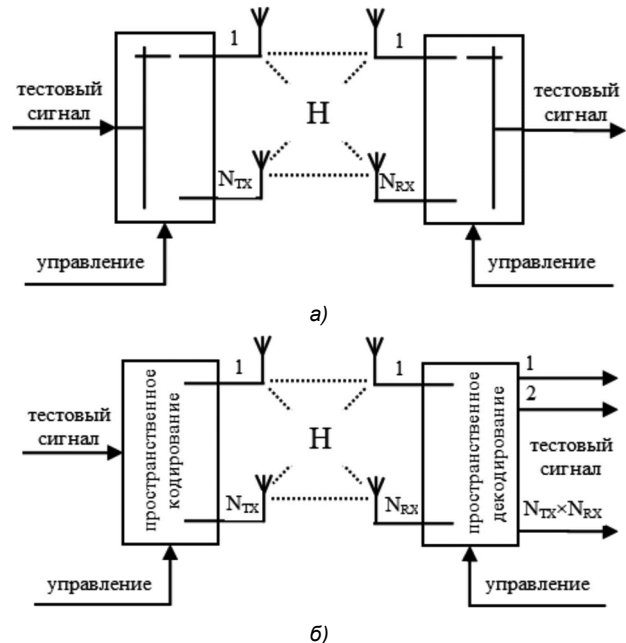
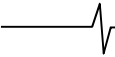


Рис. 1. Архитектуры MIMO системы тестирования канальных коэффициентов

При разделении во времени тестовых сигналов на приемной и передающей сторонах, как показано на рис. 1 а, а фазовые шумы приобретают значения $\varphi_{TXm}, m=1, \dots, N_{TX}$ и $\varphi_{RXn}, n=1, \dots, N_{RX}$ соответственно. Использование пространственного кодирования (рис. 1 б) позволяет измерить все канальные коэффициенты в один и тот же момент времени, для которого значения фазового шума одинаковы для всех передающих антенн φ_{TX} и для всех приемных антенн φ_{RX} . Возможны также варианты тестирования MIMO канальных коэффициентов, когда на одной стороне используется разделение во времени, а на противоположенной стороне используется кодовое разделение. Обозначим символом в) вариант архитектуры системы тестирования при кодировании тестового сигнала в передатчиках и одновременном их излучении. На приемной стороне производится декодирование сигналов в каждом из приемных каналов последовательно во времени. В этом случае фазовые шумы приобретают значения φ_{TX} и $\varphi_{RXn}, n=1, \dots, N_{RX}$ соответственно. Обозначим символом г) вариант архитектуры системы тестирования при



передаче тестового сигнала каждым из передающих каналов последовательно во времени и одновременном приеме сигналов всеми каналами. При этом фазовые шумы приобретают значения φ_{TXm} , $m=1, \dots, N_{TX}$ и φ_{RX} соответственно.

При последовательных во времени передаче и приеме важное значение на результат тестирования оказывает корреляция значений фазовых шумов. В предельном случае сильной корреляции все значения фазовых шумов можно считать случайными и одинаковыми для передающих и приемных антенн: $\varphi_{TXm} = \varphi_{TX}$, $m=1, \dots, N_{TX}$, $\varphi_{RXn} = \varphi_{RX}$, $n=1, \dots, N_{RX}$. В другом крайнем случае последовательные во времени значения фазовых шумов можно считать статистически независимыми. Отметим, что одинаковые для всех антенн фазовые шумы устраняются системой фазовой синхронизации и в итоге не влияют на пропускную способность. Независимые фазовые шумы вызывают ошибку при оценивании канальной матрицы, что уменьшает пропускную способность. Поэтому представляет интерес влияние корреляции фазовых шумов на результат тестирования канальных коэффициентов и пропускную способность ММО системы передачи информации.

Если фазовая синхронизация на приемной стороне отсутствует, то элементы канальной матрицы определяются путем нормирования принимаемого тестового сигнала A_{nm} относительно опорного сигнала A_{11} :

$$h_{nm} = \frac{A_{nm}}{A_{11}}.$$

Задержка в измерении A_{nm} вследствие переключения антенн во времени вызывает дополнительный к фазовому шуму сигнала A_{11} фазовый шум в приемнике $\Delta\varphi_{RXn}$ и передатчике $\Delta\varphi_{TXm}$. При использовании фазовой синхронизации на приемной стороне фазовый шум генератора передатчика переносится на сигнал гетеродина приемника. В результате разность фаз $\Delta\varphi_{nm} = \varphi_{TXm} - \varphi_{RXn}$ практически не содержит в своем спектре $1/f^\alpha$ составляющей.

Модели фазового шума при различных методах измерения канальных коэффициентов

Модели фазового шума зависят от архитектуры тестирования ММО системы. Если на приемной стороне используется гетеродин с ФАПЧ, то его фазовый шум изменяется в соответствии с фазовым шумом передатчика в каждый момент времени измерения.

Пусть фазовый шум генератора передатчика и гетеродина приемника содержит составляющую, спектр которой имеет вид $1/f^\alpha$, а также составляющую теплового шума с постоянной спектральной плотностью мощности в полосе частот фильтра ФАПЧ. Полагаем, что шумовая составляющая представляет собой гауссовскую случайную величину, независимую в различные моменты времени измерения с дисперсией $D_{ФШ}$.

В общем случае фазовый шум сигнала, формируемого ФАПЧ, зависит от фазовых шумов опорного генератора и управляемого генератора, а также фильтра в петле ФАПЧ. Приближенно можно считать, что фильтр в

петле ФАПЧ подобран таким образом, что выходной сигнал содержит $1/f^\alpha$ шум, совпадающий с шумом опорного генератора, а составляющая некоррелированного фазового шума имеет дисперсию, совпадающую с дисперсией шума управляемого генератора.

Если на приемной стороне подстройка гетеродина осуществляется только по частоте, то фазы генераторов на приемной и передающей сторонах изменяются во времени независимо.

Наиболее распространенной моделью низкочастотного $1/f^\alpha$ шума является фрактальное броуновское движение [5], являющегося гауссовским случайным процессом с заданной корреляционной матрицей. Представим фазовый шум в моменты переключения антенн как ФБД в дискретном времени $\mathbf{X} = \{x(k), k=1, \dots, M\}$, где число отсчетов выбирается равным числу переключений пространственных каналов $M = N_{TX}N_{RX}$. Свойства ФБД задаются показателем Херста H , дисперсией в начальный момент времени σ^2 , а также корреляционной матрицей [12]:

$$\mathbf{R}_x = \left\{ \begin{array}{l} \overline{x(n)x(m)} = \frac{\sigma^2}{2} (|n|^{2H} + |m|^{2H} - |n-m|^{2H}), \\ n, m = 1, \dots, M \end{array} \right\}.$$

Для формирования гауссовских случайных чисел с заданной корреляционной матрицей используем разложение Холецкого $\mathbf{R}_x = \mathbf{L}\mathbf{L}^T$, где \mathbf{L} нижнетреугольная матрица. Отсчеты ФБД получаются из вектора некоррелированных стандартных гауссовских чисел \mathbf{V} с помощью матричного фильтра с матричным коэффициентом передачи \mathbf{L} :

$$\mathbf{X} = \mathbf{L}\mathbf{V}.$$

Формирование отсчетов ФБД возможно также, используя его представление в спектральной области

$$x(k) = \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M \underline{S}(m) e^{j \frac{2\pi}{M} (k-1)(m-1)}.$$

Комплексные амплитуды гармоник $\underline{S}(m) = \underline{S}^*(N - m + 2)$ представляют собой независимые комплексные гауссовские случайные величины, $\underline{S}(0)$ – действительная гауссовская случайная величина. Так как спектральная плотность мощности ФБД равна $G(f) \propto \frac{1}{f^{2H+1}}$, то

дисперсии гармоник спектра ФБД равны $\overline{|\underline{S}(m)|^2} = \frac{G_0}{m^{2H+1}}$, $m=1, \dots, M/2$. Параметр G_0 выбирается таким образом, чтобы обеспечить заданную дисперсию первого отсчета ФБД $x^2(1) = \sigma^2$:

$$G_0 = \frac{M^2 \sigma^2}{2 \sum_{m=1}^{M/2} \frac{1}{m^{2H+1}}}.$$

Показатель Херста может принимать значения в диапазоне $0 < H < 1$, поэтому моделирование фазового

шума при помощи ФБД допустимо только при значении показателя степени $\alpha = 2H + 1$ не менее 1 и не более 3, что соответствует области фазовых и фликкер шумов [13].

Анализ пропускной способности МИМО системы при наличии фазовых шумов

Мощности сигналов, приходящих по прямому пути распространения и путям диффузного рассеяния, связаны между собой коэффициентом Райса K , который зависит от расстояния, как описано в работе [11]. Следовательно, канальная матрица получается путем сложения канальных матриц для прямого пути распространения радиоволны и для путей диффузного рассеяния:

$$\mathbf{H} = \sqrt{\frac{1}{K+1}} \mathbf{H}^{\text{DIF}} + \sqrt{\frac{K}{K+1}} \mathbf{H}^{\text{LOS}},$$

где \mathbf{H}^{LOS} – канальная матрица прямого пути распространения радиоволны, \mathbf{H}^{DIF} – диффузная канальная матрицы. Соотношение мощностей сигналов прямого и диффузного лучей во многом определяет эффективность применения МИМО технологии в каждом конкретном случае.

Пропускная способность МИМО системы передачи информации при заданной матрице канальных коэффициентов определяется выражением [10]:

$$C_H = \log_2 \det \left(\mathbf{I} + \frac{q}{N_{\text{TX}}} \mathbf{H} \mathbf{H}^H \right),$$

где \mathbf{I} – единичная матрица размером $N_{\text{RX}} \times N_{\text{TX}}$, отношение сигнал-шум $q = \frac{P_X}{P_V}$ равно отношению мощности

сти P_X всех сообщений в передающих каналах к мощности теплового шума P_V в каждом приемном канале. Для сравнительного анализа часто используется эргодическая пропускная способность, полученную усреднением пропускной способности по реализации канальной матрицы и фазового шума:

$$C = \overline{C_H(\mathbf{H}, \varphi)}.$$

Для характеристики МИМО системы в дальнейшем используется вероятность простоя [10], равная вероятности реализации пропускной способности ниже некоторого минимально допустимого значения C_{OUT} :

$$P_{\text{OUT}} = P(C_H \leq C_{\text{OUT}}).$$

Наличие фазовых шумов при измерении канальной матрицы приводит к изменению аргумента комплексных канальных коэффициентов на величину $\Delta\varphi_{nm} = \varphi_{\text{TX}m} - \varphi_{\text{RX}n}$:

$$\hat{h}_{nm} = \underline{h}_{nm} e^{j\Delta\varphi_{nm}} = 1, \dots, N_{\text{TX}}, \quad m = 1, \dots, N_{\text{TX}},$$

$n = 1, \dots, N_{\text{RX}}$. В результате канальная матрица измеряется с некоторой ошибкой $\hat{\mathbf{H}} = \mathbf{H} + \Delta\mathbf{H}$, а в собственных лучах при приеме образуются взаимная интерференция сообщений и формирования независимых каналов не происходит. Сигнал на выходах приемных антенн в этом случае имеет вид [4]:

$$\tilde{\mathbf{Y}} = \hat{\mathbf{U}}^H \mathbf{H} \hat{\mathbf{Q}} \mathbf{F} \mathbf{X} + \hat{\mathbf{U}}^H \mathbf{V} = \hat{\mathbf{U}}^H \mathbf{H} \hat{\mathbf{Q}} \mathbf{F} \mathbf{X} + \tilde{\mathbf{V}}$$

$$= \left\{ \hat{\sigma}_m (\hat{\mathbf{U}}^H \mathbf{H} \hat{\mathbf{Q}})_{mm} f_m \underline{x}_m + \sum_{k=1, k \neq m}^K \hat{\sigma}_k (\hat{\mathbf{U}}^H \mathbf{H} \hat{\mathbf{Q}})_{mk} f_k \underline{x}_k + \tilde{v}_m, m = 1, \dots, K \right\},$$

где матрицы $\hat{\mathbf{U}}$, $\hat{\mathbf{Q}}$, $\hat{\Sigma}$ получены в результате сингулярного разложения оценки канальной матрицы $\hat{\mathbf{H}} = \hat{\mathbf{U}} \hat{\Sigma} \hat{\mathbf{Q}}^H$, $\mathbf{F} = \{f_m, m = 1, \dots, K\}$ – диагональная матрица задает распределение мощности между собственными лучами из условия $\sum_{m=1}^K f_m^2 = 1$, $(\bullet)_{mk}$ обозначает элемент матрицы в скобках. Слагаемое

$\hat{\sigma}_m (\hat{\mathbf{U}}^H \mathbf{H} \hat{\mathbf{Q}})_{mm} f_m \underline{x}_m$ представляет собой сообщение, передаваемый по m -му собственному каналу. Слагаемое

$\sum_{k=1, k \neq m}^K \hat{\sigma}_k (\hat{\mathbf{U}}^H \mathbf{H} \hat{\mathbf{Q}})_{mk} f_k \underline{x}_k$ является интерференционной помехой, которая обусловлена неортогональностью собственных каналов из-за наличия матрицы ошибок $\Delta\mathbf{H}$. Слагаемое \tilde{v}_m , описывает тепловой шум с мощностью P_V , некоррелированный в разных собственных каналах. Наличие помех, вызванных интерференцией сообщений в собственных лучах, свидетельствует о неполном разделении сообщений. В результате отношение мощности сообщения к суммарной мощности шума и интерференционной помехи для каждого собственного луча равно [4]:

$$q_m = \frac{q f_m^2 \left| (\hat{\mathbf{U}}^H \mathbf{H} \hat{\mathbf{Q}})_{mm} \right|^2}{1 + q \sum_{k=1, k \neq m}^K f_k^2 \left| (\hat{\mathbf{U}}^H \mathbf{H} \hat{\mathbf{Q}})_{mk} \right|^2},$$

а пропускная способность МИМО канала определяется выражением:

$$C_H = \sum_{m=1}^K \log_2(1 + q_m).$$

Рассмотрим сначала предельный случай корреляции, когда фазовый шум не коррелирован в передающих антенных и приемных антеннах при последовательном их переключении, а при одновременном излучении и приеме фазовый шум одинаковый во всех передающих и приемных антеннах. Некоррелированным фазовый шум может быть при большом времени переключения антенн и малом уровне ФБД составляющей фазового шума опорного генератора синтезатора частоты передатчика.

Пусть число передающих антенн равно числу приемных антенн $N_{\text{TX}} = N_{\text{RX}} = 10$. Фазовый шум во всех передающих и приемных каналах имеет статистически независимые значения, а его среднеквадратичное значение равно $\sigma_\varphi = 7^\circ$. Пороговое значение пропускной способности равно $C_{\text{OUT}} = 10$.

На рис. 2 приведены зависимости вероятности простоя от отношения сигнал-шум при различных архитектурах тестирования канальной матрицы и различных значениях коэффициента Райса.

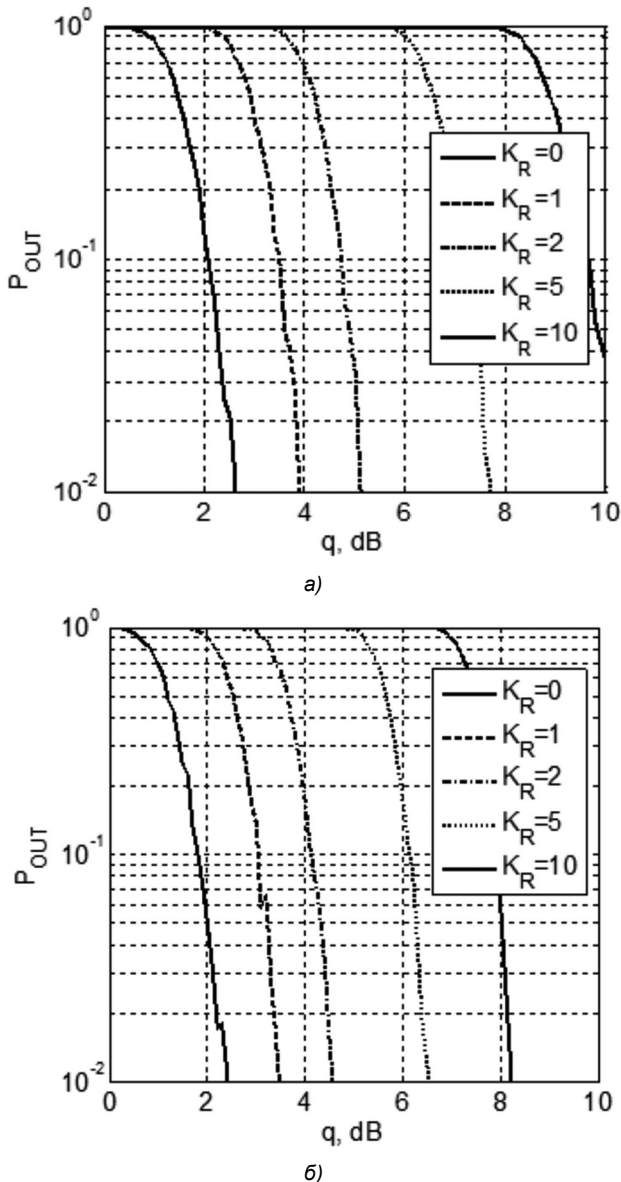


Рис. 2. Зависимость вероятности простоя от отношения сигнал-шум

Наличие некоррелированных во времени фазовых шумов, вариант а), увеличивает вероятность простоя, или соответственно приводит к энергетическим потерям. Потери увеличиваются при увеличении коэффициента Райса и для $K_R = 10$ составляют около 2 дБ. Вероятность простоя при постоянных фазовых шумах, вариант б), совпадает с вероятностью простоя при отсутствии фазовых шумов, что подтверждает ранее сделанное предположение о влиянии компенсации фазовых шумов системой фазовой синхронизации в этом случае.

Зависимость вероятности простоя от отношения сигнал-шум для различных значений коэффициента Райса, полученные для отношения сигнал-шум $q = 5$ дБ, приведены на рис. 3. С увеличением коэффициента Райса эффективность информационных каналов

становится сильно неравномерной, что приводит к увеличению вероятности простоя. Некоррелированность фазовых шумов в приемных и передающих антеннах, вариант а), также невыгоден с точки зрения информационной эффективности, так как при этом увеличивается различие между измеренной канальной матрицей и используемой при передаче информации канальной матрицей.

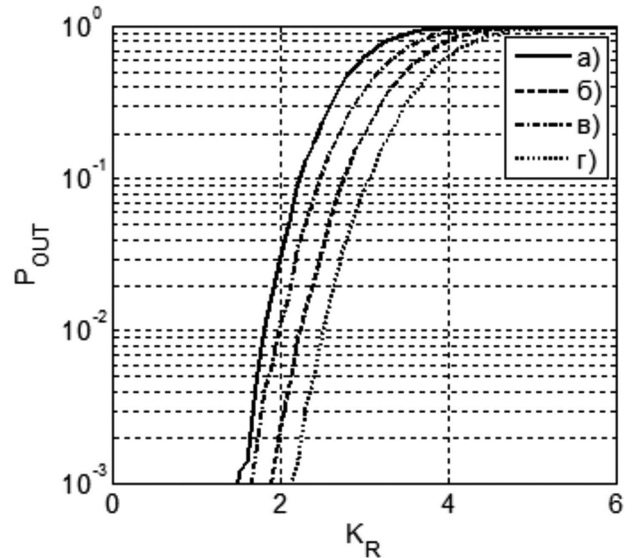


Рис. 3. Зависимость вероятности простоя от коэффициента Райса

Рассмотрим влияние корреляции во времени фазовых шумов передатчика и приемника на эффективность ММО системы. Рассмотрим метод тестирования канальных коэффициентов, основанный на нормировании сигналов к сигналу первого канального коэффициента

$$h_{nm} = \frac{A_{nm}}{A_{11}}$$

передатчика и приемника равны сумме $1/f^\alpha$ составляющей и некоррелированной составляющей с дисперсиями $D_{ФБД}$ и $D_{ФШ}$ соответственно. Степень корреляции фазовых шумов увеличивается с увеличением показателя Херста H , а также отношения дисперсий $p = D_{ФБД}/D_{ФШ}$. Будем полагать, что характеристики фазовых шумов передатчика и приемника одинаковы, а среднее квадратичное значение фазового шума равно $\sigma_\varphi = 7^\circ$.

Зависимость вероятности простоя от отношения сигнал-шум для различных значений показателя Херста, полученные для параметра $p = -10$ дБ, коэффициента Райса $K_R = 0$, приведены на рис. 4.

Вероятность простоя возрастает при увеличении показателя Херста, а также при увеличении коэффициента Райса. Известно [13], что для распространенных типов фазовых шумов параметр низкочастотной части их спектра принимает значения $\alpha = 2...3$, что соответствует показателю Херста $H = 0,5...1$. При уменьшении времени тестирования каждого канального коэффициента в соответствии со свойством самоподобия [5] пропорционально уменьшается параметр p .

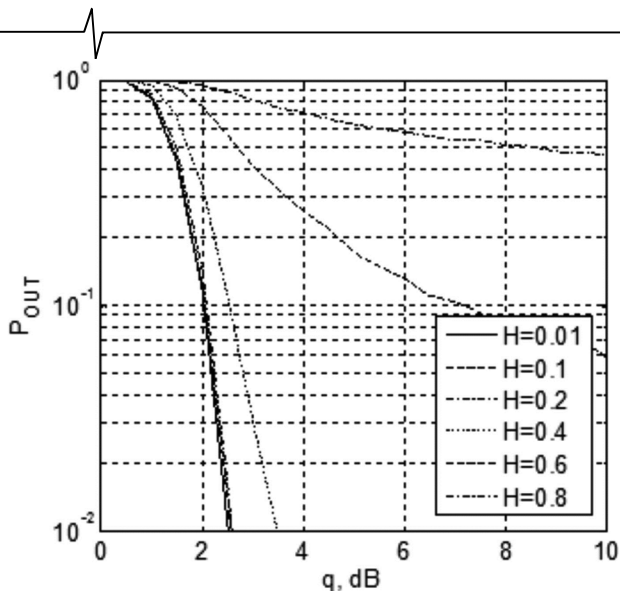


Рис. 4. Вероятности простоя при различных показателях Херста

Заключение

Тестирование канальной матрицы в режиме разделения во времени сопровождается значительными ошибками и увеличение вероятности простоя, особенно при увеличении числа приемных и передающих антенн. Установлено, что на точность тестирования существенно влияет долговременная корреляция фазового шума передатчика, определяемая показателем Херста. Поэтому при проектировании MIMO системы необходимо использовать генераторы с малым уровнем фазовых шумов в области низких частот, а также использовать системы ФАПЧ с высокостабильными опорными генераторами.

Работа выполнена при поддержке Российского научного фонда, грант РНФ 22-29-01652, <https://rscf.ru/en/project/22-29-01652/> в Рязанском государственном радиотехническом университете имени В.Ф. Уткина.

Литература

1. N. Mangalvedhe, R. Ratasuk, A. Ghosh, «NB-IoT Deployment Study for Low Power Wide Area Cellular IoT», Proceedings of the IEEE 27th Annual International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communication, 2016, pp.1-7.

2. D.S. Baum, H. Bolcskei. «Information-Theoretic Analysis of MIMO Channel Sounding», IEEE Transactions on Information Theory, vol. 57, no. 11, 2011, pp. 7555-7577.

3. D.S. Baum, H. Bolcskei, «Impact of Phase Noise on MIMO Channel Measurement Accuracy», IEEE 60th Vehicular Technology Conference, 2004, DOI: 10.1109/VETECONF.2004.1400307, pp.34-38.

4. V.T. Ermolayev, A.G. Flaksman, I.P. Kovalyov, Averin I.M. «Weight Error Loss in MIMO Systems Using Eigenchannel Technique», Proceedings of the 1st International Conference on Antenna Theory and Techniques (ICATT'03). Sevastopol, Ukraine, 2003, pp. 333-336.

5. Кроновер Р.М. Фракталы и хаос в динамических системах. Основы теории. – М.: Постмаркет, 2000. 352 с.

6. Бочков Г.Н., Кузовлев Ю.Е. Новое в исследованиях 1/f шума // Успехи физических наук, 1983, вып. 1, том 141, с. 151-176.

7. Thomas H. Lee, Design of CMOS Radio-Frequency Integrated Circuits, Cambridge University Press, 2004.

8. B. Kaukaly, M. Alaburda, J. Ruseckas, «Modeling non-Gaussian 1/f Noise by the Stochastic Differential Equations», Noise and Fluctuations: 19th International Conference on Noise and Fluctuations – ICNF 2007, AIP Conference Proceeding, vol. 922, pp. 439-442, 2007.

9. Yu. V. Mamontov, M. Willander. «Long Asymptotic Correlation Time for non-Linear Autonomous Ito's Stochastic Differential Equation», Nonlinear Dynamics 12: pp.399-411, 1997. Kluwer Academic Publishers.

10. V. Kuhn, Wireless Communications over MIMO Channels: Applications to CDMA and Multiple Antenna Systems, John Wiley & Sons, 2006.

11. L.J. Greenstein, S. Ghassemzadeh, V. Erceg, D.G. Michelson. «Ricean K-factors in Narrowband Fixed Wireless Channels: Theory, Experiments, and Statistical Models», IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. 58, no. 8, 2009, pp. 4000-4012.

12. J. Beran, Statistics for Long-Memory Processes, New York: Chapman and Hall, 1994. 315 p.

13. Бельчиков С. Фазовый шум: как спуститься ниже -120 дБн/Гц на отстройке 10 кГц в диапазоне частот до 14 ГГц или борьба за децибелы // Компоненты и технологии, 2009, № 5, с. 139-146.

НОВЫЕ КНИГИ

Брюханов Ю.А.

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

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

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



О ПОВЫШЕНИИ БЫСТРОДЕЙСТВИЯ РАСПОЗНАВАНИЯ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ ЦЕЛЕЙ ПО МЕЖЧАСТОТНОМУ КОРРЕЛЯЦИОННОМУ ПРИЗНАКУ

*Бартенев В.Г., профессор, д.т.н., МИРЭА – Российский технологический университет,
e-mail: syntaltechno@mail.ru*

Бартенев Г.В., аспирант АО «ВНИИРТ»

ON INCREASING THE SPEED OF RADAR TARGETS RECOGNITION BASED ON THE INTER-FREQUENCY CORRELATION COEFFICIENT

Bartenev V.G., Bartenev G.V.

The problem of recognition of radar targets by their longitudinal size using the inter-frequency correlation coefficient is considered. To increase the speed of recognition in one radar sweep, it is proposed to preliminarily de-correlate the received signals at each of the carrier frequencies.

Key words: recognition of radar targets, inter-frequency correlation coefficient, decorrelate the received signals. The problem of recognition of radar targets by their longitudinal size using the inter-frequency correlation feature is considered.

Ключевые слова: распознавание РЛ сигналов, межчастотный корреляционный признак, вероятность правильного распознавания, оценка максимального правдоподобия модуля межчастотного коэффициента корреляции.

Рассмотрена проблема распознавания радиолокационных целей по их продольному размеру, используя межчастотный корреляционный признак. Для повышения быстродействия распознавания за один обзор РЛС предлагается предварительно производить декорреляцию принимаемых сигналов на каждой из несущих частот.

Введение

Предлагаемый способ повышения быстродействия распознавания целей относится к цифровой обработке радиолокационных сигналов. В работе [1] показано, что для распознавания обнаруженных объектов по их продольному размеру можно использовать характер флюктуаций отраженных сигналов на разных несущих частотах. В частности, в основе этого сигнального признака распознавания лежит взаимосвязь значения нормированного межчастотного коэффициента корреляции с линейными размерами объекта. Чем больше размер объекта, тем меньше межчастотный коэффициент корреляции. В частности, известен способ распознавания объектов по их продольному размеру [2], в котором две выборки наблюдения принятых на двух разнесенных несущих частотах перемножаются и их произведение накапливается от обзора к обзору для каждого элемента дальности и нормированный модуль накопленного произведения сравнивается с порогом. Полученная таким образом оценка максимального правдоподобия модуля межчастотного коэффициента корреляции сравнивается с порогом в каждом элементе дальности, на основании чего принимается решение о наличии объекта с большим продольным размером (порог не превышен) или малого продольного размера (порог превышен). Хотя данный способ позволяет осуществлять эффективное распознавание объектов по межчастотному корреляционному признаку, однако требует использования независимых выборок наблюдения, что приводит к использованию выборки принимаемых сигналов от обзора к обзору, приводя к большим временным затратам. Если же использовать выборки наблюдений в одном обзо-

ре, производя формирование оценки модуля межчастотного коэффициента по коррелированным выборкам пачки отраженных сигналов, то, как это показано в [3], это приводит к существенному снижению вероятности правильного распознавания объектов.

С целью преодолеть данный недостаток и повысить быстродействие без снижения эффективности распознавания объектов по их продольному размеру предлагается способ распознавания за один обзор, в котором предварительно до формирования оценки модуля межчастотного коэффициента корреляции производят на каждой несущей частоте декорреляцию выборок наблюдения, для уменьшения их межпериодной корреляции. Декорреляцию выборок наблюдения можно выполнить с помощью обеляющего фильтра с конечной импульсной характеристикой (КИХ-фильтр), использующего в качестве весовых коэффициентов оценки коэффициентов авторегрессии (АР). Известно несколько методов оценки коэффициентов АР. Далее для этого будет использован метод Берга [4].

Рассмотрим известный и предлагаемый способы более подробно. Для того чтобы сформировать межчастотный коэффициент корреляции, используют наиболее эффективный алгоритм в виде оценки максимального правдоподобия (ОМП) модуля межчастотного коэффициента корреляции, которая выполняется в соответствии со следующей формулой [2]

$$\hat{R}(\Delta F) = \frac{\left(\sum_{j=1}^N Z1_j * Z2_j^* \right)}{\left(\sum_{j=1}^N Z1_j * Z1_j^* \right) \cdot \left(\sum_{j=1}^N Z2_j * Z2_j^* \right)} = \quad (1)$$

$$= \sqrt{\left(\sum_{j=1}^N x1_j * x2_j^* + y1_j * y2_j^*\right)^2 + \left(\sum_{j=1}^N x2_j * y1_j^* + x1_j * y2_j^*\right)^2} \div \sqrt{\left(\sum_{j=1}^N x1_j * x1_j^* + y1_j * y1_j^*\right)^2 + \left(\sum_{j=1}^N x2_j * x2_j^* + y2_j * y2_j^*\right)^2}$$

где \hat{R} – оценка модуля межчастотного коэффициента корреляции, N – число накоплений по независимым выборкам (обзорам РЛС), $Z1_j = x1_j + iy1_j$, $Z2_j = x2_j + iy2_j$ – комплексные выборки распознаваемых эхо сигналов на входе в двух частотных каналах. Квадратурные компоненты распознаваемых флюктуирующих сигналов имеют нормальное распределение, при этом без уменьшения общности подхода, так как данный алгоритм не чувствителен изменению мощности сигналов мешающих отражений, дисперсия их равнялась 1 и среднее 0.

Решение о том, что распознаваемый объект протяженный принимается, если

$$\hat{R}(\Delta F) \leq R_{пор} \tag{2}$$

Проиллюстрируем работу известного способа на конкретном примере, прибегнув как к аналитическому расчету, так и моделированию с помощью системы MATLAB [6]. Осуществим распознавание протяженного объекта, используя две выборки наблюдений с межчастотным коэффициентом корреляции равным $R = 0$. Корреляционный порог в расчетах будем менять от 0,1 до 0,9. Число независимых накоплений (обзоров) возьмем $N = 8$ и 16.

Для нахождения вероятности правильного распознавания протяженного объекта по не превышению оценкой порога $R_{пор}$ нужно воспользоваться распределением Уишарта. В работе [5] получено распределение оценки максимального правдоподобия (ОМП) для модуля межчастотного коэффициента корреляции из распределения Уишарта

$$W(\hat{R}) = 2(N-1)(1-\hat{R}^2)^{N-2} \hat{R}(1-R^2)^N \times \sum_{k=0}^{N-1} \frac{(\hat{R}R)^{2k} \Gamma(N+K)}{(1-\hat{R}^2 R^2)^{N+k} \Gamma(N-K) \Gamma^2(k+1)}, \tag{3}$$

где $\Gamma(\cdot)$ – гамма функция.

Для протяженных объектов $R = 0$, и распределение (3) можно представить в более простом виде

$$W(\hat{R}) = 2(\hat{R})(1-\hat{R}^2)^{N-2} (N-1), \tag{4}$$

Используя (4), можно получить формулу для вероятности правильного распознавания протяженных объектов, как вероятность не превышения порога

$$P(R_{пор}) = 1 - (1 - R_{пор}^2)^{N-1}. \tag{5}$$

Для верификации данной формулы было проведено моделирование с помощью системы MATLAB [6] коррелятора ОМП с расчетом для разных значений порога $R_{пор}$ и $N = 8$ и 16 (см. рис. 1 и 2, соответственно).

Результаты моделирования хорошо совпадают с аналитическими расчетами, что позволяет и для дальнейших исследований использовать моделирование.

Графики на рис. 1 и рис. 2 соответствуют независи-

мым выборкам наблюдения т.е. приему отраженных сигналов за несколько обзоров РЛС. Однако для повышения скорости принятия решения рассмотрим другой случай, когда для формирования модуля межчастотного коэффициента корреляции обрабатываются сигналы в виде коррелированной пачки импульсов на каждой частоте в одном обзоре.

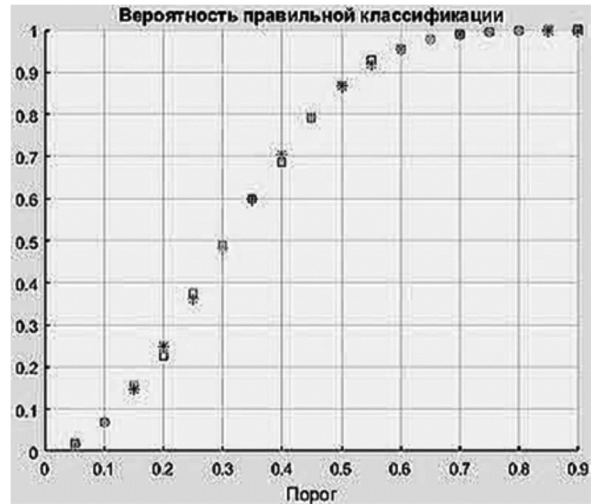


Рис. 1. Зависимость вероятности правильного распознавания протяженных объектов от порога для $N = 8$ в корреляторе с независимыми выборками наблюдений (звездочки – аналитика, квадраты – моделирование)

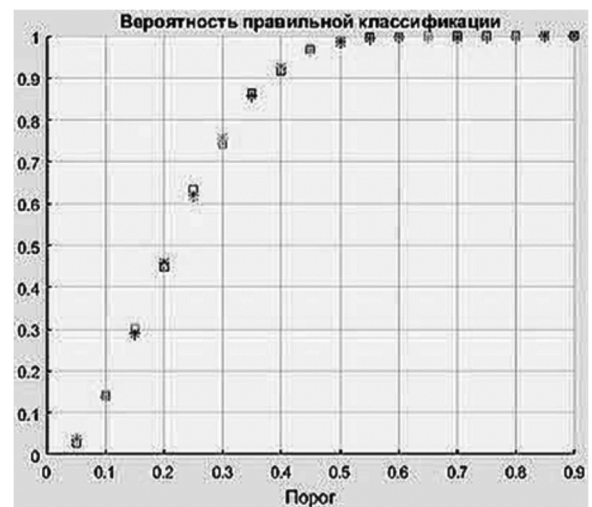


Рис. 2. Зависимость вероятности правильного распознавания протяженных объектов от порога для $N = 16$ в корреляторе с независимыми выборками наблюдений (звездочки – аналитика, квадраты – моделирование)

К сожалению, аналитически рассчитать вероятность правильного распознавания протяженного объекта в этом случае не представляется возможным и результаты были получены только моделированием в MATLAB. Для этого использовалась модель отраженных сигналов на каждой частоте в виде коррелированной пачки импульсов с нормально распределенными квадратурными составляющими. Межпериодный коэффициент корреляции задавался 0,9 для числа импульсов в пачке 8 и 16. Результаты моделирования представлены на рис. 3-4.

Результаты исследования полностью подтверждают, что коррелированность выборок наблюдения заметно

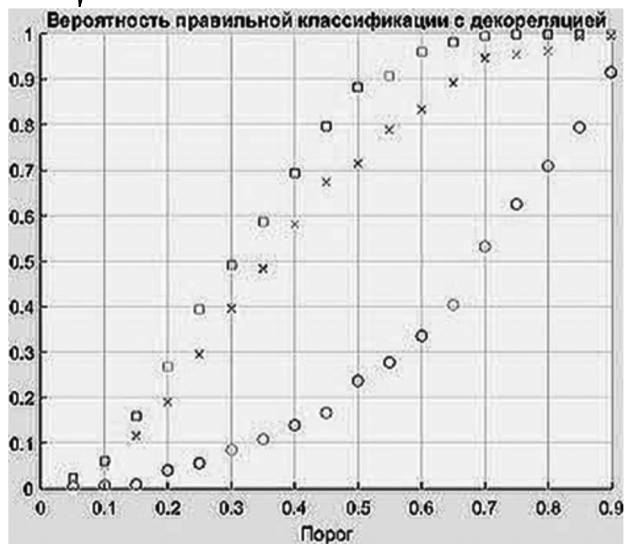


Рис. 3 Зависимость вероятности правильного распознавания протяженных объектов от порога для $N = 8$ в корреляторе для не коррелированных выборок наблюдений (квадратики), для коррелированных выборок наблюдений с межпериодным коэффициентом корреляции 0,9 (кружки) и с использованием декорреляции (крестики)

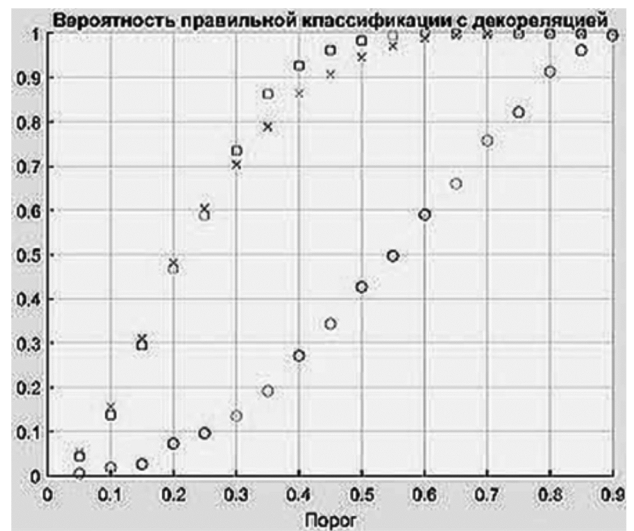


Рис. 4 Зависимость вероятности правильного распознавания протяженных объектов от порога для $N = 16$ в корреляторе для не коррелированных выборок наблюдений (квадратики), для коррелированных выборок наблюдений с межпериодным коэффициентом корреляции 0,9 (кружки) и с использованием декорреляции (крестики)

снижает эффективность распознавания. Так при 16 коррелированных выборках наблюдений, с межпериодным коэффициентом корреляции 0,9, вероятность правильного распознавания для порога 0,4 падает с 0,9 до 0,3. Повысить эффективность распознавания при работе за один обзор можно в соответствии с предлагаемым способом с помощью декорреляции выборок наблюдения на каждой несущей частоте. Такая декорреляция была выполнена с помощью авторегрессионной КИХ фильтрации по алгоритму Берга.

Результаты моделирования с декорреляцией для авторегрессии третьего порядка представлены на рис. 3-4.

Результаты исследования полностью подтверждают, что применение декорреляции выборок наблюдения при работе в одном обзоре заметно повышает эффективность распознавания, при существенном повышении быстродействия этой операции. Так уже при 16 коррелированных выборках наблюдения с межпериодным коэффициентом корреляции 0,9 в одном обзоре декорреляция позволяет получить вероятность правильного распознавания практически такую же, как при использо-

вании независимых выборок за 16 обзоров.

Литература

1. Bartenev V. Radar objects classification using inter frequency correlation coefficient. Report on the International conference RADAR 2016. China, Oct. 2016
2. Бартенев В.Г. Патент «Способ классификации и бланкирования дискретных помех» № 2710894, Опубликовано: 14.01.2020, Бюл. № 2
3. Бартенев В.Г. О некоторых особенностях формирования межчастотного корреляционного признака // Современная электроника, 2021. №3,
4. Бартенев В.Г. Квазиоптимальные адаптивные алгоритмы обнаружения сигналов // Современная электроника, 2011. № 2,
5. Бартенев В.Г. О распределении оценки модуля коэффициента корреляции // Современная электроника, 2020. № 8,
6. Потемкин В.Г. «Справочник по MATLAB» Анализ и обработка данных. <http://matlab.exponenta.ru/ml/book2/chapter8/>

УДК 621.396.96

ПОРОГОВАЯ ОБРАБОТКА ПРИ МЕЖОБЗОРНОМ ОБНАРУЖЕНИИ ОТРАЖЕННОГО РАДИОЛОКАЦИОННОГО СИГНАЛА НА ФОНЕ НЕСТАЦИОНАРНОГО НЕКОРРЕЛИРОВАННОГО ШУМА

Белокуров В.А., к.т.н., доцент кафедры РТС Рязанского государственного радиотехнического университета им. В.Ф. Уткина, e-mail: belokurov.v.a@rsreu.ru

Кошелев В.И., д.т.н., профессор, заведующий кафедрой РТС Рязанского государственного радиотехнического университета им. В.Ф. Уткина, e-mail: koshelev.v.i@rsreu.ru

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

Koshelev V.I., Belokurov V.A.

The paper considers the synthesis of the algorithm for stabilizing the level of false alarms with the multi-frame accumulation of reflected radar signals, which allows analytically calculating the detection threshold. A feature of the proposed algorithm is the use of the apparatus of characteristic functions, which makes it possible to calculate the detection threshold analytically excluding time-consuming numerical calculations of the convolution of distribution densities at each survey. At the final stage of the algorithm, linear interpolation of the dependence of the probability of a false alarm is performed. The effectiveness of the proposed algorithm is estimated by comparing the results of the analytical calculation of the detection thresholds and the thresholds obtained by the method of extremal statistics. Using simulation modeling, it is shown that the use of linear interpolation allows for a gain in the threshold signal-to-noise ratio of about 0.2 dB.

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

Ключевые слова: межобзорное обнаружение, нестационарный шум, пороговая обработка.

Введение

В настоящее время одной из актуальных задач радиолокации является обнаружение объектов с малым значением эффективной площади рассеивания, значение которой может лежать в диапазоне [1]: от $0,01 \text{ м}^2$ до $0,5 \text{ м}^2$. Это приводит к тому, что дальность обнаружения подобных объектов радиолокационными средствами уменьшается.

Одним из перспективных направлений развития современных радиолокационных систем, позволяющих увеличить дальность обнаружения, является реализация межобзорного накопления отражённых сигналов [2] в соответствии с принципом «сопровождение до обнаружения», в рамках которого обнаружение объекта выполняется на основе критерия Неймана-Пирсона. При этом пороговая обработка имеет ряд особенностей, связанных с тем, что закон распределение решающей статистики на входе порогового устройства является негауссовским [3]. Однако аналитически вычислить порог обнаружения возможно только в случае гауссовского шума [4].

Поэтому на практике применяют различные численные методы аппроксимации плотности распределения решающей статистики на входе порогового устройства [5], либо порог обнаружения вычисляют предварительно для различных значений дисперсии шума и после чего расчетные данные загружают в память [6]. При этом, описанные в литературе алгоритмы предполагают неизменной дисперсию шума от обзора к обзору. Кроме

Разработан алгоритм вычисления порога обнаружения, применимый для алгоритма межобзорного обнаружения на фоне нестационарного по дисперсии некоррелированного шума. Найдено аналитическое выражение для нормированной случайной величины на входе алгоритма межобзорного накопления. Проанализировано влияние объёма выборки, используемой для оценки дисперсии шума, на характеристики обнаружения алгоритма межобзорного накопления отражённых сигналов. Путём численного моделирования показано, что при объёме выборки M больше 64 отсчётов потери в пороговом отношении сигнал-шум не превосходят 0,1 дБ по сравнению с алгоритмом межобзорного накопления, в котором значение дисперсии шума на каждом обзоре известно точно.

того, не рассмотрен вопрос влияния выбора количества отсчётов, используемых для оценивания дисперсии шума на эффективность обнаружения.

Цель работы – разработка адаптивного алгоритма вычисления порога обнаружения при нестационарном по дисперсии шуме, что позволяет снизить потери при обнаружении сигнала в алгоритме межобзорного накопления [6].

Синтез алгоритма

В работе [7] описан синтез алгоритма «сопровождения до обнаружения». Полученное решающее правило имеет вид:

$$\mathbf{I}(\mathbf{x}_k | z_k) = z_k + \max_{\mathbf{x}_{k-1} \in T(\mathbf{x}_k)} (\mathbf{I}(\mathbf{x}_{k-1} | z_{k-1})), \quad (1)$$

где $T(\bullet)$ – область возможного перехода объекта между k -м и $(k-1)$ -м обзорами; k – текущий номер обзора, $k = 0 \dots K-1$; K – число обзоров, которое используется для обнаружения траектории объекта; z_k – входные отсчёты алгоритма межобзорного накопления на k -м обзоре. В

случае использования корреляционно-фильтровой схемы обработки отсчёты z_k представляют собой квадраты амплитудного спектра в каналах дальности и скорости и угловых координат.

Вектор состояния \mathbf{x}_k содержит параметры траектории движения объекта. Параметры траектории в данном подходе дискретизируются с учётом ширины канала по соответствующей координате вектора \mathbf{x}_k . Размерность решающего правила [3] $\mathbf{I}(\mathbf{x}_k | z_k)$ определяется размерностью вектора состояния \mathbf{x}_k .

Размерность $T(\bullet)$ определяется размерностью вектора состояния \mathbf{x}_k , которая определяется количеством измеряемых координат РЛС. Ниже рассмотрен пример применения разработанного алгоритма для трёхкоординатной РЛС. Размерность вектора состояния равна шести:

$$\mathbf{x}_k = [R \quad V \quad \alpha]^T,$$

где R – дальность до объекта; V – скорость объекта; α – азимут объекта.

Максимальный размер области $T(\bullet)$ определяется на основе априорных данных о параметрах движения обнаруживаемых объектов согласно рис. 1.

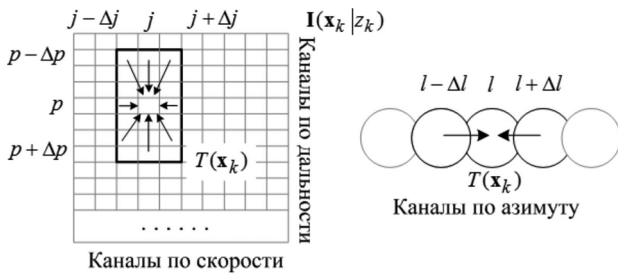


Рис. 1. Определение области возможного перехода объекта между k -м и $(k-1)$ -м обзорами

На рис. 1 введены обозначения: (p, j, l) – положение объекта на k -м обзоре, соответствующее p -му каналу дальности, j -у – по скорости, l -у – по азимуту. Максимальное изменение дальности, скорости и азимута за период обзора определяется выражениями: $\Delta p = V_{\max} T_{\text{обз}} / \delta R$, $\Delta j = a_{\max} T_{\text{обз}} / \delta V$, $\Delta l = V_{\alpha \max} T_{\text{обз}} / \delta \alpha$, где V_{\max} , a_{\max} , $V_{\alpha \max}$ – максимально возможная скорость объекта, ускорение объекта и скорость изменения азимута, соответственно; $T_{\text{обз}}$ – период обзора; δR , δV , $\delta \alpha$ – разрешающая способность по дальности, скорости и азимуту, соответственно. Стрелками на рис. 1 обозначены возможные перемещения объекта между двумя обзорами.

Обнаружение объекта происходит при превышении статистикой (1) порога обнаружения:

$$\left\{ \mathbf{I}(\mathbf{x}_k | z_k)_{p,j,l} \geq \xi_0 \right\}_{p=0, j=0, l=0}^{N_R-1, N_V-1, N_\alpha-1},$$

где N_R, N_V, N_α – число дискретных состояний вектора \mathbf{x}_k по дальности, скорости и азимуту, соответственно.

В решающем правиле (1) отсчёты z_k при обнаружении когерентной пачки импульсов со случайной амплитудой и начальной фазой могут быть описаны в каждом

p -м канале по дальности, l -м канале по азимуту и j -м канале по скорости могут быть представлены в виде [2]:

$$z_k = \left| \mathbf{y}_k^T \mathbf{s}_j^* \right|^2,$$

где \mathbf{y}_k – отражённая пачка импульсов на k -м обзоре; \mathbf{s}_j – вектор опорного сигнала в j -м канале по скорости; T – знак транспонирования; $*$ – знак комплексного сопряжения.

Структурная схема обнаружителя, реализующего вычисление решающего правила (1) показана на рис. 2.

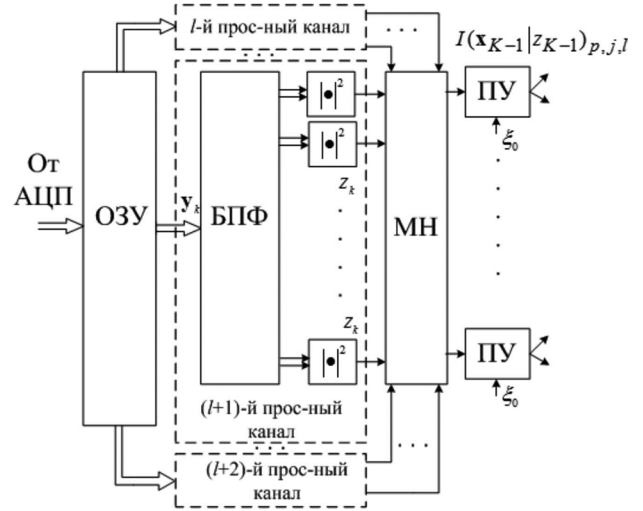


Рис. 2. Структурная схема обнаружителя, реализующего вычисление статистики (1)

На рис. 2 введены следующие обозначения: ОЗУ – оперативное запоминающее устройство; АЦП – аналого-цифровое преобразование; МН – межобзорное накопление; ПУ – пороговое устройство. В блоке МН происходит вычисление решающего правила (1). При этом предполагается [4], что дисперсия шума известна и порог обнаружения ξ_0 вычисляется с учётом размера области $T(\bullet)$ и числа обзоров K .

С учётом нормировки по дисперсии шума решающее правило (1) будет иметь вид:

$$\mathbf{I}(\mathbf{x}_k | z_k) = \frac{z_k}{\hat{\sigma}_w^2} + \max_{s_{k-1} \in T(s_k)} (\mathbf{I}(\mathbf{x}_{k-1} | z_{k-1})), \quad (2)$$

где $\hat{\sigma}_w^2$ – оценка дисперсии шума, [2], вид: $\hat{\sigma}_w^2 = \frac{1}{M} \sum_{i=0}^{M-1} z_i$.

Выражение (2) отличается от известного [4], тем, что оно предполагает межобзорное накопление нормированных по дисперсии отсчётов.

Согласно выражению (2) структурная схема межобзорного обнаружителя на фоне нестационарного шума имеет вид, показанный на рис. 3.

На рис. 3 введено обозначение: БО – блок оценки, в котором происходит вычисление оценки дисперсии шума $\hat{\sigma}_w^2$.

С целью вычисления порога обнаружения необходимо найти законы распределения слагаемых выражения (2). Найдём закон распределения первого слагаемого в выражении (2).

Известно [8], что закон распределения суммы случайных величин с экспоненциальным законом и диспер-

сией σ_w^2 описывается гамма-распределением:

$$p_z(y) = \frac{1}{\Gamma(M)\sigma_w^2} \left(\frac{y}{\sigma_w^2}\right)^{M-1} \exp\left(-\frac{y}{\sigma_w^2}\right),$$

где $\Gamma(\bullet)$ – гамма функция. С учётом нормировки суммы $\sum_{i=0}^{M-1} z_i$ на M плотность распределения оценки дисперсии $\hat{\sigma}_w^2$ будет иметь вид:

$$p_{\hat{\sigma}_w^2}(y) = M p_z(My) = \frac{1}{M\Gamma(M)\sigma_w^2} \left(\frac{My}{\sigma_w^2}\right)^{M-1} \exp\left(-\frac{My}{\sigma_w^2}\right).$$

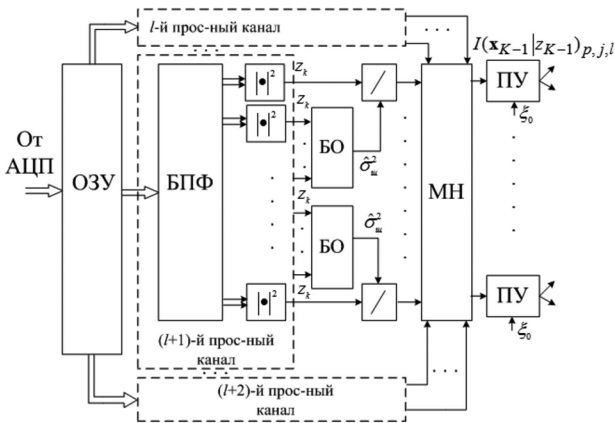


Рис. 3. Структурная схема межобзорного обнаружителя на фоне нестационарного шума

Согласно [2] плотность распределения вероятностей $p_z(x)$ статистики z_k при обнаружении когерентной пачки импульсов со случайной амплитудой и начальной фазой соответствует экспоненциальному закону распределения.

Таким образом, необходимо найти закон распределения частного двух случайных величин с известными законами распределения и которое описывается выражением [8]:

$$p_{norm}(z) = \int_0^\infty y p_z(zy) p_{\hat{\sigma}_w^2}(y) dy. \tag{3}$$

Подставим в (3) выражения для плотности распределения статистики z_k и плотности распределения $p_{\hat{\sigma}_w^2}(y)$. Тогда с учётом табличного интеграла [9]:

$$\int_0^\infty y^m \exp(-\beta y^n) dy = \frac{\Gamma(\gamma)}{n\beta^\gamma},$$

где $\gamma = (m+1) \setminus n$. Выражение для плотности распределения случайной величины z_k после ряда преобразований примет вид:

$$p_{norm}(z) = \left(1 + \frac{z}{M}\right)^{-(M+1)}.$$

Анализ выражения (4) показывает, что распределение нормированной случайной величины от дисперсии шума σ_w^2 не зависит, а зависит от объёма выборки M , используемой для оценки дисперсии шума $\hat{\sigma}_w^2$. Это приводит к тому, что распределение статистик $I(x_k | z_k)$ также не зависит от дисперсии шума.

Таким образом, для вычисления порога обнаружения алгоритма межобзорного накопления необходимо найти закон распределения решающего правила (2) для каждого (p, j, l) – го канала. При этом плотность распределения первого слагаемого определяется выражением (4), плотность распределения второго слагаемого меняется в процессе накопления.

Порог обнаружения для заданного M состоит из следующих этапов:

1) формирование выборки N_m случайных величин, распределённых в соответствии с закон распределения (4), которое зависит от числа отсчётов M ;

2) на основе данных п.1 сформировать выборку случайных величин на входе ПУ для одного из (p, j, l) – го канала $I(x_k | z_k)_{p,j,l}$;

3) используя выводы теоремы Фишера-Типпета-Гнеденко [10] найти параметры обобщенного распределения Парето, которое используется для описания «хвоста» распределения случайных величин на входе ПУ. При этом, зависимость вероятности ложной тревоги от порога обнаружения может быть описана выражением:

$$F(\xi_0) = 1 - \frac{M_{th}}{N_m} \left(1 + \frac{c(\xi_0 - u_{th})}{a}\right)^{-\frac{1}{c}},$$

где a, c – параметры обобщённого распределения Парето; M_{th} – число отсчётов на входе порогового устройства, превысивших порог u_{th} . Выбор порога u_{th} производится на основе метода «peak-over-threshold» [11] по отсчётам $I(x_k | z_k)_{p,j,l}$ на входе ПУ при гипотезе H_0 .

4) вычисление порога обнаружения:

$$\xi_0 = u_{th} + \frac{a}{c} \left(\left(F \frac{N_m}{M_{th}} \right)^{-c} - 1 \right).$$

Вычисленный порог обнаружения не зависит от дисперсии шума, вычисляется до работы РЛС и закладывается в память РЛС.

Результаты моделирования

Рассмотрим влияние числа отсчётов M на характеристики обнаружения. Результаты показаны на рис. 4.

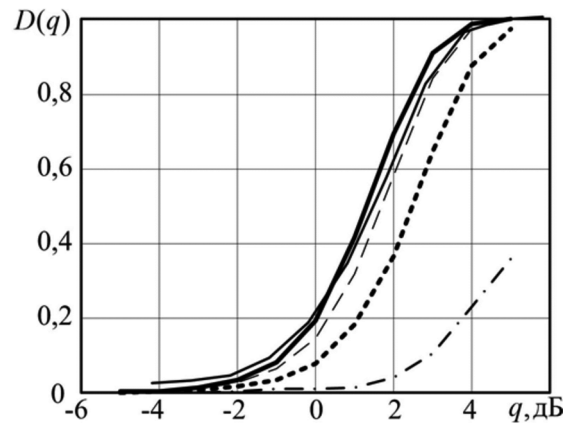


Рис. 4. Характеристики обнаружения

На рис. 4 введены следующие обозначения: штрих-пунктирная линия соответствует $M = 8$; жирная пунктир-

ная линия – $M = 16$; тонкая пунктирная линия – $M = 32$; тонкая сплошная – $M = 64$; жирная сплошная – случайю точного знания дисперсии шума на каждом из обзоров. Зависимости на рис. 4 построены при следующих условиях: обработка - корреляционно-фильтровая; число обзоров $K = 5$, вероятность ложной тревоги $F = 10^{-3}$; модель движения объекта – линейная; на этапе первичной обработки измеряются: дальность, азимут; величина области $T(\cdot)$: $q_R = 3$, $q_V = 3$, $q_\alpha = 3$. Уменьшение потерь в пороговом отношении сигнал-шум при увеличении M связано со снижением порога обнаружения.

Заключение

Таким образом, в работе решен вопрос вычисления порога обнаружения для алгоритма межобзорного накопления на фоне нестационарного по дисперсии некоррелированного шума. Найдено аналитическое выражение для нормированной случайной величины на входе блока межобзорного накопления сигнала при нормировке отсчетов к оценке дисперсии шума. Проанализировано влияние объема выборки M , на характеристики обнаружения алгоритма межобзорного накопления отраженных сигналов при изменении дисперсии от обзора к обзору. Путем численного моделирования показано, что при объеме выборки M больше 64 отсчетов потери в пороговом отношении сигнал-шум не превосходят 0,1 дБ при накоплении данных с $K = 5$ обзоров, по сравнению с алгоритмом, который требует точного знания дисперсии шума.

Литература

1. Информационные технологии в радиотехнических системах. Под ред. И.Б. Федорова. М.: Из-во МГТУ им.

Н.Э. Баумана. 2011. 848 с.

2. Blackman S., Popoli R. Design and analysis of modern tracking systems. L. Artech House: 1999. 1185 p.

3. Johnston L. A., Krishnamurthy V. Performance analysis of a dynamic programming track before detect algorithm // IEEE Transactions Aerospace Electronics System. 2002, vol. 38, pp. 228-242.

4. Tonissen S.M., Evans R.J. Performance of dynamic programming techniques for track-before-detect // IEEE Transactions Aerospace Electronics System. 1996, vol. 32, pp. 1440-1451.

5. Белокуров В.А. Стабилизация уровня ложной тревоги при обнаружении объекта на фоне негауссовского шума // Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. 2018 № 4. С. 22-27.

6. Shulin L., Xinliang C., Tao Z., Le Z. New analytical approach to detection threshold of a dynamic programming track-before-detect algorithm // Radar, sonar and navigation. 2013, no. 8, pp.773-779.

7. Barniv Y. Dynamic programming solution for detecting dim moving target // IEEE Transactions Aerospace Electronics System. 1985, no. 1, pp. 144-156.

8. Горяинов В.Т., Журавлёв А.Г., Тихонов В.И. Статистическая радиотехника: Примеры и задачи. Учебное пособие для вузов / Под ред. В.И. Тихонова. М.: Сов. радио. 1980. 544 с.

9. Gradshteyn I.S., Ryzhik I.M. Table of integrals, series, and products. L. Elsevier: 2007. P. 1221.

10. Gumbel E.J. Statistics of Extremes. New York. 2004.

11. Крянев А. В., Лукин Г. В., Удумян Д. К. Метрический анализ и обработка данных. М.: Физматлит, 2012. 308 с.

Уважаемые коллеги!

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

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

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

Планируемые сроки издания отдельных номеров журнала:

– № 2 июль 2022 г. Тематический выпуск по материалам 24-й Международной научно-технической конференции «Цифровая обработка сигналов и ее применение-DSPA».

– № 3 сентябрь 2022 г. Тематический выпуск: «Цифровая обработка изображений».

– № 4 декабрь 2022 г. Тематический выпуск: «ЦОС в радиотехнике и системах телекоммуникаций».

– № 1 март 2023 г. Тематический выпуск: «ЦОС в инфокоммуникационных системах».

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 621.372.542

МНОГОСКОРОСТНАЯ ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ В СИСТЕМАХ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ

Витязев В.В., д.т.н., профессор, заведующий кафедрой телекоммуникаций и основ радиотехники Рязанского государственного радиотехнического университета им. В.Ф. Уткина, e-mail: vityazev.v.v@rsreu.ru
Никишкин П.Б., научный сотрудник Рязанского государственного радиотехнического университета им. В.Ф. Уткина

MULTIRATE SIGNAL PROCESSING IN SYSTEMS DATA TRANSMISSION

Vityazev V.V., Nikishkin P.B.

Several options for constructing signal analysis/synthesis systems with the formation of a group signal on several subcarriers and their investigation under the influence of various interfering factors are considered. One system is presented based on the use of a filter bank, the other on the basis of a combined approach, combining filter banks and OFDM technology. The use of a combined approach allows efficient use of spectral and computing resources. Based on the simulation of a system with many carriers, the effect of the Doppler effect on the OFDM signal of various durations using QAM-64 modulation is investigated. It is shown that for the DVB-T digital television standard, the sub-band OFDM (SUB-OFDM, RB-F-OFDM) method largely compensates for the effect of the Doppler effect caused by the movement of the mobile receiving system.

Key words: filter banks, OFDM, F-OFDM, RB-F-OFDM, data transmission, broadband, combine approach, spectral efficiency, adaptation, noise reduction, AWGN.

Ключевые слова: многоскоростная обработка, банки фильтров, анализ/синтез сигналов, гребенчатый фильтр, OFDM, F-OFDM, RB-F-OFDM, SUB-OFDM, широкополосная передача данных, комбинированный способ, спектральная эффективность, адаптация, борьба с помехами, эффект Доплера, AWGN.

Введение

Многоскоростная обработка сигналов (МОС) предполагает, что в процессе преобразования цифровых сигналов возможно изменение частоты дискретизации в сторону уменьшения или увеличения и, как следствие, требуемой скорости обработки. Это приводит к более эффективной обработке сигналов, так как открывается возможность значительного уменьшения требуемой вычислительной производительности проектируемой цифровой системы.

В области МОС достигнуты громадные успехи. Многоскоростная фильтрация и особенности ее применения стали предметом исследований многочисленных научных работ по цифровой обработке сигналов (ЦОС). Появились десятки монографий и учебных пособий, так или иначе связанных с научными и практическими достижениями в этой области [1-8]. Совершенно уникальные возможности дает использование многоскоростной обработки в системах адаптивной и нелинейной фильтрации, сжатия, анализа и восстановления речи, звука и изображений.

В [9] дан обзор работ в области многоскоростной адаптивной обработки сигналов применительно, прежде всего, к радиотехническим и инфокоммуникационным системам. В обзорной работе [10], посвященной 80-летию журнала «Электросвязь», рассматривались вопросы теории и применения МОС в системах телекомму-

Рассматриваются методы построения систем анализа/синтеза сигналов с формированием группового сигнала на нескольких поднесущих и их исследование при воздействии различных мешающих факторов. Одна система строится на основе банка полосовых фильтров, другая на основе комбинированного подхода, сочетающего банки фильтров и технологию OFDM. Использование комбинированного подхода позволяет эффективно использовать спектральные и вычислительные ресурсы. На основе моделирования системы со многими несущими исследовано влияние эффекта Доплера на OFDM-сигнал различной длительности, при использовании QAM-64 модуляции. Показано, что для стандарта цифрового телевидения DVB-T метод субполосного OFDM (SUB-OFDM, RB-F-OFDM) в значительной степени компенсирует влияние эффекта Доплера, обусловленного движением мобильной принимающей системы.

никаций с позиции вклада, который внесли в эту область исследований работы автора, его коллег и учеников, опубликованные в период с 1979 года до 2013 года на страницах журнала «Электросвязь» и «Цифровая обработка сигналов». В настоящей работе вниманию читателей предлагается обзор работ в области применения МОС для построения широкополосных систем передачи данных на основе банков цифровых полосовых фильтров и технологии OFDM, опубликованных за последние десять лет.

Цифровая частотная селекция сигналов: подсистемы анализа-синтеза

Исторически первый цикл работ, направленных на построение цифровых подсистем анализа-синтеза сигналов применительно к системам телекоммуникаций, был связан с разработкой преобразователей вида уплотнения каналов – трансмультиплекторов [11]. Необходимость существования двух способов уплотнения телефонных каналов: частотного (ЧУК) и временного (ВУК) была обусловлена широким распространением в технике связи

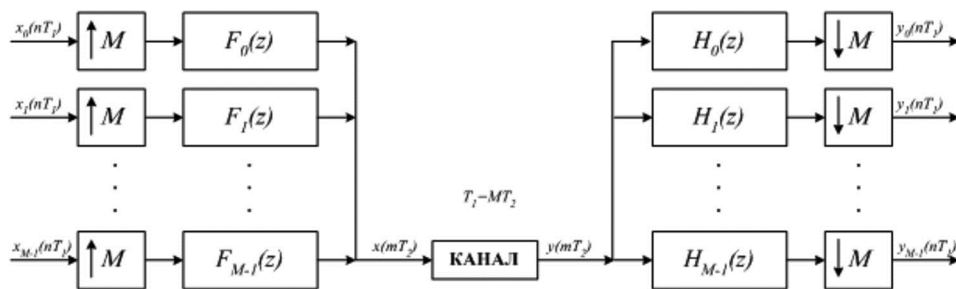


Рис. 1. Цифровой трансмультиплексор

аналогового оборудования, ориентированного на ЧУК, с одной стороны, и тенденцией всё более расширяющегося использования цифрового оборудования на основе ВУК, с другой стороны. Таким образом, возникла проблема преобразования частотного уплотнения каналов во временное и обратно. Эта задача эффективно решается применением трансмультиплексоров (рис. 1).

Преобразование вида уплотнения каналов осуществляется с помощью набора полосовых фильтров с повышением и понижением частоты дискретизации. Например, при преобразовании ВУК-ЧУК на передающей стороне входные сигналы $x_i(nT_1)$, $i = \overline{0, M-1}$ после повышения частоты дискретизации в M раз трансформируются полосовыми фильтрами-модуляторами в свою область частот и с помощью смесителя получают окончательное объединение канальных полосовых сигналов в общий групповой сигнал с ЧУК. Для обратного преобразования на приемной стороне входной сигнал $y(mT_2)$ набором полосовых фильтров-демодуляторов разбивается на M канальных сигналов $y_i(nT)$, $i = \overline{0, M-1}$, с одновременным понижением частоты дискретизации в M раз каждой составляющей группового сигнала с ВУК.

Последующее развитие теории многоскоростной обработки сигналов способствовало быстрому прогрессу в разработке новых эффективных в вычислительном отношении методов анализа/синтеза с применением многоступенчатых пирамидальных структур, полифазной формы реализации и алгоритма БПФ [3-7]. Новым этапом разработки и применения методов и алгоритмов анализа/синтеза сигналов стали широкополосные системы связи со многими несущими, как альтернатива классического OFDM [12-14].

Вместе с тем, как отмечено в работах [13, 15], в некоторых областях, таких как когнитивное радио, системы беспроводной передачи с многопользовательским доступом на линии «мобильный абонент – базовая станция», технология OFDM трудно реализуема из-за проблемы синхронизации. В этих и других приложениях применение технологии FBMC (банков фильтров со многими несущими) дает лучшее решение с позиции спектральной и энергетической эффективности. Поскольку переход от классического OFDM к технологии FBMC приводит к значительному увеличению вычислительных затрат, все внимание исследователей и разработчиков было связано с поиском новых более эффективных в вычислительном отношении методов и алгоритмов FBMC – построению банков цифровых полосовых фильтров [15].

Однако известные технологии и методы, как правило,

ориентируются на одноступенчатую реализацию банка фильтров с понижением и повышением частоты дискретизации и алгоритм прямого и обратного БПФ. Кроме того, предполагается, что на этапе синтеза (генерации передаваемого сигнала) все канальные частотно-разнесенные сигналы формируются на соответствующих поднесущих частотах с предварительным «очищением» от шума (в том числе шума АЦП) и поступают на вход системы на предельно низкой частоте дискретизации (для многоканальных систем с ЧРК) или формируются из высокоскоростного потока путем прореживания отсчетов сигнала с коэффициентом децимации, пропорциональным числу частотных каналов (для систем со многими несущими).

В работе [16] рассматривалась задача построения многоступенчатой пирамидальной структуры системы с формированием группового сигнала с ЧРК. Предполагается, что каждый канальный сигнал, исходящий от некоторого датчика информации, в процессе формирования группового сигнала должен одновременно «очищаться» от шума. Поэтому частота дискретизации всех канальных сигналов, фактически разделенных в пространстве, совпадает с высокой частотой дискретизации формируемого группового сигнала с ЧРК.

Прямой способ решения поставленной задачи, очевидно, должен предполагать, что каждый цифровой полосовой фильтр работает независимо от других каналов, обеспечивая предварительное «очищение» сигнала от шума с понижением частоты дискретизации пропорционально числу частотных каналов и последующее формирование группового сигнала с ЧРК известным классическим методом. Это потребует значительных дополнительных затрат, пропорционально числу пространственных каналов предварительной обработки.

Синтез группового сигнала с ЧРК на основе пирамидальной структуры банка цифровых гребенчатых фильтров

Идея метода заключается в поэтапном формировании группового сигнала с ЧРК с одновременным очищением каждого канального сигнала от шума с помощью набора цифровых гребенчатых фильтров (ЦГФ), коэффициент децимации импульсной характеристики которых кратен степени двойки [4, 17].

На рис. 2 а представлена, как пример, пирамидальная структура синтезатора группового сигнала с ЧРК на $M = 8$ пространственных (частотных) каналов с использованием трех ступеней преобразования.

На первой ступени преобразования для разделения частотных каналов, отстоящих друг о друга в общем груп-

повом сигнале на $\Delta\omega_0 = 2\pi f_0 T_{кв} = \pi$ (в приведенных частотах), и одновременной селекции высокочастотной составляющей шума, используются $M = 8$ цифровых сглаживающих фильтров минимального порядка N_0 (для класса КИХ-цепей). Выходы сглаживающих фильтров попарно суммируются с учетом предварительной трансформации одного из каналов в область высоких частот (путем умножения выходного сигнала на $e^{j\pi m}$).

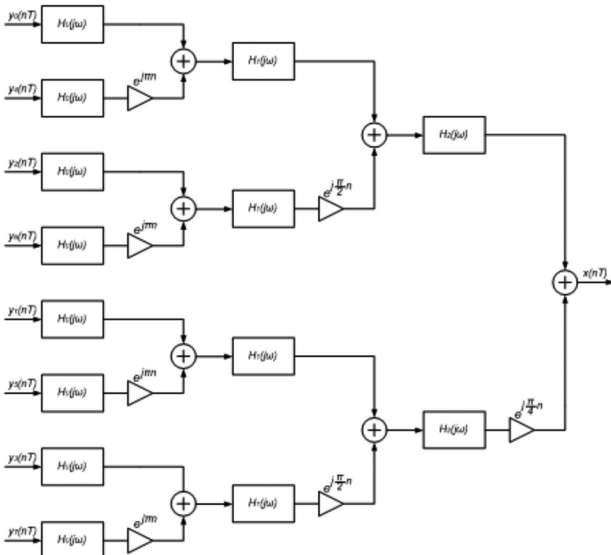


Рис. 2 а. Пирамидальная структура 8-канального синтезатора группового сигнала с ЧРК

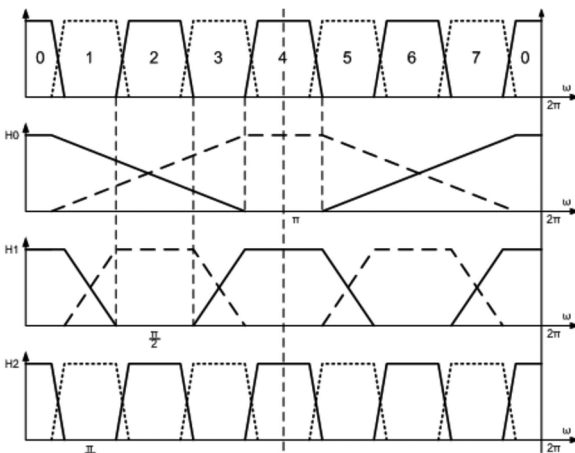


Рис. 2 б. Частотные характеристики набора ЦГФ и способ формирования группового сигнала с ЧРК

На второй ступени преобразования ЦГФ, с передаточной функцией $H_1(z)$ и коэффициентом децимации импульсной характеристики $v_1 = 2$, отделяют частотные каналы с номерами 0,4 от каналов с номерами 2, 6, а также с номерами 1, 5 от каналов с номерами 3, 7; с одновременной трансформацией спектра частот на $\Delta\omega_1 = \pi/2$ (путем умножения выходного сигнала на $e^{j\frac{\pi}{2}n}$). На третьей ступени производится окончательное формирование выходного группового сигнала $x(n)$ с использованием ЦГФ с передаточной функцией $H_2(z)$ и коэффициентом децимации импульсной характеристики $v_2 = 4$, отделяющих друг от друга частотные каналы с

четными и нечетными номерами, обеспечивая заданную высокую прямоугльность АЧХ всех частотных каналов одновременно (рис. 2 б).

Для объединения четных и нечетных частотных каналов сигнал на выходе ЦГФ, выделяющего нечетные каналы, предварительно умножается на трансформирующий

$$\text{множитель } e^{j\frac{\pi}{4}n}.$$

Оценка вычислительной эффективности многоступенчатой пирамидальной структуры синтезатора группового сигнала с ЧРК

Оценим эффективность пирамидальной формы построения M -канальной системы фильтров с позиции требуемых вычислительных затрат в единицу времени $R_T(N, M)$. Вычислительные затраты на реализацию всей системы фильтров определяются затратами на квадратурную «модуляцию» (трансформацию спектра сигналов) и затратами на построение $2(M-1)$ полуполосных ЦГФ. Оценку вычислительных затрат на квадратурную «модуляцию» запишем в виде

$$R_{TM}(M) = 2M \left(1 + \frac{1}{2} + \frac{1}{4} + \dots + \frac{2}{M} \right) f_{кв} \approx 4Mf_{кв}.$$

Если учесть, что трансформирующие функции первой и второй ступени преобразования рассматриваемой

структуры $e^{j\pi m}$ и $e^{j\frac{\pi}{2}n}$ представляют собой последовательности чисел $\{(-1)^n\}$ и соответственно $\{1 + j0; 0 + j1; -1 + j0; 0 - j1\}$, то фактические затраты на «модуляцию» составят $R_{TM} = Mf_{кв}$.

При заданных значениях порядков N_i и коэффициентов прореживания v_i , $i = \overline{0, m-1}$, импульсной характеристики фильтров i -й ступени преобразования оценки вычислительных затрат (с учетом затрат на «модуляцию») и емкости памяти данных на реализацию M -канальной системы (M равно степени двойки) по пирамидальной структуре представим в виде

$$\begin{cases} R_T = \left(M + \sum_{i=0}^{m-1} 2^{m-i} \frac{N_i}{v_i} \right) f_{кв}; \\ S = 2 \sum_{i=0}^{m-1} 2^{m-i} N_i, \end{cases} \quad (1)$$

где $m = \log_2 M$.

Пусть $(\alpha, \beta, \varepsilon_{1don}, \varepsilon_{2don})$ — совокупность числовых параметров, определяющих требуемые свойства частотной избирательности канальных фильтров. Выражение для оценки порядка N_i полуполосного ЦГФ i -й ступени преобразования с учетом методики, представленной в работе [4], запишем в виде

$$N_i = \alpha_i \beta L \left(\frac{\varepsilon_1}{m}, \varepsilon_2 \right) = \frac{v_i \beta}{\beta - 2v_i} L \left(\frac{\varepsilon_1}{m}, \varepsilon_2 \right), \quad (2)$$

где α – прямоуглости АЧХ фильтра, β – показательности узкополосности фильтра, $L(x)$ –логарифмический показатель частотной избирательности (множитель $1/m$ отражает зависимость неравномерности АЧХ канального

фильтра от числа ступеней преобразования m). Коэффициенты прореживания импульсной характеристики ЦГФ принимают значения: $v_i = 2^i$, $i = 0, m-1$.

Подставив (2) в выражение (1), с учетом равенств $v_{m-1} = M/2$, $\beta = [(2\alpha + 1)/\alpha]M$, получим

$$\begin{cases} R_r(\alpha, M) = \{M + 2(2\alpha + 1) \times \\ \times \sum_{i=0}^{m-1} 2^{m-i} \frac{1}{(2\alpha + 1) - 2^{-(m-i-1)}\alpha} L\left(\frac{\varepsilon_1}{m}, \varepsilon_2\right)\} f_{кв}; \\ S(\alpha, M) = 2(2\alpha + 1)M \times \\ \times \sum_{i=0}^{m-1} \frac{1}{(2\alpha + 1) - 2^{-(m-i-1)}\alpha} L\left(\frac{\varepsilon_1}{m}, \varepsilon_2\right), \end{cases} \quad (3)$$

где $m = \log_2 M$, $L\left(\frac{\varepsilon_1}{m}, \varepsilon_2\right) = -\frac{2}{3} \lg \frac{10\varepsilon_1\varepsilon_2}{m}$.

Выражения (3) позволяют оценить затраты на реализацию M -канальной пирамидальной структуры фильтров для заданных значений параметров M , α , $\varepsilon_{1дон}$, $\varepsilon_{2дон}$ и $f_{кв}$.

Для рассмотренного контрольного примера указанные параметры принимали следующие значения: $M = 64$; $\alpha = 10$; $\varepsilon_{1дон} = 10^{-2}$; $\varepsilon_{2дон} = 10^{-3}$; $f_{кв} = 10^4$ Гц.

Число ступеней преобразования 64-канальной системы при построении последней по пирамидальной структуре $m = \log_2 64 = 6$; общее число полуполосных ЦГФ равно 124, а суммарные затраты на их реализацию составят $R_r = 9,13 \times 10^6$ умн./с, $vS = 8574$ ячейки. Как показало сравнение с одноступенчатой структурой, применение пирамидальной 6-ти ступенчатой структуры позволяет многократно (в рассмотренном примере в 8 раз) уменьшить требуемую скорость обработки при незначительном увеличении емкости памяти данных.

Анализ вычислительной эффективности предложенной структуры построения синтезатора группового сигнала с ЧРК показал, что возможно многократное (в десятки раз) уменьшение общих вычислительных затрат с увеличением числа частотных каналов.

Субполосная OFDM в системах широкополосной передачи данных со многими несущими

Новым этапом на пути развития теории и применения банков ЦГФ стали широкополосные системы передачи данных со многими несущими, как альтернатива в ряде приложений технологии OFDM [12, 14].

Известны [13] неоспоримые преимущества OFDM в системах высокоскоростной беспроводной передачи данных:

- значительное увеличение длительности символов (по отношению к методам модуляции с одной несущей), позволяющее вести эффективную борьбу с межсимвольной интерференцией (МСИ);
- простая генерация передаваемого сигнала с использованием обратного БПФ и не менее простое разделение принимаемого сигнала с применением прямого БПФ;

- высокая спектральная эффективность, как результат адаптивной модуляции на поднесущих;
- существенное упрощение реализации адаптивного эквалайзера;
- эффективное сочетание технологий OFDM и MIMO.

Вместе с тем, как отмечено в работе [13], в некоторых областях, таких как когнитивное радио, системы беспроводной передачи с многопользовательским доступом на линии «мобильный абонент – базовая станция», технология OFDM трудно реализуема из-за проблемы синхронизации.

Повышенный интерес к использованию банков фильтров для систем передачи данных со многими несущими FBMC (Filter Bank Multicarrier) был связан с поиском путей компенсации потерь спектральной эффективности и обеспечения работоспособности системы передачи данных со многими несущими в условиях частотно-временного рассеивания в многолучевых каналах связи, подверженных замираниям, доплеровскому смещению и расширению частот. Борьба с межсимвольной (МСИ) и межканальной интерференцией (МКИ) в условиях частотно-временного рассеивания – основная проблема на пути дальнейшего повышения эффективности широкополосной передачи данных со многими несущими.

Известен целый ряд подходов к решению этой проблемы как в рамках технологии OFDM, так и с применением банков фильтров, технологии FBMC [15]. В системах связи, использующих OFDM, для борьбы с МСИ применяют циклический префикс (защитный интервал), что приводит к потере спектральной эффективности. Но главная проблема технологии OFDM – это МКИ, обусловленная частотным рассеиванием, высокая чувствительность к доплеровским смещениям и расширениям, неминуемо приводящим к потере ортогональности частотных каналов и, как следствие, срывам синхронизации [13, 15]. Введение защитных интервалов в виде «нулевых» поднесущих и спектральных окон не решает проблему в достаточной степени и приводит к потере спектральной эффективности.

Таким образом, проблема повышения спектральной эффективности и работоспособности систем широкополосной передачи данных в многолучевых дисперсионных каналах связи с использованием технологии OFDM и банков фильтров по-прежнему остается актуальной. В работе [18] предпринималась попытка объединения двух технологий в рамках двухступенчатой и, в более общем случае, многоступенчатой реализации. Предполагается, что весь диапазон рабочих частот широкополосного канала связи предварительно разбивается на отдельные поддиапазоны и внутри каждого поддиапазона частот формируется OFDM сигнал с последующим объединением всех частотных составляющих в общий групповой OFDM с ЧРК. Проводится моделирование и исследование эффективности данного подхода к построению системы широкополосной передачи данных со многими несущими с позиции спектральной эффективности, работоспособности в условиях частотных замираний и доплеровских искажений, а также вычислительных затрат.

Способ субполосной широкополосной передачи данных со многими несущими

В работе [18] авторами был предложен комбинированный подход, предполагающий разбиение всего диапазона рабочих частот широкополосного группового сигнала на M поддиапазонов и реализацию внутри каждого поддиапазона более коротких OFDM сигналов ($OFDM_i$, $i = \overline{1, M}$). На рис. 3 представлена структурная схема синтезатора группового широкополосного OFDM сигнала.

Высокоскоростной поток данных $x(nT_1)$ распределяется адаптивным коммутатором каналов на M частотных поддиапазонов с понижением частоты дискретизации (скорости потоков) в M раз. В каждом частотном поддиапазоне формируется i -й OFDM сигнал, $i = \overline{1, M}$, по классической структуре с применением L -точечного ОБПФ.

Далее частота дискретизации каждого $OFDM_i$ повышается экспандером частоты дискретизации в M раз, низкочастотный фильтр с функцией передачи (частотной характеристикой) $H_0(\omega)$ интерполирует промежуточные данные, а множитель на комплексную функцию $ce^{j\omega_0 i m}$, $i = \overline{1, M}$, «транслирует» сигнал $OFDM_i$ в окрестность центральной частоты ω_{0i} (как по классической схеме трансмультиплексора). Адаптивный синтезатор группового OFDM формирует широкополосный групповой OFDM

сигнал, суммируя выходы всех задействованных частотных каналов.

На приемной стороне (рис. 4) реализуется дуальный процесс – преобразование принятого группового сигнала OFDM с ЧРК в M временных последовательностей с понижением частоты дискретизации в M раз на выходе каждого частотного канала. Эквалайзер, работающий на пониженной в M раз частоте дискретизации, выравнивает ту часть частотной характеристики канала связи, которая соответствует i -у поддиапазону частот. Анализатор OFDM по схеме, дуальной синтезатору OFDM, формирует последовательность выходных данных по каждому частотному каналу. Адаптивный коммутатор каналов формирует общий высокоскоростной поток $x^*(nT_1)$, совпадающий с передаваемым потоком $cx(nT_1)$ в пределах заданной точности.

Идея построения адаптивной субполосной системы заключается в том, что по результатам предварительного тестирования канала связи и определения зон затухания и подавления, можно управлять скоростью передачи данных, уменьшая или увеличивая ее в зависимости от числа пораженных частотных каналов. Предполагается, что в процесс формирования группового широкополосного OFDM сигнала включаются только те частотные каналы, которые обеспечат устойчивую приемопередачу i -го OFDM сигнала. Необходимо также отметить, что в рамках данной структуры проще обеспечить ортогональность более коротких OFDM сигналов, а

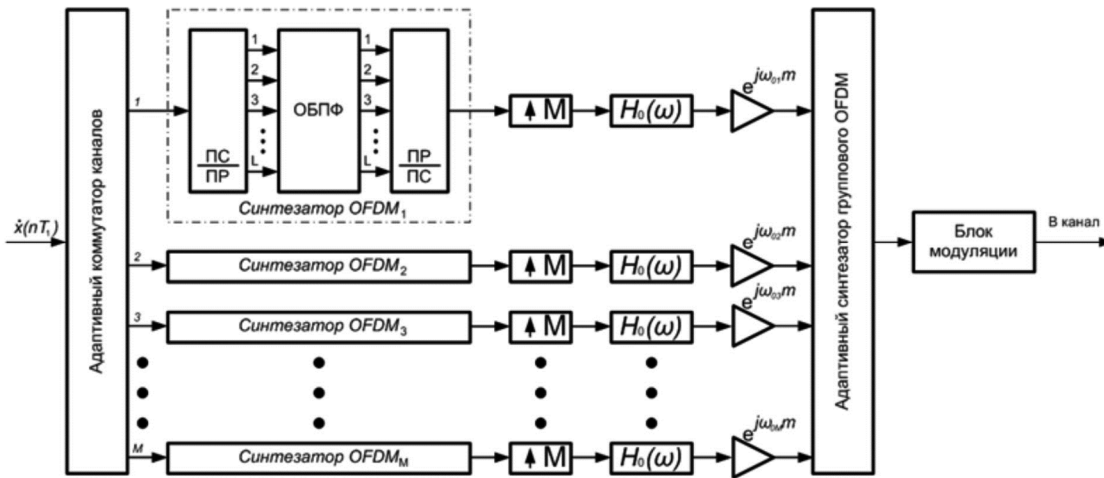


Рис. 3. Структурная схема синтезатора группового широкополосного OFDM сигнала

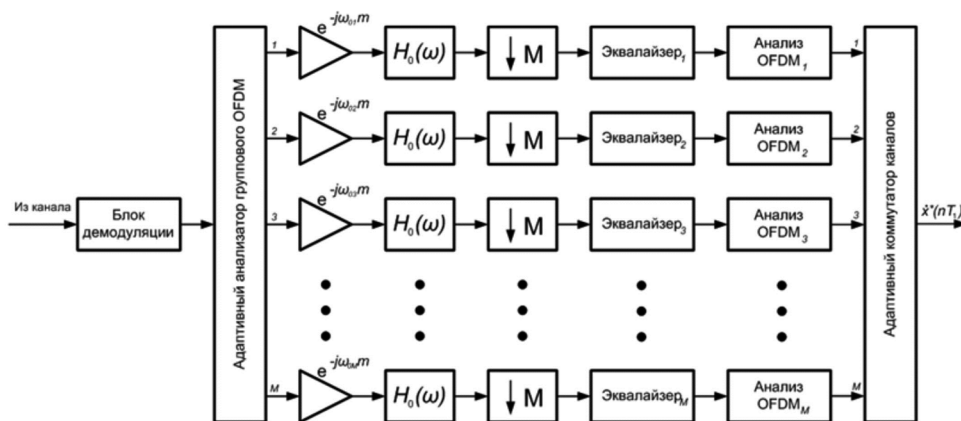
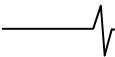


Рис. 4. Структурная схема анализатора группового широкополосного OFDM сигнала



адаптивный эквалайзер, имеющий существенно меньший порядок и работающий на пониженной частоте дискретизации, более эффективно решает задачу выравнивания частотных характеристик в каждом отдельном поддиапазоне частот.

Синтез оптимальной структуры системы широкополосной передачи данных со многими несущими по критерию минимума вычислительных затрат при заданном значении спектральной эффективности прежде всего ставит вопрос о минимизации затрат на реализацию банка цифровых фильтров. При увеличении требований к спектральной эффективности растет число частотных каналов, позволяя более точно локализовать зоны глубоких замираний и подавления сосредоточенными по спектру помехами. С увеличением числа частотных каналов вычислительные затраты могут расти по квадратичной зависимости, так как пропорционально числу каналов растет порядок КИХ-фильтров, используемых для интерполяции и децимации в структуре синтезатора и анализатора группового широкополосного OFDM сигнала. В этой связи целесообразно проведение сравнительного анализа вычислительной эффективности трех основных подходов к построению банка полосовых фильтров [4]: пирамидальной многоступенчатой структуры, полифазной формы с применением ДПФ, прямой параллельной формы на основе алгоритма быстрой свертки, применительно к системе широкополосной передачи со многими несущими. Нельзя не учитывать и влияние собственных шумов децимации, обусловленных «элайзингом» («заворачиванием» боковых лепестков спектра выходного сигнала в область частот OFDM сигнала) [19]. Поэтому альтернативный подход к построению банка фильтров может базироваться на применении цифровых гребенчатых фильтров [4]. В работе [16] предложен метод построения системы сбора и передачи данных с ЧРК на основе пирамидальной структуры цифровых гребенчатых фильтров, отличающийся высокой вычислительной эффективностью и отсутствием шума децимации.

Отмечено, что в ряде приложений применение технологии FBMC (банков фильтров со многими несущими) и реализация системы широкополосной передачи данных со многими несущими на ее основе дает лучшее решение с позиции спектральной и энергетической эффективности.

История появления сигналов OFDM с применением фильтрации

Широкополосная передача данных в последнее время пользуется большим спросом в беспроводных стандартах связи. Одним из таких стандартов является LTE (4G), который в настоящее время основан на схеме модуляции с несколькими несущими, т.е. на OFDM-сигналах. Однако в технологии OFDM существует ряд недостатков, которые не позволяют выполнить требования, предъявляемые к будущему стандарту беспроводной сети 5G [26]. Спектр OFDM-сигнала вызывает сильное внеполосное излучение, ограничивающее его использование в сильно фрагментированном спектре с большим количеством пользователей. Он также очень чувствителен к смещениям по времени и частоте, требуя строгой синхронизации, чтобы избежать помех между

пользователями. Циклический сдвиг вместе с сигнальными сообщениями, необходимый для синхронизации, создает большие накладные расходы, снижая спектральную эффективность.

Для беспроводного стандарта связи 5G необходимо учитывать новые виды модуляции. Новые схемы передачи данных должны сохранять преимущества OFDM, при этом устраняя его недостатки. Поэтому они должны быть спектрально-эффективными, устойчивыми к временным и частотным смещениям, а также демонстрировать меньшие вычислительные и накладные расходы. SUB-OFDM (RB-F-OFDM) формирует каждый поддиапазон с помощью классического передатчика OFDM небольшого размера и создает групповой широкополосный сигнал, сдвигая по частоте отфильтрованный сигнал OFDM нижних частот каждого поддиапазона [27]. SUB-OFDM (RB-F-OFDM) является одной из наиболее перспективных технологий из-за его сходства с классическими системами OFDM. Стоит отметить, что технология SUB-OFDM (RB-F-OFDM) устраняет ранее описанные недостатки систем на основе OFDM, а также является обратно совместимой с ними. Таким образом, приемником SUB-OFDM (RB-F-OFDM) сигналов можно принимать OFDM сигналы. В последующих пунктах будут рассмотрены исследования, связанные с системами на основе OFDM и SUB-OFDM (RB-F-OFDM).

Исследование эффектов Доплера на OFDM и SUB-OFDM сигналы

В работе [18] впервые представлены структурные схемы построения системы передачи данных с применением OFDM и синтезатора/анализатора группового широкополосного сигнала на основе банка цифровых фильтров (субполосного OFDM).

Целью последующих исследований стало моделирование влияния эффекта Доплера на системы модуляции OFDM и SUB-OFDM на примере стандарта цифрового телевидения DVB-T. Для проведения исследований частоту «элементарного» частотного значения принимали равную $F_d = 64/7 \cdot 10^6$ (в соответствии со стандартом DVB-T) и тип модуляции QAM-64 [20]. Принятый стандарт использует длительности OFDM-сигнала, равные 2048 и 8192. Ниже представлены результаты моделирования доплеровского сдвига на сигнале длительностью 2048 и уходом частоты на 200 Гц.

Как видно из рис. 5, смещение частоты несущей, вызванное эффектом Доплера, приводит к повороту сигнально-кодированного созвездия передаваемого сигнала. В результате этого явления ошибки демодуляции сигнала увеличиваются, что приводит к потере информации.

Для исследования влияния эффекта Доплера на OFDM сигнал были использованы сигналы различной длительности, как показано на рис. 6. Оценка эффективности работы OFDM в зависимости от эффекта Доплера производилась как побитное сравнение исходного и принятого сообщения. Из рис. 6 можно сделать вывод, чем больше длина сигнала, тем больше влияние эффекта Доплера.

Для исследования влияния эффекта Доплера на SUB-OFDM сигнал был принят сигнал длительности 2048, по схеме, показанной на рис. 3.

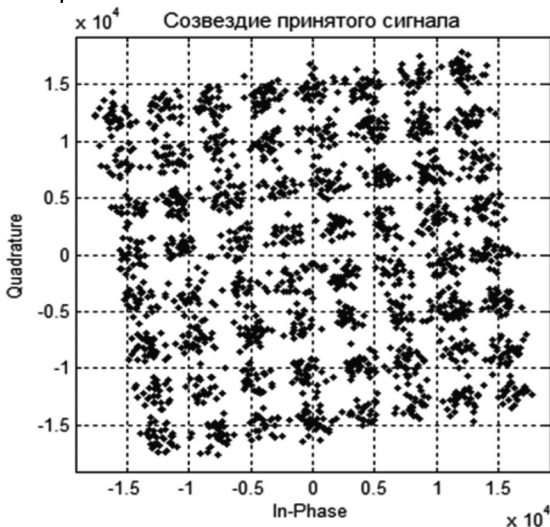


Рис. 5. Сигнально-кодовое созвездие принятого сигнала при наличии доплеровского сдвига в 200 Гц

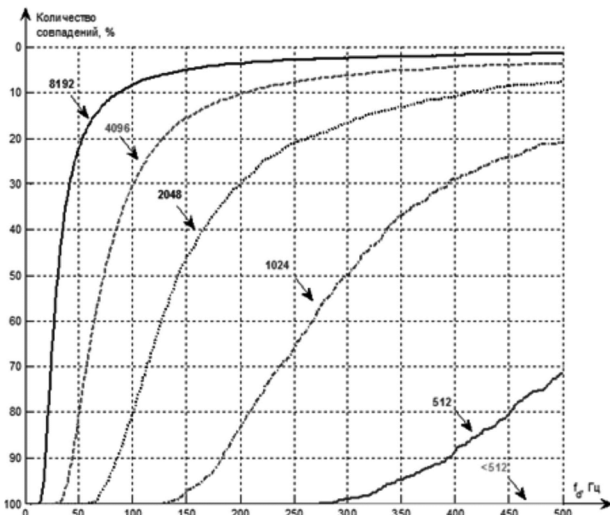


Рис. 6. Количество ошибок демодуляции OFDM сигнала различной длительности при наличии доплеровского смещения частоты

В рассматриваемой схеме происходит разбиение всего диапазона рабочих частот широкополосного группового сигнала на $M = 4$ поддиапазона и реализация внутри каждого поддиапазона более коротких OFDM сигналов.

Поток данных распределяется коммутатором каналов на 4 частотных поддиапазона с понижением частоты дискретизации. В каждом частотном диапазоне формируется OFDM сигнал по классической структуре. Далее частота дискретизации каждого OFDM повышается экспандером частоты дискретизации в M раз. В результате создания субполосного OFDM формируется широкополосный групповой OFDM сигнал, суммируя выходы всех задействованных частотных каналов.

Из рис. 7 можно сделать вывод, что при использовании банка ЦПФ предварительной обработки из 4 частотных каналов и коэффициента прореживания $M = 4$, возможно получить уменьшение влияния эффекта Доплера.

В данной работе было проведено исследование влияния доплеровского смещения частот относительно разной длительности OFDM-сигнала. Как показало моделирование, при длине OFDM меньше или равной 256, эф-

фект Доплера оказывает слабое влияние на сигнал, но передавать сообщения такими маленькими пакетами не эффективно по частоте. При использовании метода, предложенного в [18] возможно уменьшение влияния эффекта Доплера.

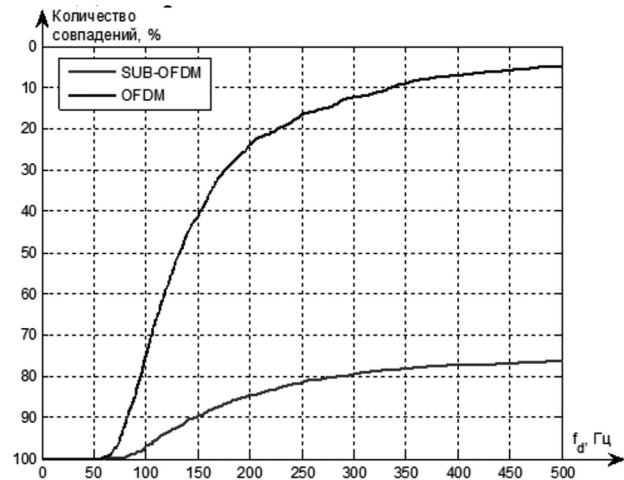


Рис. 7. Количество ошибок демодуляции OFDM и SUB-OFDM сигналов при наличии доплеровского смещения частоты

Дальнейшие исследования были направлены на оценку общей эффективности SUB-OFDM модуляции по отношению к прямой OFDM в зависимости от длительности сигнала и величины доплеровского смещения при оптимальном выборе числа частотных каналов предварительной обработки.

Исследование эффективности технологий OFDM и SUB-OFDM при различных мешающих воздействиях в канале связи

В реальных условиях работы систем радиосвязи возникают искажения передаваемого сигнала, связанные с переотражением радиоволн и многолучевым распространением, что приводит к появлению нескольких копий исходного сигнала. Одним из простых способов борьбы с данными искажениями является увеличение длительности передаваемого сигнала. Однако это приводит к возникновению ограничений по повышению максимальной скорости передачи данных. Одним из перспективных способов решения данной проблемы является использование сигналов с несколькими несущими, например, системы OFDM.

В работе [18] были представлены структурные схемы построения системы передачи данных с применением OFDM и синтезатора/анализатора группового широкополосного сигнала на основе банка цифровых фильтров. На основе данных схем ставилась задача моделирования различных эффектов, возникающих в канале связи. За основу модели OFDM-сигнала, как и ранее, принимался стандарт DVB-T и тип модуляции QAM-64 [20].

Как показали исследования, проведенные в [21] доплеровское расширение спектра проявляется следующим образом. Если расширение спектра полезного сигнала происходит равномерно, то в сигнально-кодовом созвездии будет наблюдаться случай, показанный на рис. 8 б. Если расширение происходит неравномерно, т.е. со смещением в левую или правую сторону, то вид сигнально-

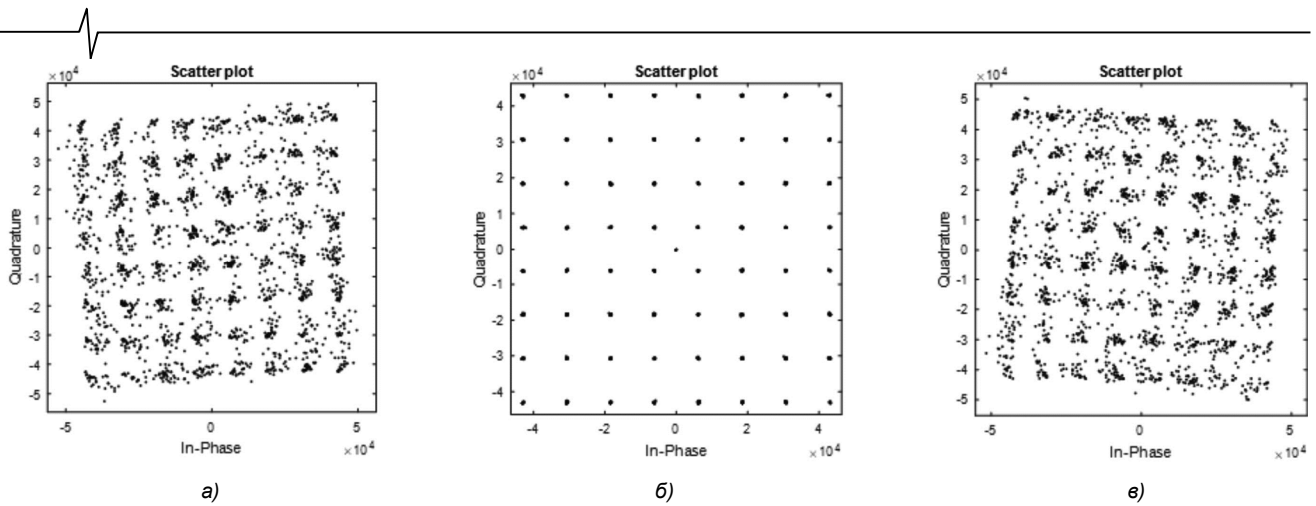


Рис. 8. Влияние Доплеровского расширения спектра на OFDM-сигнал

кодового созвездия будет принимать вид, представленный на рис. 8 а, в).

Как видно из рис. 5 и 8, смещение или расширение частоты несущей, вызванные различными эффектами Доплера, приводит к повороту сигнально-кодового созвездия передаваемого сигнала. В результате этого явления ошибки демодуляции сигнала увеличиваются, что приводит к потере информации.

Следующим шагом было произведено исследование поведения OFDM-системы в канале с аддитивным белым гауссовским шумом (AGWN). Результат работы при различных видах фазовой модуляции показан на рис. 9.

Дальнейшие исследования были направлены на получение результатов для SUB-OFDM системы.

В статьях [21, 22, 23] рассмотрены возникающие проблемы при наличии эффекта Доплера, приводящего к расширению спектра, и нелинейностям в канале связи. Математическое описание влияния эффекта Доплера можно представить как

$$f_d = f_0 \frac{v}{c} \cos \theta,$$

где, f_0 – частота передаваемого сигнала, v – скорость относительно приемника, θ – угол между направлением на приемник и вектором скорости в системе.

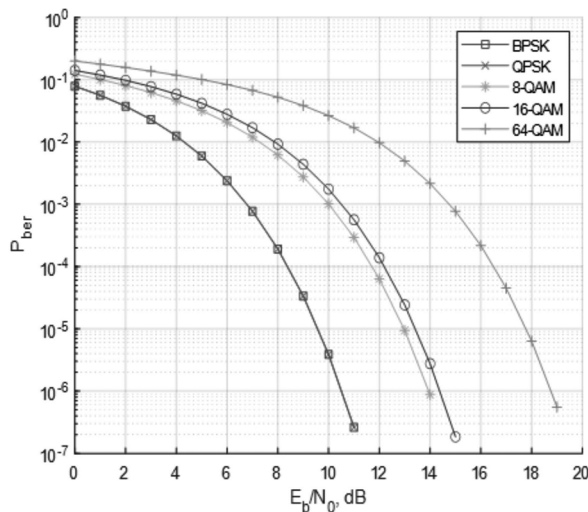


Рис. 9. Зависимости вероятности битовой ошибки OFDM-системы при различных видах модуляции

В [22] было показано, как эффект Доплера влияет на OFDM-сигнал различной длительности. Исходя из этого,

был сделан вывод, что чем больше длина передаваемого сигнала, тем больше величина искажений на приемной стороне. Например, при длине OFDM-сигнала 8192 символов значительные искажения появляются при уходе частоты в 100 Гц относительно истинного значения. А при длине OFDM-сигнала, равной 1024, значительные искажения получается только при 500 Гц. Соответственно, чем меньше размер OFDM-сигнала, тем меньше он подвергнут искажениям.

Предположим, что мы работаем по стандарту DVB-T в режиме 8K, тогда разнос между крайними несущими в символе OFDM будет 7,6 МГц [20]. Несущую частоту выберем равной 594 МГц. На основе этих данных, рассчитаем разнос по частоте между крайними несущими (эффект Доплера показан на рис. 10):

$$f_{d1} = 594 \cdot 10^6 \text{ Гц} \frac{28 \text{ м/с}}{3 \cdot 10^8 \text{ м/с}} = 55,44 \text{ Гц.}$$

$$f_{d2} = (594 + 7,6) \cdot 10^6 \text{ Гц} \frac{28 \text{ м/с}}{3 \cdot 10^8 \text{ м/с}} = 56,15 \text{ Гц.}$$

Из рассчитанных значений можно сделать вывод, что при скорости движения около 100 км/ч эффект Доплера сводится к сдвигу несущей частоты на величину значительно меньшую, чем расстояние между соседними несущими символа OFDM, и в OFDM-символе не будет существенных искажений информации. Моделирование, проведенное в [21], подтверждает данное утверждение.

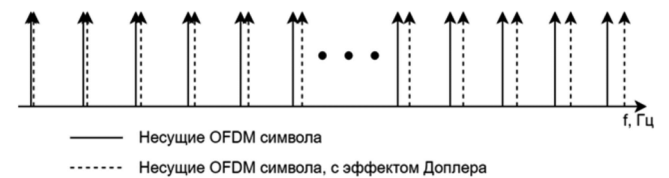


Рис. 10. Влияние эффекта Доплера на несущие OFDM сигнала

Стоит отметить, что как система связи с OFDM, так и с SUB-OFDM примерно одинаково работают в условиях AWGN и эффекте Доплера. В этих случаях нет необходимости использовать систему с SUB-OFDM из-за сложности реализации банка цифровых фильтров.

Однако, система связи с OFDM также подвержена таким искажениям и рассогласованиям, как расстройка частоты; расстройка временной синхронизации; фазовый шум несущей; разбалансировка квадратурных составляющих; проблемы, вызванные многолучевостью и пик-фактором [24].

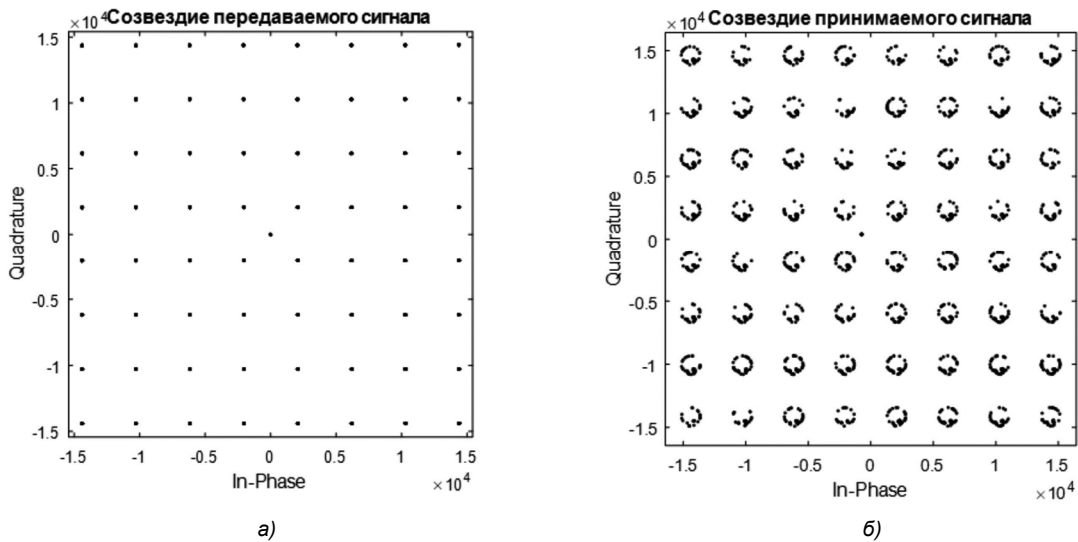


Рис. 11. Влияние рассогласования частоты на OFDM сигнал

В результате анализа рассогласования частоты тактовых генераторов на приеме (рис. 11, б) и передаче (рис. 11, а) можно заметить, что рассогласование частоты расширяет сигнально-кодированное созвездие принимаемого сигнала.

Для детального анализа, как влияет рассогласование частоты генераторов, было проведено исследование этого эффекта на различных модуляциях. Результат исследований представлен на рис. 12.

На данный момент нестабильность кварцевых резонаторов составляет от 10^{-5} до 10^{-8} . Поэтому, если система связи работает на несущей частоте 594 МГц, рассогласование частот может быть от 6 Гц до 5,9 кГц. Как показано на рис. 12, рассогласование частот генераторов проявляется только при больших уходах частоты. Вид используемой модуляции влияет на качество восстанавливаемого сигнала. Чем выше уровень фазовой манипуляции, тем рассогласование частоты проявляется более наглядно.

Стандарт DVB-T [20] предполагает работу с такими видами модуляции, как QPSK, QAM-16, QAM-64. В данной системе соседние поднесущие OFDM-символа могут быть разнесены на 4,464 кГц или 1,116 кГц. Соответственно, используется длина OFDM-символа, равная 2048 (2K) или 8192 (8K). Рис. 12 показывает зависимость вероятности битовой ошибки относительно частоты рассогласования тактовых генераторов. Произведено сравнение систем OFDM и SUB-OFDM при длине символа равной 2048 и модуляциях QAM-16 и QAM-64 (см. рис. 12). Вид модуляции QPSK не представлен на рисунке, т.к. до 1 кГц (длина 2048) не наблюдается существенных искажений.

Исследование OFDM, F-OFDM и SUB-OFDM при работе в канале связи с аддитивным белым гауссовским шумом

Высокое значение пик-фактора в сигналах на основе OFDM приводит к сложной структуре приемного устройства, так как требуется наличие выходных усилителей мощности с большим динамическим диапазоном. В настоящее время для борьбы с пик-фактором используются

следующие технологии: предсказания сигнала, кодирования и скремблирования. Доплеровский сдвиг оказывает существенное влияние на OFDM сигналы с использованием узкополосных поднесущих (меньше 15 кГц).

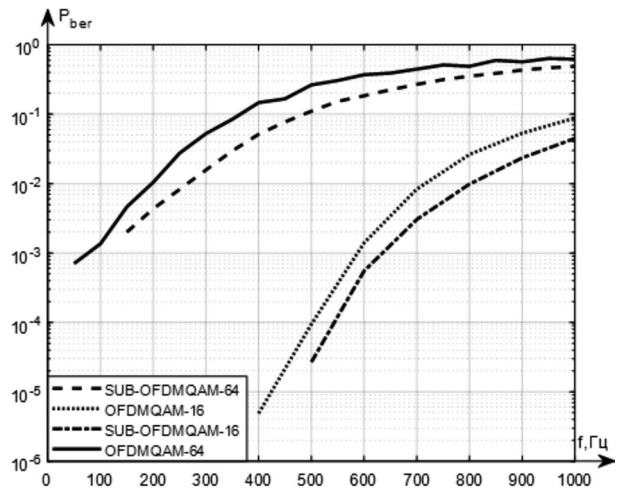


Рис. 12. Зависимость влияния рассогласования тактовых генераторов по частоте при различных видах модуляции

Как было показано в статье [25], доплеровский сдвиг практически не оказывает какого-либо влияния на сигналы с широкополосными поднесущими. Так для системы, работающей по стандарту DVB-T в режиме 8K, доплеровский уход на краях сигнала составляет десятки герц, при скорости движения объекта около 100 км/ч. В тоже время нарушение синхронизации (по частоте или времени) приводит к неправильному приему данных и появлению битовых ошибок в принимаемом сигнале.

Одним из перспективных способов решения данных проблем является использование сигналов на основе F-OFDM и SUB-OFDM. Предполагается, что при использовании таких систем уменьшаются требования к защитным интервалам и синхронизации. Важной особенностью является то, что с помощью приемников сигналов F-OFDM и SUB-OFDM также можно принимать OFDM сигналы. На рис. 13 показаны спектральные плотности мощности для сигналов на основе OFDM и F-OFDM на пере-

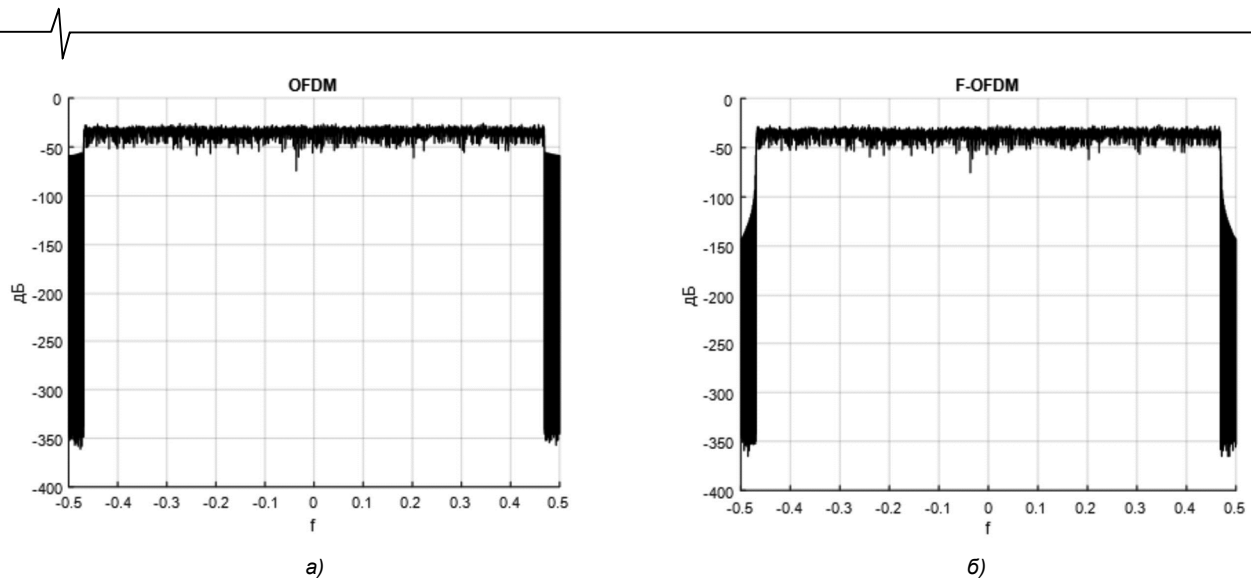


Рис. 13. Спектральные плотности мощности для OFDM-сигнала (а) и для F-OFDM-сигнала (б)

дающей стороне (размерность OFDM символа равна 2048). Как можно заметить из рис. 13 б, уровень боковых лепестков у сигнала на основе F-OFDM значительно меньше (за счет использования фильтрации), чем у OFDM (рис. 13, а).

Стоит отметить, что как система связи с OFDM, F-OFDM так и с SUB-OFDM, примерно одинаково работают в каналах с аддитивным белым гауссовским шумом (AWGN) и в каналах с эффектом Доплера при низких отношениях сигнал/шум (ОСШ). Т.е. при постоянной работе системы при наличии низких ОСШ нет необходимости использовать системы с F-OFDM и SUB-OFDM из-за сложности реализации цифровых фильтров. Однако, при высоких значениях ОСШ разница может достигать примерно 1 дБ (см. рис. 14).

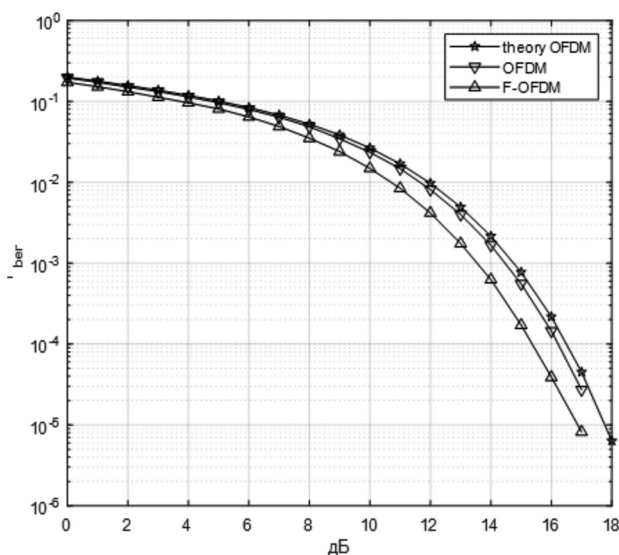


Рис. 14. Зависимости вероятности битовой ошибки от отношения сигнал/шум

При моделировании систем на основе OFDM и F-OFDM можно заметить, что у F-OFDM-символов наблюдается увеличение значения пиковой мощности к средней примерно на 1,5 дБ. Данный эффект наблюдается из-за вносимых фильтром искажений. Таким образом, борьба с пик-фактором остается также актуальной и для систем на основе F-OFDM и SUB-OFDM технологий.

Детальный анализ влияния рассогласования частоты генераторов для различных типов модуляции был проведен в [25]. Было отмечено, что рассогласование частоты генератора одинаково влияет, как на системы OFDM, так и на системы F-OFDM и SUB-OFDM.

Заключение

В настоящей статье вниманию читателей предложен обзор работ авторов в области применения МОС для построения широкополосных систем передачи данных на основе банков цифровых полосовых фильтров и технологии OFDM, опубликованных за последние десять лет. Показано, что использование субполосной OFDM (SUB-OFDM) и F-OFDM, сочетающих полезные свойства систем ортогональной модуляции и банков полосовых фильтров, позволяет повысить спектральную эффективность широкополосных систем передачи данных.

Особое внимание было направлено на исследование систем передачи данных на основе F-OFDM и SUB-OFDM при работе с такими искажениями и рассогласованиями, как: расстройка частоты, расстройка временной синхронизации, фазовый шум несущей, разбалансировка квадратурных составляющих, проблемы, вызванные многолучевостью и пик-фактором.

Литература

1. Витязев В.В. Цифровая обработка сигналов: ретроспектива и современное состояние // Электросвязь. 1997. № 6.
2. Зубарев Ю.Б., Витязев В.В., Дворкович В.П. Цифровая обработка сигналов – информатика реального времени // Цифровая обработка сигналов. 1999. № 1. С. 5-17.
3. Crochiere R.E., Rabiner L. Multirate Digital Signal Processing. Prentice Hall. Englewood Cliffs. NJ, 1983.
4. Витязев В.В. Цифровая частотная селекция сигналов. М.: Радио и связь, 1993. 240 с.
5. Vaidyanathan P.P. Multirate Systems and Filter Banks. Prentice Hall. Englewood Cliffs. NJ, 1993.
6. Mitra S.K. Digital Signal Processing: a computer-based approach. McGraw-Hill. Comp. Inc., 1998.
7. Айфичер Э.С., Джервис Б.У. Цифровая обработка

сигналов: практический курс: Пер. с англ. М.: Изд. дом «Вильямс», 2004. 992 с.

8. The Digital Signal Processing Handbook / Ed. Vijay K. Madisetti, Douglas B. Williams by CRC Press LLC, 1998.

9. Витязев В.В. Многоскоростная адаптивная обработка сигналов // Радиотехника. 2012. № 3. С. 17-29.

10. Витязев В.В., Никишкин П.Б. Многоскоростная обработка сигналов в системах телекоммуникаций // Электросвязь. 2013. № 11. С. 49-56.

11. Шойерманн Х., Геклер Х. Систематизированный обзор цифровых методов преобразования вида уплотнения каналов // ТИИЭР. 1981. Т. 69. № 11. С. 52-84.

12. Farhang-Boroujenu B. Signal Processing Techniques for Software Radios// Lulu publishing house, 2010.

13. Behrouz Farhang-Boroujenu. OFDM Versus Filter Bank Multicarrier // IEEE Signal Processing Magazine, 2011, Vol. 28, № 3, P. 92-112.

14. Lin L. and Farhang-Boroujenu B. Cosine modulated multitone modulation for very high-speed digital subscriber lines // EURASIP J. Appl. Signal Processing, -2006, Article ID 19329.

15. Витязев В.В., Овинников А.А. Методы анализа/синтеза сигналов в системах беспроводной связи со многими несущими // Электросвязь. 2013. № 9. С. 28-32.

16. Витязев В.В., Никишкин П.Б. Метод анализа/синтеза сигналов в системе передачи данных с частотным уплотнением каналов // Электросвязь, 2014. № 12. С. 4-9.

17. Витязев В.В., Витязев С.В., Зайцев А.А. Многоскоростная обработка сигналов: ретроспектива и современное состояние, часть 2 // Цифровая обработка сигналов. 2008. № 3. С. 2-9.

18. Витязев В.В. Никишкин П.Б. Банки фильтров и OFDM в системах широкополосной передачи данных. // Цифровая обработка сигналов. 2015 № 4, С. 30-34.

19. Витязев В.В., Горюшкин Р.С. Анализ шумов квантования многоскоростных структур узкополосных КИХ-

фильтров // Цифровая обработка сигналов. 2015. № 4. С. 35-39.

20. Гельгор А.Л., Попов Е.А. Система цифрового телевизионного вещания стандарта DVB-T: Учеб. пособие. СПб.: Изд-во Политехн. ун-та, 2010. 207 с.

21. Витязев В.В., Никишкин П.Б. Исследование эффектов Доплера на OFDM и SUB-OFDM сигналы // 1-я Всероссийская конференция «Современные технологии обработки сигналов», Москва, Россия, доклады конференции, 2018.

22. Витязев В.В., Никишкин П.Б. Сравнение эффективности технологий OFDM и SUB-OFDM при различных мешающих воздействиях в канале связи. // 21-я Международная конференция «Цифровая обработка сигналов и ее применение – DSPA-2019», Москва, Россия, доклады. 2019. Книга 1. С. 6-10

23. Майков Д.Ю., Вершинин А.С. Влияние эффектов Доплера на OFDM сигнал. Молодой ученый. 2014. № 21. С. 175-179. URL <https://moluch.ru/archive/80/14271/>.

24. Бакулин М.Г., Крейнделин В.Б., Шлома А.М., Шумов А.П. Технология OFDM: Учебное пособие для вузов / М.: Горячая линия – Телеком, 2017. 352 с. ISBN 978-5-9912-0549-8.

25. Витязев В.В., Никишкин П.Б. Исследование технологий OFDM и SUB-OFDM при различных мешающих воздействиях в канале связи. // 22-я Международная конференция «Цифровая обработка сигналов и ее применение – DSPA-2020», Москва, Россия, доклады. 2020.

26. JG Andrews, S Buzzi, W Choi, SV Hanly, A Lozano, ACK Soong, JC Zhang, What will 5G be? IEEE J. Sel. Areas Commun. 32(6), 1065-1082 (2014). DOI:10.1109/JSAC.2014.2328098

27. J Li, E Bala, R Yang, Resource Block Filtered-OFDM for Future Spectrally Agile and Power Efficient Systems. Phys. Commun. 11, 36-55 (2014). DOI:10.1016/j.phycom.2013.10.003.

НОВЫЕ КНИГИ

Косичкина Т.П., Сперанский В.С.

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



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

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

ОЦЕНКА ЭФФЕКТИВНОСТИ ПРОЦЕССОРА 1967ВН028 АО «ПКК «МИЛАНДР» ПРИ ОБРАБОТКЕ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СИГНАЛОВ МОДУЛЕМ МОС

Дворянков Д.А., аспирант Рязанского государственного радиотехнического университета им. В.Ф. Уткина, e-mail: dvoryankov.d.a@mail.ru

Витязев С.В., к.т.н., доцент кафедры ТОР Рязанского государственного радиотехнического университета им. В.Ф. Уткина, e-mail: vityazev.s.v@tor.rsreu.ru

Рыбаков Ю.А., начальник КБ АО «Рязанский государственный приборный завод»

Андреев Н.А., к.т.н., начальник отдела АО «Рязанский государственный приборный завод»

Витязев В.В., д.т.н., заведующий кафедрой ТОР Рязанского государственного радиотехнического университета им. В.Ф. Уткина, e-mail: vityazev.v.v@rsreu.ru

EVALUATION OF THE EFFICIENCY OF THE 1967VN028 PROCESSOR OF JSC «ICC MILANDR» IN THE PROCESSING OF RADAR SIGNALS BY THE MOS MODULE

Dvoryankov D.A., Vityazev S.V., Rybakov U.A., Andreev N.A., Vityazev V.V.

This work is devoted to the implementation of one of the typical algorithms of radar signal processing— optimal linear frequency modulated pulse reception – on the 1967VN028 processor manufactured by JSC "ICC "Milander" and the digital signal processing module manufactured by JSC "State Ryazan Instrument Plant". The description of the algorithm, processor and module is given. The functions implementing the algorithm are optimized. The data on the implementation time of all processing stages are given. The results obtained are compared with known solutions. The purpose of the work is to demonstrate the efficiency of processors and modules of domestic production for solving typical radar tasks.

Key word: Digital signal processor; radar signal processing; signal processing implementation; 1967VN028.

Ключевые слова: Цифровой сигнальный процессор, обработка радиолокационных сигналов, реализация сигнальной обработки, процессор 1967ВН028.

Введение

Эволюция процессоров и модулей цифровой обработки сигналов, направленная на увеличение вычислительной производительности, миниатюризацию и повышение экономичности, идет быстрыми темпами. Разработчики электронной аппаратуры вынуждены следить за развитием вычислительной элементной базы, чтобы создавать продукты, отвечающие современному уровню. В последние годы особо остро встал вопрос разработки электронной аппаратуры для ответственных задач на базе отечественной элементной базы.

Российские производители в настоящее время предлагают достаточно широкий выбор процессоров, различных по своим архитектурным основам, особенностям применения, своей истории и конечно характеристикам. Одним из отечественных производителей, снискавших заслуженное доверие разработчиков, является АО «ПКК «Миландр» (г. Зеленоград). Для применения в задачах цифровой обработки радиолокационных сигналов эта организация выпускает линейку процессоров 1967ВНxxx, базирующуюся на архитектуре сигнального процессора, близкого к архитектуре TigerSHARC фирмы Analog Devices, которая появилась на рынке в начале 2000-х годов и нашла широкую популярность у отечественных разработчиков.

Появление процессоров 1967ВНxxx вызывает есте-

Данная работа посвящена реализации одного из типовых алгоритмов цифровой обработки радиолокационных сигналов – оптимального приема импульса с линейной частотной модуляцией – на процессоре 1967ВН028 производства АО «ПКК «Миландр» и модуле цифровой обработки сигналов производства АО «Государственный рязанский приборный завод». Приводится описание алгоритма, процессора и модуля. Функции, реализующие алгоритм, оптимизируются. Приводятся данные о времени реализации всех этапов обработки. Полученные результаты сравниваются с известными решениями. Целью работы является демонстрация эффективности процессоров и модулей отечественного производства для решения типовых радиолокационных задач.

ственные вопросы об их эффективности и целесообразности применения в сопровождаемых и перспективных радиолокационных комплексах. С целью получения ответа на поставленные вопросы АО «Государственный рязанский приборный завод» (г. Рязань) провело разработку модулей цифровой обработки сигналов (МОС), представляющих собой многопроцессорные системы, базирующиеся на четырех процессорах 1967ВН028. Было принято решение провести тестирование МОС на типовых радиолокационных алгоритмах, что позволило бы проанализировать возможность замены используемых процессорных элементов новыми в текущих и новых разработках.

В качестве таких алгоритмов были выбраны методики, описанные в [1-3], и реализующие оптимальный прием в типовых радиолокационных станциях. Работы хорошо подходят для открытого анализа эффективности предлагаемых решений и сравнения вычислительных средств между собой.

Далее в статье рассматриваются следующие вопросы.

Описывается выбор контрольной задачи, и алгоритм обработки формализуется; описывается архитектура процессора 1967ВН028 и средства работы с ним; приводится структурная схема МОС и предлагается механизм распараллеливания обработки в многопроцессорной системе; проводится разработка и оптимизация программного обеспечения; приводятся оценки времени выполнения каждого этапа алгоритма и решения задачи в целом; проводится анализ эффективности МОС и сравнение с известными решениями.

Следует отметить, что за основу взяты работы 20-летней давности; также и прототипом рассматриваемого процессора является технология начала 2000-й годов, в связи с чем читатель может сказать, что статья не несет актуальной информации. Заметим на это, что теоретические основы построения радиолокационных комплексов, а также реализующих их аппаратных модулей, несмотря на желание дополнить их новыми более современными функциональными возможностями, в основе своей строятся на прежних принципах. Считаем, что выбранные тесты, доступные в открытой печати, остаются актуальными и в достаточной мере иллюстрируют особенности той или иной аппаратной платформы. В будущем надеемся увидеть большее число работ, использующих аналогичные тесты при анализе эффективности других вычислительных средств. В частности, АО «ПКК «Миландр» разрабатывает систему на кристалле той же платформы 1967ВНxxx, но ориентированную на более современные технологии, работающую на тактовых частотах до 1 ГГц и включающую несколько вычислительных ядер [4].

Выбор контрольной задачи

Оценку эффективности процессора обработки сигналов и модуля на его основе целесообразно проводить на примере решения некоторой контрольной задачи. Такая задача должна быть типовой для рассматриваемого класса систем; должна включать процедуры, общие для широкого набора схожих задач; описание задачи должно быть изложено в открытой печати; желательно наличие результатов решения контрольной задачи альтернативными средствами.

В связи с выше сказанным, в качестве контрольной задачи мы выберем типовой алгоритм обработки радиолокационных сигналов, строящийся на основе цифровой оптимальной фильтрации с последующим обнаружением и измерением координат целей, описанный в работах [1-3]. Указанные работы взяты за основу как одни из немногих хороших примеров реализации типовых алгоритмов обработки, представленных в открытой печати. Несмотря на то, что работы датированы началом 2000-х годов, они остаются актуальными по настоящее время. Результаты, полученные в работах, целесообразно широко использовать для сопоставления эффективности различных вычислительных средств в задачах цифровой обработки радиолокационных сигналов.

В работах [1-3] рассматривается обработка трех общераспространенных типов сигналов: сигнала с линейной частотной модуляцией (ЛЧМ); сигнала с фазовой кодовой манипуляцией (ФКМ) и квазинепрерывного (КН)

сигнала. В данной работе мы ограничимся реализацией обработки ЛЧМ-сигнала с параметрами, представленными в табл. 1. Обоснование выбора параметров и более полное описание постановки задачи с позиции радиолокации могут быть найдены в [1-3]. Задачей данной работы является сопоставление вычислительных платформ.

Таблица 1. Параметры сигнала и алгоритма обработки

Наименование параметра	Единица измерения	Значение параметра
Тип сигнала	-	ЛЧМ-импульс
Период зондирования	мс	1
Длительность импульса	мкс	50
Полоса сигнала	МГц	2
Однозначный диапазон обрабатываемых дальностей	км	100
Время наблюдения	мкс	630
Частота поступления входных комплексных отсчетов	МГц	10
Алгоритм обработки	-	Секционированная свёртка
Длина секции	-	1024
Число секций	-	12
Размерность БПФ	-	1024
Число каналов по дальности	-	6300
Число каналов по скорости	-	1
Полное число каналов	-	6300

Алгоритм цифровой обработки радиолокационного сигнала

В типичной радиолокационной задаче требуется сформировать набор оптимальных фильтров, перекрывающих заданный диапазон задержек и доплеровских частот отраженных сигналов [2]. Матрица выходных значений фильтров формирует выходную информацию – матрицу дальность-скорость. Блок-схема алгоритма обработки приведена на рис. 1.

На обработку поступают комплексные числа с частотой дискретизации F_d , сформированные на этапе преобразования сигнала в цифровую форму:

$$\dot{x}_{\text{ex}}(n) = \dot{x}_{\text{ex}}(0), \dot{x}_{\text{ex}}(1), \dots, \dot{x}_{\text{ex}}(N_H - 1), \quad (1)$$

где $N_H = T_H/F_d$ – время наблюдения входного сигнала, выраженное в числе дискретных отсчетов (T_H – то же время выраженное в секундах). Сигнал $\dot{x}_{\text{ex}}(n)$ является комплексным. Выборки сигнала $\dot{x}_{\text{ex}}(n)$ представлены в формате с фиксированной запятой 14-разрядными кодами.

Время наблюдения N_H зависит от режима работы РЛС и в общем случае может быть достаточно большим. В частности, при выбранных параметрах алгоритма, указанных в табл. 1, $N_H = 6300$ комплексных отсчетов сигнала. С целью экономии пространства внутренней памяти процессора, а также для обеспечения возможности параллельной обработки данного сигнала несколькими процессорами входной сигнал разбивается на секции. Длина секции выбрана равной 1024 комплексных отсчета. Разбиение на секции производится в соответствии с выражением:

$$\dot{x}_{\text{ср}}^l(i) = \dot{x}_{\text{ср}}(l \cdot (L - N_u + 1) + i), \quad (2)$$

где $l = 0, 1, \dots, N_c - 1$ – это номер секции; L – длина секции; N_u – длительность ЛЧМ-импульса (то есть длительность импульсной характеристики согласованного фильтра), выраженная в числе дискретных отсчетов; $N_c = \lceil N_u / (L - N_u + 1) \rceil$ – количество секций; $\lceil x \rceil$ означает взятие наименьшего целого числа, большего x . Таким образом, секционирование производится с перекрытием, чтобы сохранить правильность результатов на стыках секций, а общее число секций в рассматриваемом примере равно 12.

Далее обработка производится отдельно для каждой секции l . Первым подготовительным этапом обработки секции данных является преобразование формата входных чисел из формата с фиксированной запятой в формат 32-разрядной плавающей запятой с одинарной точностью. В результате в каждой секции имеем сигнал:

$$\dot{x}_{\text{ср_плз}}^l(i) = \dot{x}_{\text{ср_плз}}^l(0), \dot{x}_{\text{ср_плз}}^l(1), \dots, \dot{x}_{\text{ср_плз}}^l(L-1). \quad (3)$$

Оптимальная фильтрация может производиться различными способами. Как показано в [2], при использовании в качестве зондирующего сигнала ЛЧМ-импульса, число каналов дальности обычно существенно превышает число каналов скорости, и преимущественным является алгоритм согласованной фильтрации, реализуемый в частотной области.



Рис. 1. Блок-схема алгоритма обработки сигнала

Вычисляется спектр входного сигнала с помощью быстрого преобразования Фурье (БПФ):

$$\dot{X}_{\text{БПФ}}^l(k) = FFT\{\dot{x}_{\text{ср_плз}}^l(i)\}. \quad (4)$$

Полученный спектр перемножается с частотной характеристикой фильтра:

$$\dot{Y}^l(k) = \dot{X}_{\text{БПФ}}^l(k) \cdot \dot{S}(k). \quad (5)$$

При этом частотная характеристика согласованного фильтра, как известно, является комплексно-сопряженным и зеркально отраженным спектром исходного зондирующего ЛЧМ-импульса, умноженным на весовое окно с целью уменьшения уровня боковых лепестков [5].

Следующий этап обработки реализует обратное быстрое преобразование Фурье (ОБПФ)

$$\dot{y}_{\text{ОБПФ}}^l(i) = IFFT\{\dot{X}_{\text{БПФ}}^l(k)\}. \quad (6)$$

Последним этапом согласованной фильтрации является вычисление модулей комплексных отсчетов на выходе ОБПФ, реализуемое в соответствии с выражением:

$$A^l(i) = |\dot{y}_{\text{ОБПФ}}^l(i)|^2. \quad (7)$$

Обнаружение сигналов целей производится по-прежнему независимо в каждой секции, но только для полезных отсчетов, число которых составляет $L_n = L - N_u + 1$. Используется алгоритм пороговой обработки со стабилизацией вероятности ложных тревог [2]. Выбор порога осуществляется в соответствии с выражением:

$$H^l(i) = \begin{cases} \frac{h}{W} \cdot \sum_{k=i-\frac{W}{2}}^{k=i+\frac{W}{2}} \min\left\{A^l\left[k + \frac{G}{2}\right], A^l\left[k - \frac{G}{2}\right]\right\}, \\ npu \quad \frac{W+G}{2} \leq i \leq L_n - \frac{W+G}{2}, \\ H\left(\frac{W+G}{2}\right), npu \quad i < \frac{W+G}{2} \\ H\left(L_n - \frac{W+G}{2}\right), npu \quad i \geq L_n - \frac{W+G}{2}. \end{cases} \quad (8)$$

Здесь W – это ширина окна усреднения; G – ширина окна, отделяющего шум от сигнала; h – коэффициент, определяемый заданной вероятностью ложных тревог (относительное пороговое значение).

Далее производится сама пороговая обработка в соответствии с выражением:

$$I^l(j) = i + l \cdot L_n, \quad i = 0, 1, \dots, L_n - 1, \quad j = 0, 1, \dots, J - 1. \quad (9)$$

Выражение (9) создает массив индексов, в которых обнаружены цели с учетом номеров секций. J – это число элементов, в которых превышен порог.

Далее информация от различных целей объединяется в единые массивы амплитуд целей:

$$A(l \cdot L_n + i) = A^l(i), \quad (10)$$

$$i = 0, 1, \dots, L_n - 1; \quad l = 0, 1, \dots, N_c - 1$$

и индексов положений целей:

$$I(l \cdot J^l + j) = I^l(j), \quad (11)$$

$$j = 0, 1, \dots, J^l; \quad l = 0, 1, \dots, N_c - 1.$$

Следующим этапом реализуется формирование связанных областей и измерение координат целей. При этом формируется новая матрица целей $R[M \times 3]$. В этой матрице M строк соответствуют обнаруженным связным областям целей. В каждой строке матрицы для каждой цели записываются начальный индекс, конечный индекс и индекс дальности до цели.

На этапе формирования связанных областей смежные отметки от цели объединяются в одну область цели по следующему правилу: если все $A(i_{\min}) \dots A(i_{\max})$ больше порога, а $A(i_{\min}-1)$ и $A(i_{\max}+1)$ меньше порога, то такая область относится к одной цели. Таким образом, на данном этапе:

- 1) перебирается массив индексов целей;
- 2) пока соседние индексы отличаются на 1, считается, что это одна цель; ее начальный индекс записывается в элемент матрицы целей $R[m, 1]$;
- 3) когда различие между соседними индексами оказывается больше 1, последний индекс цели записывается в элемент матрицы целей $R[m, 2]$ и номер цели m увеличивается на 1.

На этапе измерения координат целей рассчитывается индекс дальности до цели и записывается в элемент $R[m, 3]$. Дальность рассчитывается по следующему правилу. Для m -й цели на интервале $i_{\min}^m \dots i_{\max}^m$ находится элемент массива $A(i)$ с максимальным значением A_{\max}^m . Его индекс i_A^m в основном определяет дальность до цели, однако, вносится поправка вида

$$e^m = \frac{A_{i_{\min}^m}^m - A_{i_{\max}^m}^m}{A_{\max}^m}$$

В итоге в элемент $R[m, 3]$ записывается дробное значение $i_A^m + e^m$.

Матрица целей R , а также массив амплитуд целей A являются результатом реализации алгоритма. Обработка на этом заканчивается.

Модуль цифровой обработки сигналов МОС на процессоре 1967ВН028 Процессор ЦОС 1967ВН028

Цифровой процессор обработки сигналов (ЦПОС) 1967ВН028 производства АО «ГПК «Миландр» в настоящее время является одним из немногих отечественных решений, ориентированных на задачи ЦОС. Процессор можно считать продолжателем известной линейки сигнальных процессоров TigerSHARC фирмы Analog Devices [6], выпущенных на рынок в начале 2000-ых годов, завоевавших широкую и заслуженную популярность среди отечественных разработчиков, но переставших развиваться и поддерживаться фирмой Analog Devices спустя несколько лет после выпуска. Фирма «Миландр» взяла за основу данную архитектуру и разработала свою линейку процессоров 1967ВНxxx, включающую на момент написания статьи две модели: более производительный процессор 1967ВН028 и более универсальный процессор 1967ВН044.

В соответствии с [7] процессор 1967ВН028 включает в свой состав двойное операционное ядро на основе стандартного набора вычислительных блоков: умножитель, арифметико-логическое устройство, сдвигатель и генератор адреса данных, работающие с числами в формате как с фиксированной, так и с плавающей точкой на тактовой частоте 450 МГц (рис. 2). Внутренняя память типа SRAM работает на частоте ядра и имеет объем 24 Мбита, не требуя промежуточных блоков кэш. Процессор работает как в SIMD, так и в VLIW-режимах.

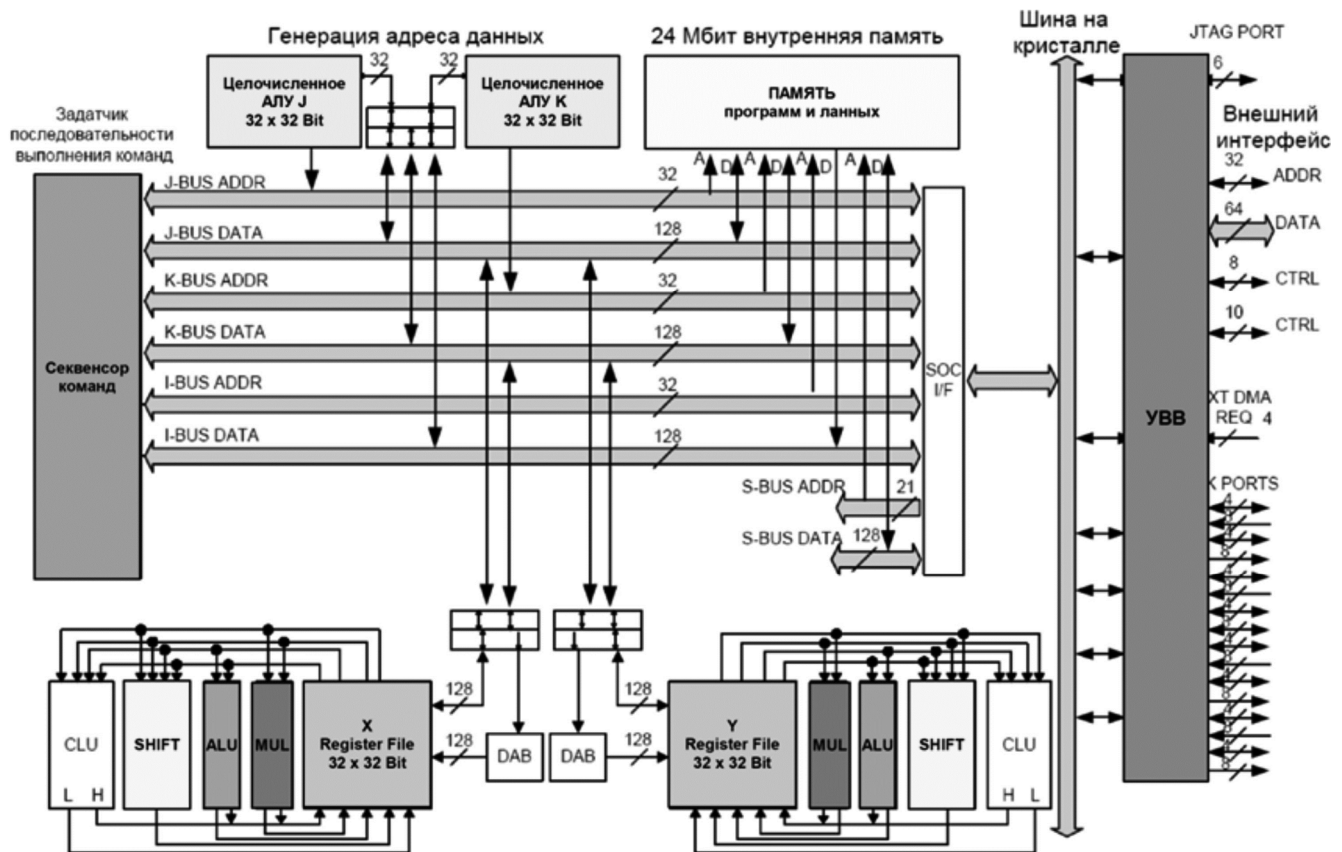


Рис. 2. Упрощенная структура процессора 1967ВН028

Секвенсор команд является статическим суперскалярным, динамически распределяя потоки инструкций по исполнительным элементам на основе информации о распараллеливании, сформированной в процессе компиляции кода [8].

Кроме быстродействующей внутренней памяти, процессор 1967BH028 отличают от TigerSHARC возможность выполнения вдвое большего числа умножений и сложений за такт в формате с плавающей точкой; поддержка полноценного формата с плавающей точкой двойной точности стандарта IEEE-754; расширенный набор инструкций блока CLU (Communication Logic Unit); модифицированная система команд процессора (с сохранением обратной совместимости) и ряд других особенностей [8]. Тактовые частоты ядра и кластерной шины меньше приблизительно в 1,3/1,5 раза, однако производительность, выраженная в числе умножений-сложений в формате с плавающей точкой больше в 2 раза за счет приведенных выше отличий [7].

АО «ПКК «Миландр» совместно с компанией «АстроСофт» ведет разработку собственной среды разработки для процессоров 1967BHxxx CM-LYNX. Актуальная версия данной среды в момент написания статьи: CM-LYNX 2.1.0 [9]. Обновления среды производятся регулярно. Имеются библиотеки функций ЦОС и математических преобразований [10]. Разработана операционная система реального времени [11] и ряд других программных и аппаратных инструментальных средств поддержки процессоров.

В целом, процессор 1967BH028 представляется надежным, простым и заслуживающим доверия решением в тех применениях, которые не требуют сверхбольших скоростей обработки. Более современная элементная база использует многоядерные гетерогенные системы на кристалле, включающие GPU-, GPP- и другие типы ядер, ориентируясь на применение в интеллектуальных системах завтрашнего дня. В отличие от них процессор 1967BH028 идеально подходит для традиционных задач ЦОС. Вместе с тем, АО «ПКК «Миландр» продолжает развивать линейку данных процессоров, отвечая современному уровню технологии.

Модуль МОС

Возможность применения процессора 1967BH028 в бортовых вычислительных радиолокационных комплексах обеспечивает модуль обработки сигналов МОС производства АО «ГРПЗ».

Модуль обработки сигналов МОС ЗС003 предназначен для решения задач цифровой сигнальной обработки радиолокационной информации в составе специализированных вычислительных комплексов. Структура модуля, сочетающая высокую производительность вычислительных устройств на основе цифровых процессоров обработки сигналов 1967BH028 АО «ПКК «Миландр» и гибкость устройства ввода-вывода данных, позволяет реализовать широкий спектр алгоритмов обработки цифровых сигналов, включая цифровую фильтрацию и двумерную обработку изображений.

На плате модуля обработки сигналов размещены 4 сигнальных процессора 1967BH028, ОЗУ, флэш-

память, системный контроллер, тактовый генератор, стабилизаторы напряжения и вспомогательные узлы. Структурная схема МОС приведена на рис. 3.

В качестве оперативной памяти применено синхронное динамическое ОЗУ (СДОЗУ), выполненное на 8 микросхемах MT48LC32M16A2TG-75IT фирмы Micron. Общий объем СДОЗУ составляет 512 Мбайт. Процессоры и СДОЗУ разделены на два кластера. Каждый кластер содержит два процессора и 256 Мбайт СДОЗУ, соединенных 64-разрядной шиной, работающей на частоте 100 МГц.

Данные, поступающие по входным шинам LVDS, являются доступными для всех 4 процессоров и одновременно могут подаваться на выходные шины LVDS для совместной обработки данных несколькими модулями обработки сигналов.

Флэш-память реализована на микросхеме EPCS64SI16N фирмы Altera. Флэш-память соединена с системным контроллером последовательным интерфейсом. Объем флэш-памяти составляет 2 Мбайт.

Контроллеры шин обоих кластеров, контроллер системной шины CompactPCI, контроллер флэш-памяти, контроллер интерфейсов LVDS и т.д. объединены в системный контроллер. Для реализации контроллера применена программируемая логическая интегральная схема с загружаемой конфигурацией семейства Stratix II EP2S60F1020I4 фирмы Altera. Для загрузки конфигурации в эту программируемую логическую интегральную схему применяется специализированное ПЗУ EPCS64SI16N фирмы Altera.

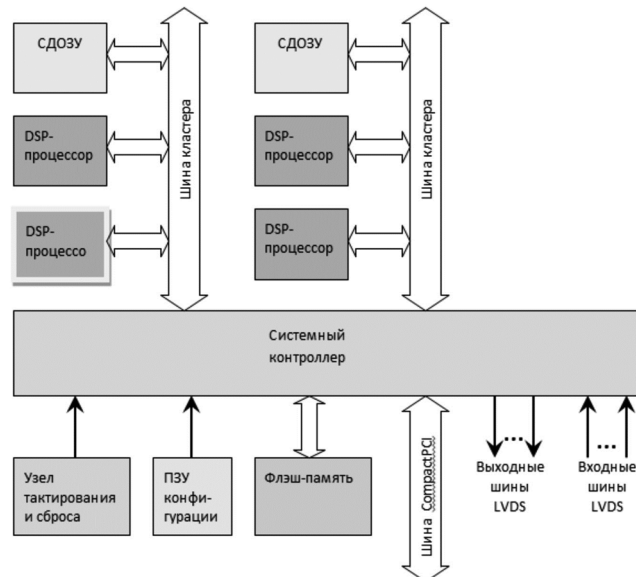


Рис. 3. Структурная схема МОС

Для выработки и распределения тактовых частот, обеспечения сброса по включению питания или по системному сигналу «СБРОС» на плате МОС расположены дополнительные элементы. Функционально эти элементы можно объединить в узел тактирования и сброса.

Для питания низковольтных микросхем применены импульсные стабилизаторы напряжения на основе микросхем LTC3418EUNFPBF фирмы Linear Technology. Основная особенность этих микросхем – высокий КПД, низкое энергопотребление и миниатюрное конструктив-

ное исполнение. Применение кварцевого генератора SG 8002JF фирмы «Epson» для формирования тактовой частоты обусловлено обеспечением требуемых характеристик по стабильности частоты.

Программное обеспечение МОС ЗС003 включает следующие компоненты:

- системную библиотеку функций управления устройствами модуля;
- тестовое программное обеспечение для проверки работоспособности устройств модуля;
- драйвер интерфейса PCI для операционной системы реального времени MCBC-P;
- тестовое программное обеспечение для проверки обмена данными между управляющим процессором и модулем ЗС003 по интерфейсу PCI.

Модуль обработки сигналов МОС ЗС003 имеет высокую производительность и малые габариты. Функциональные связи и структура каналов ввода-вывода модуля позволяют принимать оцифрованный поток данных по четырем позиционным каналам от радиолокационного (РЛ) приемника, распределять поступающий поток данных между несколькими модулями МОС. Модуль обеспечивает параллельную обработку данных как сигналами процессорами одного модуля, так и несколькими модулями МОС. Управление модулем МОС выполняется модулем управляющего процессора по шине CompactPCI. Возможно формирование и непосредственная выдача модулем МОС изображения на модуль графического контроллера в режиме прямого доступа в память (ПДП) по шине CompactPCI.

Модуль МОС предназначен для использования в составе малогабаритных вычислительных комплексов бортовых РЛС, объединяющих в едином конструктивном блоке устройства аналого-цифрового преобразования и обработки радиолокационной информации, а также устройства управления блоками РЛ комплекса.

Реализация контрольной задачи на МОС

Несмотря на то, что в решении задач обработки сигналов, как правило, участвуют все вычислительные модули вычислительного комплекса, в рамках данной работы рассматривается решение задачи одним модулем МОС. При необходимости, полученные в работе результаты могут легко быть промасштабированы на большее число элементов. При этом более высокий уровень распараллеливания задачи является преимуществом, уменьшая требуемое число точек синхронизации процессоров и обмена данными между ними. Мы будем придерживаться принципов, аналогичных рассмотренным в [3].

Поток входных данных с АЦП распределяется устройством ввода-вывода на 4 процессорных элемента модуля. При этом весь кадр входных данных размером 6300 дискретных отсчетов направляется в кластерную память процессоров, то есть входные данные дублируются.

Далее каждый процессорный элемент производит обработку своего набора секций входных данных в соответствии с алгоритмом, описанным выше. При реализации согласованной фильтрации ЛЧМ-импульса сигнал разбивается на секции длиной 1024 отсчета. Каждый из процес-

сорных элементов отвечает за обработку своего набора секций. При числе секций 12 и числе процессорных элементов 4 каждый процессор обрабатывает по 3 секции.

Результаты пороговой обработки объединяются в одном массиве в памяти 0-го процессора. Алгоритмы вторичной обработки слабо распараллеливаются, поэтому они реализуются одним процессорным элементом. При этом остальные процессоры простаивают, но время реализации данной обработки существенно меньше времени первичной обработки и этим недостатком можно пренебречь.

Кратко опишем процесс разработки программных кодов алгоритма обработки сигнала.

Преобразование формата данных сводится к чтению элементов массива, приведению к формату `complex_float` и обратной записи в память. Время обработки на этом этапе составило 2158 тактов или около 5 мкс. Процедура написана на ассемблере с целью повышения быстродействия и основана на циклическом повторении обращений в память в сочетании с командой `"XYFR0 = FLOAR R0 (NF)"` преобразования формата.

Функции БПФ и ОБПФ реализуются с помощью библиотеки ЦОС, входящей в состав среды CM-LYNX версии 2.0.0 [10]. Функция `cfftf()` реализует модифицированный алгоритм БПФ/ОБПФ, время реализации которого для размерности преобразования 1024 составляет 6637 тактов.

Перемножение спектров в силу недостаточной эффективности оптимизирующего компилятора написано на языке ассемблера. В основу цикла перемножения положено ядро, включающее 8 команд, в которых обрабатываются 8 комплексных отсчетов входного сигнала. Задействованы обе вычислительные секции операционного ядра процессора. Кроме того, используются команды двойных умножений в SIMD-режиме: `"xySFR1:0 = R7:6 * R5:4"`. Каждая такая команда выполняет четыре 32-разрядных умножения в формате с плавающей точкой. Выполнено разворачивание цикла в 4 раза в целях исключения простоев командного конвейера из-за зависимостей между последовательными командами. В каждой из восьми строк тела цикла выполняются четыре умножения. Время выполнения процедуры составляет 1058 тактов, что близко к оптимуму.

Считая данную процедуру одной из типовых, целесообразно привести оптимизированный код для нее – рис. 4 (приведен только код ядра цикла обработки). Описание методик разработки и оптимизации программных кодов DSP-процессоров может быть найдено в [12, 13].

Вычисление квадрата модуля также реализовано на языке ассемблера. Подход к разработке кода аналогичен процедуре перемножения спектров. Время реализации составило 1089 тактов.

Процедура обнаружения использует адаптивный порог, в связи с чем, включает большое число операций сравнения и ветвлений, существенно усложняющих оптимизацию кода. На данном этапе получено время реализации 17895 тактов. Процедура может быть дополнительно оптимизирована, но все равно останется наиболее затратной по времени выполнения при выбранном алгоритме реализации.

```
// Основной цикл перемножения массивов комплексных элементов -----
.align_code 4;
.P1L7:
xySFR1:0 = R7:6 * R5:4; xyFR23 = R19 + R18; yxR11:10 = q[J4 += 4]; q[K6 += 4] = yxR1:0;;
xySFR15:14 = R7:6 * R5:4 (mX); yxR7:6 = q[J4 += 4]; yxR5:4 = q[K5 += 4]; xyFR22 = R2 - R3;;
xyFR0 = R0 - R1; xySFR19:18 = R11:10 * R9:8 (mX); q[K6 += 4] = yxR23:22;;
xySFR3:2 = R11:10 * R9:8; xyFR1 = R14 + R15; yxR11:10 = q[J4 += 4]; yxR9:8 = q[K5 += 4];;
xySFR1:0 = R7:6 * R5:4; xyFR23 = R18 + R19; q[K6 += 4] = yxR1:0;;
xyFR22 = R2 - R3; xySFR15:14 = R7:6 * R5:4 (mX); yxR5:4 = q[K5 += 4];;
q[K6 += 4] = yxR23:22; xyFR0 = R0 - R1; yxR7:6 = q[J4 += 4]; xySFR19:18 = R11:10 * R9:8 (mX);;
if n1c0e, jump .P1L7; xySFR3:2 = R11:10 * R9:8; xyFR1 = R14 + R15; yxR9:8 = q[K5 += 4];;
```

Рис. 4. Оптимизированный ассемблерный код перемножения массивов

Измерение параметров обнаруженных целей реализуется один раз на все секции сигнала и выполняется только для обнаруженных целей, которых в рассматриваемом примере задано 32. Поэтому данное время не является критичным. Процедура написана на языке Си. Время выполнения составляет 155 тактов. Полученные оценки времени выполнения отдельных этапов алгоритма обработки внесены в табл. 2.

Анализ эффективности реализации контрольной задачи на МОС и процессоре 1967BH028

Полученные оценки времени реализации отдельных этапов обработки позволяют рассчитать время реализации всей задачи в целом с учетом обработки требуемого числа секций на всех процессорных элементах МОС. Эти оценки сведены в табл. 2 и сопоставлены с результатами, полученными на программируемом процессоре сигналов (совокупности вычислительных модулей), описанных в [3].

В качестве критериев эффективности процессора 1967BH028 и МОС предлагается использовать время реализации БПФ-1024 и время решения контрольной задачи. Время реализации БПФ-1024 процессором 1967BH028 составляет 6637 тактов или 14,7 мкс на тактовой частоте 450 МГц, что подтверждено экспериментально в ходе описанных работ. Время реализации БПФ-1024 процессором ADSP-TS201 TigerSHARC, который

послужил прообразом 1967BH028, составляет 9419 тактов или 15,7 мкс при таковой частоте 600 МГц [4]. Таким образом, процессор 1967BH028, с тактовой частотой в 1,3 раза меньшей, чем у процессора TigerSHARC, архитектурно имеет преимущество перед данным процессором, реализуя в 2 раза больше операций умножения с накоплением за такт, в результате чего время реализации БПФ-1024 на обоих процессорах оказывается приблизительно одинаковым, то есть разницу в тактовых частотах удается компенсировать.

Время решения контрольной задачи одним модулем МОС составило около 240 мкс, что при частоте повторения импульсов 1 мс означает уверенную работу модуля в режиме реального времени.

Сравним полученные оценки с результатами, полученными в [3]. В [3] обработка производится на программируемом процессоре сигналов (ППС), в состав которого входят три вычислительных модуля (ВМ). При этом каждый ВМ строится на основе четырех процессорных элементов (ПЭ), в качестве которых выступают сигнальные процессоры ADSP-21160 фирмы Analog Devices с тактовой частотой 100 МГц. В [3] приводятся данные по обработке всех 12 секций сигнала с распараллеливанием на ВМ и ПЭ в составе ППС. Каждый ПЭ обрабатывает по 2 секции параллельно, а для обработки 12 секций используются 6 ПЭ в составе двух ВМ.

Таблица 2. Время реализации контрольной задачи

Этап алгоритма	Время обработки одной секции на одном процессоре МОС, мкс	Время реализации всего алгоритма на МОС, мкс	Время обработки одной секции на одном ПЭ ВМ [3], мкс	Время реализации всего алгоритма на ВМ ППС [3], мкс
Преобразование формата входного массива	4,7	14,1	20,5	82
БПФ	14,7	44,1	102,5	410
Умножение на частотную характеристику	2,4	7,2	20,5	82
Обратная БПФ	14,8	44,4	102,5	410
Вычисление модулей массива фильтров	2,4	7,2	23	94
Пороговая обработка со стабилизацией вероятности ложных тревог	39,8	119,4	39	158
Измерение параметров (для 32 сигналов)	0,3	3,5	70,5	70
Всего	79,1	239,9	378,5	1306

В данной работе целесообразно сопоставить быстродействие процессоров ADSP-21160 с 1967BH028, а также сопоставить быстродействие модулей ВМ из [3] и МОС. С этой целью данные из [3] были преобразованы. Чтобы получить время обработки одной секции на одном ПЭ данные из [3] были поделены на 2. Чтобы получить время реализации всего алгоритма на одном ВМ, данные из [3] были умножены на 2. Такое преобразование представляется правомочным в контексте рассматриваемого вопроса. Кроме того, некоторые процедуры исключены из рассмотрения. Например, процедура весовой обработки не реализовывалась, так как ее целесообразно включать в расчет коэффициентов согласованного фильтра и выполнять предварительно.

Из табл. 2 следует, что типовые процедуры ЦОС, такие как БПФ и перемножение массивов, при условии качественной оптимизации выполняются процессором ориентировочно в 7-10 раз быстрее, чем на процессоре ADSP-21160. Это достигается за счет в 4,5 раза большей тактовой частоты и за счет в 2 раза большего числа умножений и сложений, параллельно выполняемых каждым умножителем и АЛУ. Однако общее время обработки оказалось только в 5,4 раза меньше, чем на ВМ ППС из [3]. В этом в основном «виновата» процедура пороговой обработки. Однако сопоставление ее реализации с [3] может быть не вполне адекватным. Требуется полное соответствие способов реализации и доскональная оптимизация программных кодов, что в рамках рассматриваемой работы не представляется целесообразным.

Заключение

Основной целью проведенной работы было получение ответов на вопросы о работоспособности и эффективности процессора 1967BH028 и модулей ЦОС на его основе, а также о возможности и целесообразности замены процессорами 1967BH028 процессоров SHARC и TigerSHARC фирмы Analog Devices. Результаты работы показывают, что процессор 1967BH028 отвечает характеристикам, заявленным его производителем АО «ПКК «Миландр» и демонстрирует вычислительную эффективность, схожую с ADSP-TS201 при в 1,3 раза меньшей тактовой частоте за счет в 2 раза большего числа параллельно выполняемых умножений-сложений. АО «ГРПЗ» получен и протестирован образец модуля ЦОС на базе 1967BH028. На представленной контрольной задаче модуль демонстрирует высокую эффективность, успевая вести обработку зондирующих импульсов с четырёхкратным запасом.

Литература

1. Бобров Д.Ю., Доброжанский А.П., Зайцев Г.В., Маликов Ю.В., Цыпин И.Б. Цифровая обработка сигналов в многофункциональных РЛС // Цифровая обработка сигналов. 2001. № 4. С. 46-54.
2. Бобров Д.Ю., Доброжанский А.П., Зайцев Г.В., Маликов Ю.В., Цыпин И.Б. Цифровая обработка сигналов в МРЛС. Часть 2: алгоритмы обработки радиолокационных сигналов // Цифровая обработка сигналов. 2002. № 1. С. 46-54.
3. Бобров Д.Ю., Доброжанский А.П., Зайцев Г.В., Маликов Ю.В., Цыпин И.Б. Цифровая обработка сигналов в МРЛС. Часть 3 // Цифровая обработка сигналов. 2002. № 2. С. 46-54.
4. Краснобров Д., Равко В. Цифровая обработка сигналов – новое решение // Электроника НТБ. 2017. № 5. С. 44-48.
5. Бакулев П.А. Радиолокационные системы. Учебник для вузов. Изд. 3-е, перераб. и доп. М.: Радиотехника, 2015. 440 с., ил.
6. TigerSHARC® Embedded Processor ADSP-TS201S. Data sheet. Analog Devices, Inc. 2006. https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/AD-SP_TS201S.pdf
7. Спецификация на микросхему 1967BH028. АО «ПКК Миландр». 2021. <https://ic.milandr.ru/upload/iblock/556/g5zyamzsnf6h8c1jmare6avuyds0ov2h/1967%D0%92%D0%9D028.pdf>.
8. Руководство по программированию для ИМС 1967BH028 и 1967BH044. АО «ПКК Миландр». 2021. <https://ic.milandr.ru/upload/iblock/77f/77fac90e79704374aaccc4b44f3244d6.pdf>
9. CM-LYNX. Руководство пользователя. АО «ПКК Миландр». 2021. https://ic.milandr.ru/products/programmno_otladochnye_sredstva/otladochnye_komplekty/kompleks-razrabotki-i-otladki-dlya-protessorov-serii-1967vnhkhk/
10. Библиотеки функций цифровой обработки сигналов DSPlib и стандартных функций clib Описание функций. АО «ПКК Миландр». 2019.
11. Руководство пользователя OCPB МАКС-Lynx. АО «ПКК Миландр». 2019.
12. Витязев С.В. Программная реализация цифрового фильтра-дециматора на цифровых сигнальных процессорах TigerSHARC ADSP-TS101 // Цифровая обработка сигналов и ее применение. Труды междунар. науч-техн. конф. Вып.: XII-2. М.: 2010. С. 259-261.
13. Витязев С.В. Цифровые процессоры обработки сигналов. Курс лекций. М.: Горячая линия-Телеком, 2017. 100 С.



**77-я всероссийская конференция
«Радиоэлектронные устройства и системы
для инфокоммуникационных технологий»
("REDS -2022")**

08 – 10 июня 2022 г. Россия, Москва

*THE ALL-RUSSIAN CONFERENCE
(WITH THE INTERNATIONAL PARTICIPATION)
"THE RADIO-ELECTRONIC DEVICES AND SYSTEMS FOR
THE INFOCOMMUNICATION TECHNOLOGIES" ("REDS-2022")*



Конференция посвящена «Дню Радио»

Сборники Трудов конференций (доклады) имеют международную (ISBN) и российскую (УДК ББК) регистрацию.

Сборники направляются в 16 крупнейших библиотек Российской Федерации.

Работы, опубликованные в материалах международных и общероссийских конференций, учитываются ВАК РФ при защите диссертаций (Постановление Правительства РФ № 475 от 20 июня 2011 г.).

Материалы сборника «ДОКЛАДЫ» размещаются в e-Library (РИНЦ).

ПРИГЛАШАЕМ ВАС ПРИНЯТЬ УЧАСТИЕ В РАБОТЕ КОНФЕРЕНЦИИ

ОРГАНИЗАТОРЫ:

- Российское научно-техническое общество радиотехники, электроники и связи им. А.С. Попова
- Институт радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова РАН
- Московский технический университет связи и информатики
- ОАО «Конструкторское бюро – 1»

ПРИ УЧАСТИИ:

- Министерство высшего образования и науки РФ
- ОАО «Концерн радиостроения «Вега»
- ФГУП «НИИР»
- Балтийский федеральный университет им. И. Канта
- Владимирский государственный университет
- Московский авиационный институт
- Московский энергетический институт
- Московский институт электронной техники
- Московский энергетический институт
- Нижегородский госуниверситет им. Н.И. Лобачевского
- Нижегородский технический госуниверситет им. Р.Е. Алексева
- Рязанский государственный радиотехнический университет им. В.Ф. Уткина
- Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций
- Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ» им. В.И. Ульянова (Ленина)
- Ульяновский государственный технический университет
- Ярославский государственный университет

ВСЕРОССИЙСКИЙ ОРГАНИЗАЦИОННЫЙ КОМИТЕТ

Председатель: академик РАН Гуляев Юрий Васильевич

Заместитель Председателя: академик РАН Фёдоров Игорь Борисович

Сопредседатели: д.т.н. Ашурбейли И.Р., академик РАН Бугаев А.С., академик РАН Кузнецов Н.А.

Члены Оргкомитета: доц. Алёшин В.С., проф. Бартенев В.Г., проф. Дроздов Б.В., проф. Калошин В.А., д.т.н. Приоров А.Л., проф. Постников И.И., проф. Рыжков А.В., доц. Самсонов Г.А., проф. Сергеев В.А., проф. Сперанский В.С., проф. Степанов С.Н., проф. Хорев А.А., проф. Чиров Д.С.

ВСЕРОССИЙСКИЙ ПРОГРАММНЫЙ КОМИТЕТ:

Председатель: член-корр. РАН Зубарев Юрий Борисович

Заместитель Председателя: член-корр. РАН Черепенин Владимир Алексеевич

Члены Программного комитета: проф. Аджемов А.С., д.т.н. Борисов В.П., д.т.н. Бутенко В.В., член-корр. РАН Верба В.С., проф. Витязев В.В., проф. Петровский А.А. (Беларусь), д.э.н. Сеилов Ш.Ж. (Казахстан), проф. Скородумов А.И., проф. Ямпурин Н.П.

Организация работы в форме пленарных и проблемно-тематических заседаний. Пленарные доклады будут представлены по основным направлениям работы Конференции.

Рабочий язык конференции – русский (английский). Доклады, включенные в Программу конференции, будут опубликованы на этих же языках в сборнике «Доклады» Конференции.