

ЦИФРОВАЯ ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ

Научно-технический журнал
№ 2/2023

Издается с 1999 года
Выходит четыре раза в год

И.О. ГЛАВНОГО РЕДАКТОРА

д.т.н., член-корр. РАН А.В. ДВОРКОВИЧ

ЗАМЕСТИТЕЛЬ ГЛАВНОГО РЕДАКТОРА:

д.т.н., проф. В.В. ВИТЯЗЕВ

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ:

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

Издатель:

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

Подписной индекс по каталогу
ОАО «Роспечать» – 82185

Подписано в печать 14.06.23 г.
Формат 60x90/8.

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

Заказ № 2520. 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:

Кошелев В.И., Чинь Н.Х.

Эффективность многоканальной доплеровской фильтрации
неэквидистантных последовательностей импульсов 3

Паршин Ю.Н., Нгуен В. Н. Т.

Влияние пространственной структуры
на пропускную способность беспроводных MIMO систем
при наличии помех 9

Клочко В.К., Ву Ба Хунг

Частотно-временная обработка сигналов
в доплеровском радиоприемнике 15

Паршин В.С., Нгуен В.Д.

Алгоритмы оценки фазовой характеристики дальномера
на основе частотной модуляции зондирующего сигнала 22

Белокуров В.А., Нгуен К.Ч.

Расчёт параметров схемы стабилизации вероятности
ложной тревоги обнаружителя случайных сигналов 27

Попов Д.И.

Синтез и анализ обнаружителей-измерителей
доплеровских сигналов 32

Лисничук А.А.

Адаптивная к помехам радиосистема передачи информации
на основе многокритериального синтеза
многопозиционных сигналов 38

Паршин Ю.Н., Буй Куок Вьонг

Повышение помехоустойчивости радиотехнических
систем с помощью модифицированного алгоритма
фазовой адаптации 44

Попов Д.И.

Анализ многоканальных обнаружителей
многочастотных сигналов 49

Дмитриев В.Т.

Адаптация кодеков речевых сигналов
на основе теоремы В.А. Котельникова и модификации
алгоритма Хургина-Яковлева к шумам в канале связи 54

Дмитриев В.Т., Аронов Л.В.

Подводный беспроводный оптический канал
с двухцветной схемой передачи данных 60

Корячко В.П., Румянцев С.С., Аронов Л.В.

Имитационное моделирование калибровки
импульсного рефлектометрического уровнемера
с помощью реперных меток 64

Ермачихин А.В., Трусов Е.П., Гудзев В.В.,

Зубков М.В., Литвинов В.Г.
Обработка экспоненциального релаксационного сигнала
в спектроскопических методах исследования
полупроводниковых барьерных структур 70

Абрамов А.М.

Метод связанных гистограмм
при метрологических испытаниях АЦП 74

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

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

Digital Signal Processing

Science & Technical Magazine
Issue 2, 2023 year

Is published quarterly since 1999

ACTING EDITOR-IN-CHIEF:

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

DEPUTY EDITORS-IN-CHIEF:

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

EDITORIAL BOARD:

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

Editorial office address:

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

Publisher:

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

Computer makeup:

I.A. Blagodarova

FOUNDERS: InSys

Radio Research and Development Institute

CONTENTS:

Koshelev V.I., Trinh N.H.

*Efficiency of multichannel doppler filtration
nonequidistant pulse sequences.....* 3

Parshin Yu.N., Nguyen V.N.T.

*The influence of the spatial structure on the capacity
of wireless MIMO systems in the presence of interference.....* 9

Klochko V.K., Vu Ba Hung

Time-frequency signal processing in the doppler radio..... 15

Parshin V.S., Nguyen V.D.

*Algorithms for estimating
the phase characteristics of a rangefinder
with frequency modulation of the probing signal.....* 22

Belokurov V.A., Nguyen Q.T.

*Calculation of parameters of the stabilization scheme
of the probability of false alarm detector of random signals.....* 27

Popov D.I.

Synthesis and analysis of detector-meters doppler signals..... 32

Lisnichuk A.A.

*Adaptive to interference wireless communication system based
on multi-criteria synthesis of multi-position signals.....* 38

Parshin Y.N., Bui Quoc Vuong

*Improving interference immunity of radio systems using
a modified phase adaptation algorithm.....* 44

Popov D.I.

Analysis of multichannel detectors multi-frequency signals..... 49

Dmitriev V.T.

*Adaptation of codecs of speech signals
on the basis of theorem V.A. Kotelnikov
and modifications of the Khurgin-Yakovlev
algorithm to noise in the communication channel.....* 54

Dmitriev V.T., Aronov L.V.

*Underwater wireless optical channel
with bi-color data transmission scheme.....* 60

Koryachko V.P., Rummyancev S.S., Aronov L.V.

*The model with calibration a pulse reflectometric
level gauge using reference marks.....* 64

Ermachihin A.V., Trusov E.P., Gudzeev V.V.,

Zubkov M.V., Litvinov V.G.
*Exponential relaxation signal processing
in spectroscopic methods
for studying semiconductor barrier structures.....* 70

Abramov A.M.

Related histogram method in metrological testing ADC..... 74



УДК 621.396; ГРНТИ 47.49

ЭФФЕКТИВНОСТЬ МНОГОКАНАЛЬНОЙ ДОПЛЕРОВСКОЙ ФИЛЬТРАЦИИ НЕЭКВИДИСТАНТНЫХ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТЕЙ ИМПУЛЬСОВ

Кошелев В.И., д.т.н., профессор кафедры РТС РГРТУ, e-mail: koshelev.v.i@rsreu.ru

Чинь Н.Х., аспирант кафедры РТС РГРТУ, e-mail: trinhngochieu565@gmail.com

EFFICIENCY OF MULTICHANNEL DOPPLER FILTRATION NONEQUIDISTANT PULSE SEQUENCES

Koshelev V.I., Trinh N.H.

In many radio-engineering applications, a non-equidistant arrangement of signal samples is used, known in radio engineering as time-pulse modulation. Features of the use of non-equidistant sequences of pulses (wobbles of the repetition period) in radio engineering systems depend on the mode of their operation and the radio-engineering task. Thus, the use of classical algorithms for processing non-equidistant sequences of radio pulses with an unknown frequency, which do not take into account their spectral-temporal properties, leads to energy losses, as well as to additional errors in the measurement of parameters.

The aim of this work is to analyze the efficiency of multichannel Doppler filters for non-equidistant pulse sequences according to the criteria of the signal-(noise+interference) ratio improvement coefficient averaged over frequency channels and the average probability of correct signal detection against the background of white Gaussian noise and narrowband interference.

Key words: multichannel Doppler filtering, non-equidistant sequences, average probability of correct signal detection.

Ключевые слова многоканальная доплеровская фильтрация, неэквидистантная последовательность импульсов, средняя вероятность правильного обнаружения сигналов.

Введение

Особенности применения неэквидистантных последовательностей импульсов (вобуляции периода повторения) зависят от режима работы системы и поставленной радиотехнической задачи. Так известно [1] применение в радиолокации вобуляции зондирующих импульсов для устранения слепых зон по дальности и скорости и устранения неоднозначности измерения этих параметров. Теоретической базой некоторых алгоритмов устранения неоднозначности является китайская теорема об остатках [1], на основе которой реализуется метод перебора возможных решений.

Неэквидистантная расстановка отсчетов сигнала приводит к периодическому изменению скважности радиоимпульсов и появлению дополнительных составляющих спектра сигнала, т.е. влияет на спектрально-корреляционные свойства обрабатываемого эхосигнала и, как следствие, на методы его фильтрации. Применение классических алгоритмов для обработки неэквидистантных последовательностей импульсов, не учитывающих их спектрально-временных свойств возможно, но приводит к энергетическим потерям, а также к дополнительным ошибкам измерения параметров [2].

Узкополосные помехи (УП) в тракте видеочастоты (в доплеровском спектре частот) имеют свойства, отличающие их от полезных сигналов заключающиеся в незна-

Во многих радиотехнических приложениях применяется неэквидистантная расстановка отсчетов сигнала известная в радиотехнике, как время импульсная модуляция. Особенности применения неэквидистантных последовательностей импульсов (вобуляции периода повторения) в радиотехнических системах зависят от режима их работы и поставленной радиотехнической задачи. Так применение классических алгоритмов для обработки неэквидистантных последовательностей радиоимпульсов с неизвестной частотой, не учитывающих их спектрально-временных свойств, приводит к энергетическим потерям, а также к дополнительным ошибкам измерения параметров.

Целью работы является анализ эффективности многоканальных доплеровских фильтров неэквидистантных последовательностей импульсов по критериям среднего по частотным каналам коэффициента улучшения отношения сигнал-(шум+помеха) и средней вероятности правильного обнаружения сигнала на фоне белого гауссовского шума и узкополосной помехи.

чительном смещении относительно нулевой частоты [3]. Широко известно подавление УП применением частотной селекции в режекторных фильтрах [4]. Однако вопросы многоканальной доплеровской фильтрации (МДФ) сигналов на фоне УП и широкополосного шума мало исследованы.

Цель данной работы состоит в анализе эффективности многоканальных доплеровских фильтров неэквидистантных последовательностей импульсов по критериям среднего по частотным каналам коэффициента улучшения отношения сигнал-(шум+помеха) и средней вероятности правильного обнаружения сигнала на фоне белого гауссовского шума и узкополосной помехи.

Теоретическая часть

В простейшем случае применяется двухступенчатая неэквидистантная последовательность импульсов $\{x_n\}$, которая может рассматривать четная и нечетная эквидистантные последовательности $\{x_{2n}\}$ и $\{x_{2n+1}\}$ с периодом повторения импульсов $T = T_1 + T_2 = 2T_0$, где T_0 – средний период повторения импульсов исходной последовательности. Степень вобуляции периода повторения можно характеризовать параметром $\nu = \frac{\Delta T}{T_0} = \frac{T_0 - T_1}{T_0}$.

Так как объекты радиолокации и источники помех, как правило, образуются множественными отражателями, то сигнал и помеха являются случайными узкополосными процессами гауссовского типа. При этом элементы нормированных межпериодных корреляционных матриц отраженных сигналов \mathbf{R}_c и узкополосных помех \mathbf{R}_n с учетом двухступенчатой вобуляции периода можно описать как

$$r_{jk}^c = \begin{cases} \exp(-\pi df_c T_0 |j-k|) \cdot \exp(-i2\pi f_c T_0 (j-k)) \\ \text{при } |j-k| - \text{четном,} \\ \exp(-\pi df_c T_0 |j-k+\nu|) \cdot \exp(-i2\pi f_c T_0 (j-k+\nu)) \\ \text{при } |j-k| - \text{нечетном и } k - \text{нечетном,} \\ \exp(-\pi df_c T_0 |j-k-\nu|) \cdot \exp(-i2\pi f_c T_0 (j-k-\nu)) \\ \text{при } |j-k| - \text{нечетном и } k - \text{четном,} \end{cases} \quad (1)$$

$$r_{jk}^n = \begin{cases} \exp\left(\frac{-(\pi df_n T_0 |j-k|)^2}{2,8}\right) \\ \text{при } |j-k| - \text{четном,} \\ \exp\left(\frac{-(\pi df_n T_0 |j-k+\nu|)^2}{2,8}\right) \\ \text{при } |j-k| - \text{нечетном и } k - \text{нечетном,} \\ \exp\left(\frac{-(\pi df_n T_0 |j-k-\nu|)^2}{2,8}\right) \\ \text{при } |j-k| - \text{нечетном и } k - \text{четном,} \end{cases} \quad (2)$$

где $df_c T_0$, $df_n T_0$ – соответственно относительная ширина спектров сигнала и помех.

Проведем оценку мощности неэквидистантных последовательностей импульсов сигнала по отношению к шуму на выходе многоканальных доплеровских фильтров в двух случаях доплеровской фильтрации при применении классического алгоритма быстрого преобразования Фурье (БПФ) и модифицированного алгоритма БПФ для неэквидистантной последовательности, идея которого изложена в [1]. Соответствующие значения сигналов на выходах таких многоканальных алгоритмов определяются следующими выражениями свертки

$$\mathbf{W}^T \mathbf{x} = \sum_{n=0}^{\frac{N}{2}-1} W_{2n} x_{2n} + \sum_{n=0}^{\frac{N}{2}-1} W_{2n+1} x_{2n+1}, \quad (3)$$

$$\mathbf{W}^T \mathbf{x} = \sum_{n=0}^{\frac{N}{2}-1} W_{2n} x_{2n} + e^{j2\pi k \Delta T / NT_0} \sum_{n=0}^{\frac{N}{2}-1} W_{2n+1} x_{2n+1}, \quad (4)$$

где $\mathbf{W} = \left\{ \exp\left(\frac{j2\pi nk}{N}\right) \right\}$ – вектор обработки доплеровского фильтра, k – номер канала, N – количество каналов МДФ, \mathbf{x} – вектор отсчетов входного сигнала.

Исследование эффективности МДФ с применением неэквидистантных последовательностей импульсов на фоне белого гауссовского шума

Как известно, коэффициент улучшения (изменения) отношения сигнал-шум на выходе доплеровского фильтра можно определить как [3]

$$\mu = \mu(\mathbf{W}) = \frac{\sigma_{\text{свх}}^2 : \sigma_{\text{свх}}^2}{\sigma_{\text{швх}}^2 : \sigma_{\text{швх}}^2} = \frac{\mathbf{W}^H \mathbf{R}_c \mathbf{W}}{\mathbf{W}^H \mathbf{W}}, \quad (5)$$

где $\sigma_{\text{свх}}^2$ и $\sigma_{\text{швх}}^2$ соответствуют мощностям сигнала и шума на выходе доплеровского фильтра, а $\sigma_{\text{свх}}^2$ и $\sigma_{\text{швх}}^2$

соответствуют мощностям сигнала и шума на входе доплеровского фильтра, здесь \mathbf{W} – вектор согласованного фильтра обеспечивает \mathbf{W} максимальное отношение сигнал-шум с элементами соответствующими алгоритму дискретного или быстрого преобразования Фурье (БПФ) $w_n = \exp\left(\frac{j2\pi nk}{N}\right)$, k – номер канала, N – количество каналов МДФ.

Выражение для целевой функции вероятности правильного обнаружения в каждом канале при равномерном распределении доплеровской фазы отраженного сигнала и известной корреляционной матрицы сигнала в пределах одного i -го канала имеет вид:

$$D_i = D_i(\mathbf{W}) = \int_{\psi_i - \frac{\Delta\psi_i}{2}}^{\psi_i + \frac{\Delta\psi_i}{2}} \left(\frac{\ln(F) \mathbf{W}^H \mathbf{W}}{\mathbf{W}^H \mathbf{W} + q \mathbf{W}^H \mathbf{R}_c \mathbf{W}} \right) d\varphi, \quad (6)$$

где ψ_i , $\Delta\psi_i$ – соответственно центральное значение фазы и ширина полосы пропускания i -го канала, F – вероятность ложной тревоги, φ – межпериодная доплеровская фаза сигнала.

Результаты статистического моделирования

При проведении расчетов использован сигнал с нормированной корреляционной матрицей (1) с относительной шириной спектра $\Delta f_c T_0 = 0,01$, вероятность ложной тревоги $F = 10^{-8}$, отношение сигнал-шум на входе фильтра $q = 10$ дБ и количество каналов $N = 16$. На рис. 1 приведены зависимости вероятности правильного обнаружения и коэффициента улучшения от параметра $\frac{\Delta T}{T_0}$, где пунктирная линия соответствует модифицированному алгоритму, а сплошная линия – классическому алгоритму.

По результатам исследования заключить, что при применении классического алгоритма с увеличением

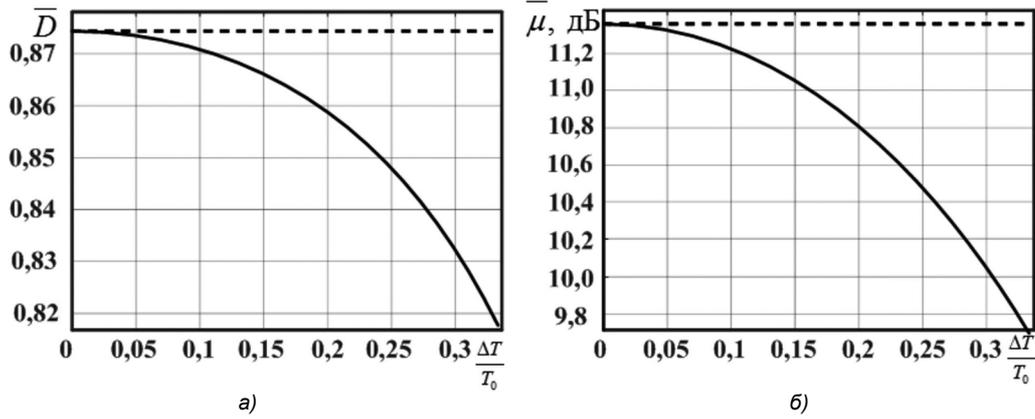


Рис. 1. Зависимость вероятности правильного обнаружения (а) и коэффициента улучшения (б) от параметра $\Delta T / T_0$ глубины вобуляции периода повторения импульсов

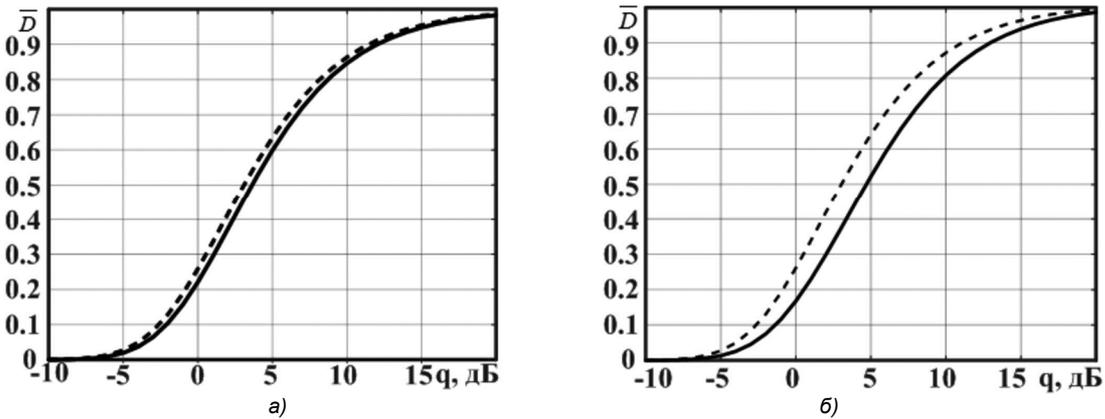


Рис.2. Зависимость средней вероятности правильного обнаружения сигнала от отношения сигнал-шум а) $\Delta T / T_0 = 0,2$, б) $\Delta T / T_0 = 1 / 3$

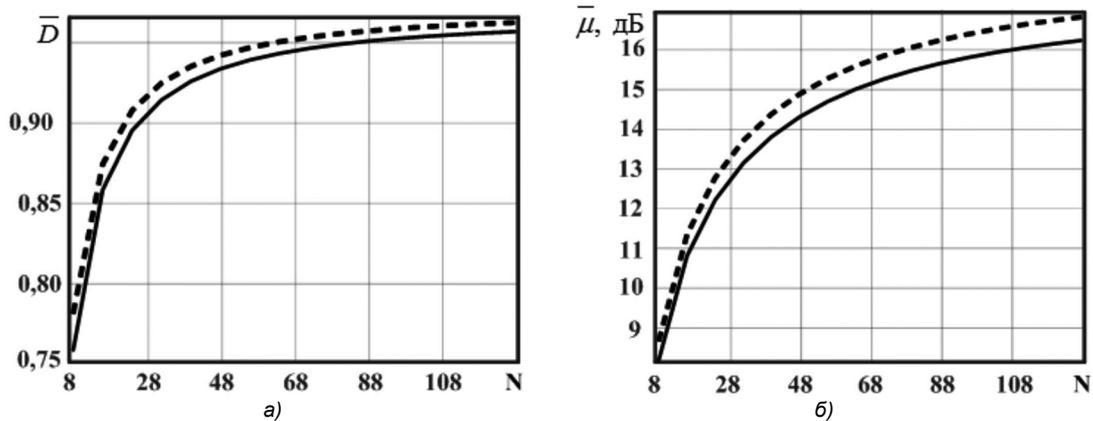


Рис. 3. Зависимости вероятности правильного обнаружения сигнала (а) и коэффициента улучшения (б) от количества каналов фильтра

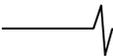
глубины вобуляции вероятность правильного обнаружения и коэффициент улучшения уменьшаются в каждом канале. При применении модифицированного алгоритма вероятность правильного обнаружения и коэффициент улучшения не зависят от глубины вобуляции и соответствуют эквидистантной последовательности.

На рис. 2 представлена зависимость вероятности правильного обнаружения от отношения сигнал-шум. При фиксированном значении вобуляции периода $\frac{\Delta T}{T_0} = \frac{1}{3}$, $\frac{\Delta T}{T_0} = 0,2$ и проводим исследование, где пунктирная линия соответствует модифицированному алгоритму, а сплошная линия – классическому алгоритму.

ритму, а сплошная линия – классическому алгоритму.

Из результатов исследования можно видеть, что применение модифицированного алгоритма дает выигрыш в пределах 0 до 10 дБ по пороговому отношению сигнал-шум.

На рис. 3. приведены зависимости вероятности правильного обнаружения и коэффициента улучшения от количества каналов МФ. При фиксированном пороговом отношении сигнал-шум $q = 10$ дБ проводим исследование, где пунктирная линия соответствует модифицированному алгоритму, а сплошная линия – классическому алгоритму.



С увеличением количества каналов МДФ вероятность правильного обнаружения сигнала и коэффициент улучшения увеличиваются в каждом канале. Отметим, что с увеличением количества каналов выигрыш в коэффициенте улучшения растет постоянно, в то время, как вероятность правильного обнаружения ограничивается при значениях близких к единице.

Исследование эффективности МДФ с применением неэквидистантных последовательностей импульсов на фоне узкополосных помех и белого гауссовского шума

Рассмотрим эффективность МДФ по критериям максимума коэффициентов улучшения отношения сигнал-(шум+помеха) и средней вероятности правильного обнаружения с применением классического (3) и модифицированного (4) алгоритмов.

При наличии УП и шума коэффициенты улучшения МДФ и средняя вероятность правильного обнаружения вычисляются следующими выражениями [4]:

$$\mu = \mu(\mathbf{W}) = \frac{\mathbf{W}^H \mathbf{R}_c \mathbf{W}}{\mathbf{W}^H (\mathbf{R}_n + \lambda \mathbf{E}) \mathbf{W}} (1 + \lambda), \quad (7)$$

$$\begin{aligned} \bar{D} = \bar{D}(\mathbf{W}) &= \\ &= \frac{1}{N \Delta \psi} \sum_{i=1}^N \int_{\psi_i - \frac{\Delta \psi_i}{2}}^{\psi_i + \frac{\Delta \psi_i}{2}} \left(\frac{\ln(F) \mathbf{W}^H (\mathbf{R}_n + \lambda \mathbf{E}) \mathbf{W}}{\mathbf{W}^H (\mathbf{R}_n + \lambda \mathbf{E}) \mathbf{W} + q \mathbf{W}^H \mathbf{R}_c \mathbf{W}} \right) d\varphi, \quad (8) \end{aligned}$$

Из выражения (7) можно вычислить средний коэффициент улучшения по следующему выражению:

$$\begin{aligned} \bar{\mu} = \bar{\mu}(\mathbf{W}) &= \\ &= \frac{1}{N \Delta \psi} \sum_{i=1}^N \int_{\psi_i - \frac{\Delta \psi_i}{2}}^{\psi_i + \frac{\Delta \psi_i}{2}} \left(\frac{\mathbf{W}^H \mathbf{R}_c \mathbf{W}}{\mathbf{W}^H (\mathbf{R}_n + \lambda \mathbf{E}) \mathbf{W}} (1 + \lambda) \right) d\varphi, \quad (9) \end{aligned}$$

где \mathbf{R}_n – нормированная корреляционная матрица УП, элементы которой описываются в (2), \mathbf{E} – нормированная корреляционная матрица шума является единичной матрицей, λ – отношение шум-помеха по мощности, q – отношение сигнал-шум на входе системы обработки, \mathbf{W} – вектор весовой обработки с последующим БПФ, элементы которого $\dot{w}_n = |\dot{w}_n| \exp\left(\frac{j2\pi nk}{N}\right)$.

В процессе исследования использовано окно Дольфа-Чебышева, выражение для которого во временной области при четных N имеет вид [5]:

$$\begin{aligned} |\dot{w}_n| &= \frac{2}{N} \left[10^\alpha + 2 \sum_{j=1}^{\frac{N-1}{2}} T_{N-1} \left(\operatorname{ch} \left(\frac{1}{N-1} \operatorname{arch}(10^\alpha) \right) \right) \times \right. \\ &\times \left. \cos \left(\frac{\pi j}{N} \right) \cos \left(\frac{2\pi j}{N} \left(n - \frac{N+1}{2} \right) \right) \right]. \quad (10) \end{aligned}$$

где α – параметр, определяющий ширину главного и его амплитуду по отношению к уровню боковых лепестков, T_{N-1} – полином Чебышева, $\operatorname{ch}(x)$ – гиперболический косинус, $\operatorname{arch}(x)$ – обратный гиперболический косинус.

Результаты статистического моделирования

На рис. 4 приведены зависимости средней вероятности правильного обнаружения и среднего значения коэффициента улучшения от параметра $\frac{\Delta T}{T_0}$ глубины во-

буляции периода повторения на фоне УП и белого шума с применением классического и модифицированного алгоритмов. Результаты соответствуют $F = 10^{-8}$, $q = 10^{-2}$, $\lambda = 10^{-5}$, $dF_c T_0 = 0,01$, $dF_n T_0 = 0,1$, $N = 32$ и $\alpha = 3,2$.

По результатам исследования можно видеть, что применение модифицированного алгоритма (пунктирная линия) проигрывает по критериям среднего по всем каналам коэффициента улучшения отношения сигнал-(шум+помеха) и средней вероятности правильного обнаружения сигнала, сравнению с классическим алгоритмом (сплошная линия). Этот проигрыш связан с паразитной составляющей амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) МДФ, которая совпадает по частоте с главным максимумом спектра УП в некоторых каналах. Это приводит к просачиванию УП в нескольких каналах и ведет к уменьшению среднего коэффициента улучшения а также средней вероятности правильного обнаружения. На рис. 5 приведены АЧХ МДФ и УП, которые соответствуют сплошной и пунктирной линиям в случае применения двухступенчатой вобуляции периода повторения импульсов.

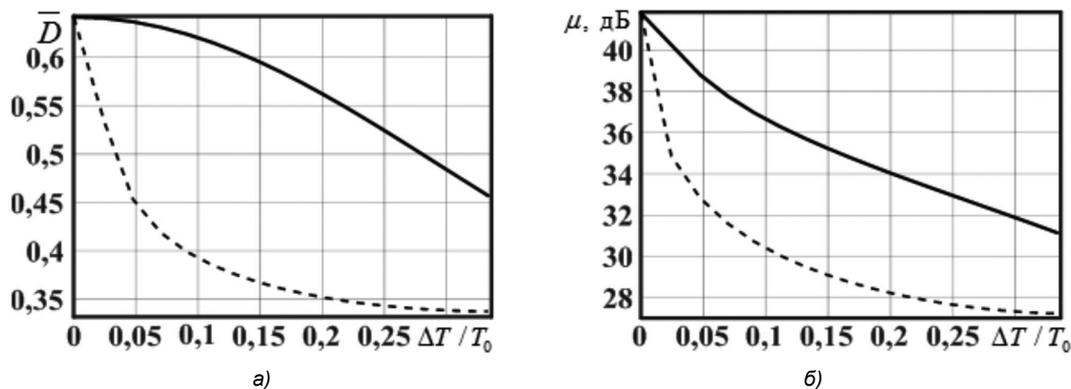


Рис. 4. Зависимости средней вероятности правильного обнаружения сигнала (а) и среднего коэффициента улучшения (б) от глубины вобуляции периода повторения импульсов на фоне УП

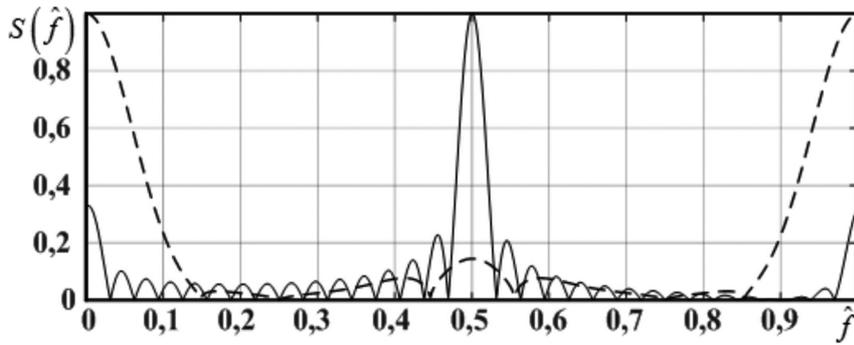


Рис. 5. АЧХ МДФ и УП ($dF_{\Pi}T = 0.1$) в случае применения двухступенчатой вобуляции периода повторения импульсов

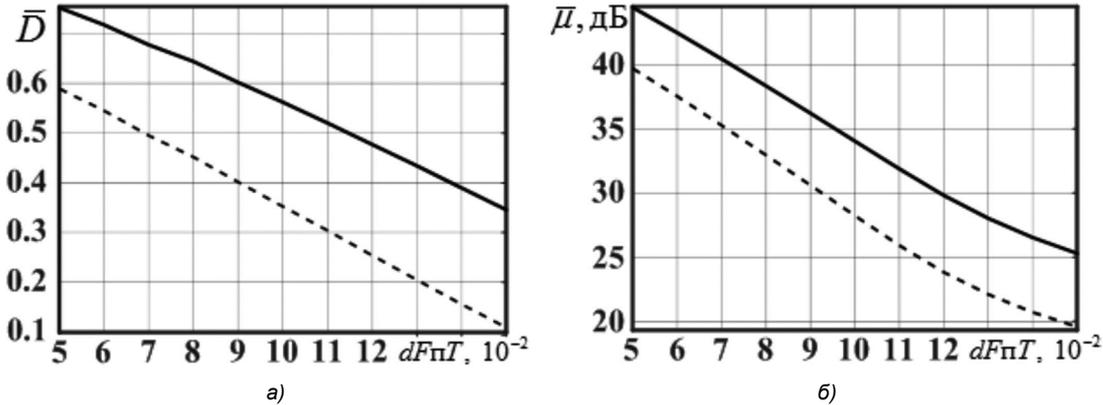


Рис. 6. Зависимости средней вероятности правильного обнаружения сигнала (а) и среднего коэффициента улучшения (б) от относительной ширины спектра УП

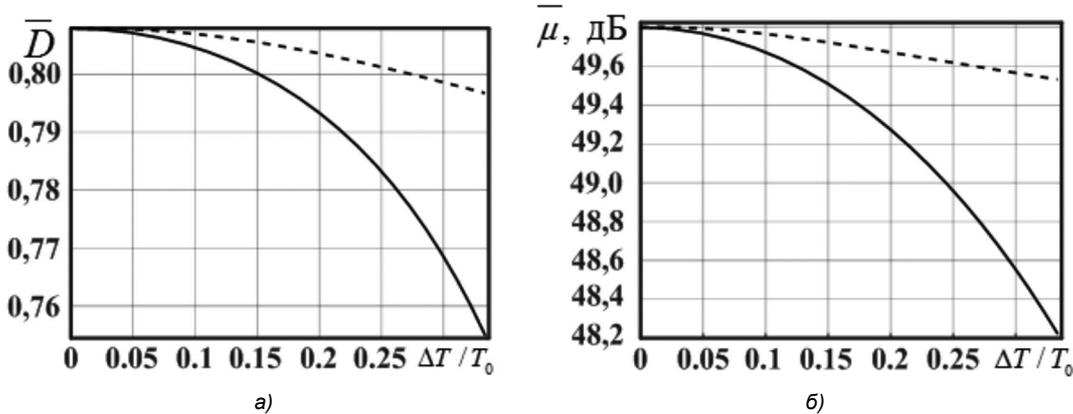


Рис. 7. Зависимости средней вероятности правильного обнаружения сигнала (а) и среднего коэффициента улучшения (б) от параметра $\Delta T / T_0$ на фоне УП

При фиксированной значении вобуляции периода $\Delta T / T_0 = 0,2$ и других параметрах, как показано выше, приведено исследование зависимости средней вероятности правильного обнаружения и среднего коэффициента улучшения от относительной ширины спектра УП. Результаты приведены на рис. 6, где пунктирная линия соответствует модифицированному алгоритму, а сплошная линия – классическому алгоритму.

Можно видеть, что с увеличением относительной ширины спектра УП вероятность правильного обнаружения сигнала и средний коэффициент улучшения уменьшаются в обоих алгоритмах. При этом скорость убывания эффективности модифицированного алгоритма (пунктирная линия) выше, чем у классического алгоритма (сплошная линия). Это связано с влиянием бокового лепестка АЧХ МДФ на большее количество каналов МДФ.

Исследование эффективности МДФ при уменьшении относительной ширины спектра УП до $dF_{\Pi}T_0 = 0,05$ и в каналах с межпериодной доплеровской фазой в пределах $\pm(0,25\pi - 0,75\pi)$. приведено в зависимости средней вероятности правильного обнаружения и среднего коэффициента улучшения от глубины вобуляции периода со следующими параметрами $dF_{\Pi}T_0 = 0,05$, $\lambda = 10^{-4}$ и $q = 10^{-3}$, другие параметры не изменялись. где пунктирная линия соответствует модифицированному алгоритму, а сплошная линия – классическому алгоритму.

По представленным результатам можно сделать вывод, что в пределах межпериодной доплеровской фазы $\pm(0,25\pi - 0,75\pi)$ применение модифицированного алгоритма дает выигрыш по сравнению с классическим алгоритмом. Это значит, что в случае наличия УП ис-

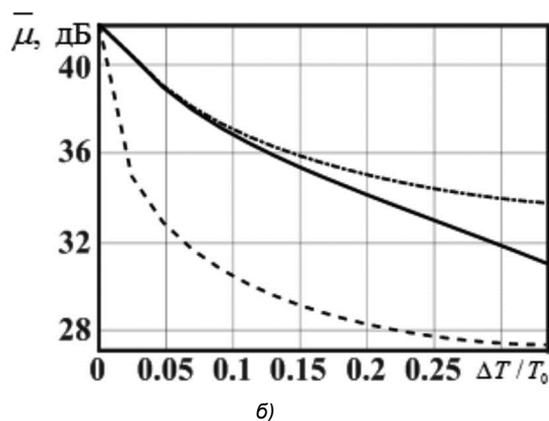
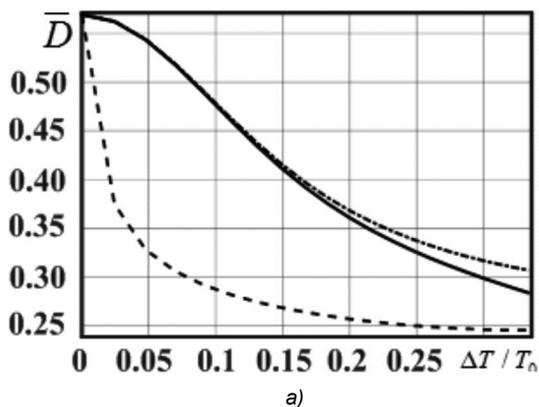


Рис. 8. Зависимости средней вероятности правильного обнаружения сигнала (а)

и среднего коэффициента улучшения (б) от параметра $\Delta T / T_0$ глубины вобулляции периода повторения импульсов на фоне УП

пользование модифицированного алгоритма дает выигрыш не во всех, а только в определенных каналах, в которых паразитный боковой лепесток АЧХ фильтра не совпадает с главным лепестком УП.

Комбинированный метод

Для улучшения эффективности МДФ предлагается использовать комбинированный метод, на основе применения классического алгоритма и модифицированного алгоритмов в зависимости от относительной ширины спектра УП. Так в случае $0, dF_{\text{ш}} T \leq 0,1$ можно использоваться классический алгоритм в каналах с межпериодной доплеровской фазой в пределах $\pm(0,75\pi - \pi)$ и модифицированный алгоритм в остальных каналах. На рис. 8 приведены результаты применения комбинированного метода и приведены зависимости средней вероятности правильного обнаружения и среднего коэффициента улучшения от параметра $\Delta T / T_0$, где пунктирная линия соответствует модифицированному алгоритму, сплошная линия классическому алгоритму и пунктирно-точечная линия – комбинированию.

На рис. 8 видно, что комбинированный метод является наилучшим для обработки неэквилидистантных последовательностей импульсов на фоне УП и белого шума. Такой метод устраняет недостатки при использовании только модифицированного алгоритма во всех каналах и повышает эффективность МДФ по сравнению с применением классического метода.

Заключение

По результатам исследования можно заключить, что применение модифицированного алгоритма для обра-

ботки неэквилидистантных последовательностей импульсов на фоне белого шума дает выигрыш во всех случаях по сравнению с классическим алгоритмом. При наличии УП наилучшим способом является комбинирование классического алгоритма и модифицированного алгоритма. При использовании комбинированного метода можно устранить недостаток, связанный с «просачиванием» УП в те каналы, в которых паразитный боковой лепесток АЧХ МДФ совпадает с главным лепестком УП. Данный результат исследования является важным для применения многоканальной фильтрации в реальных системах и перспективен для дальнейшего исследования.

Литература

1. Кошелев В.И. Когерентная фильтрация неэквилидистантных последовательностей импульсов в системах первичной обработки радиолокационных систем. Успехи современной радиоэлектроники. 2014. № 10. С.16-20.
2. Кошелев В.И., Горкин В.И. Структура доплеровского процессора радиолокационного сигнала при переменном периоде излучения. Цифровая обработка сигналов. 2005. № 2. С. 15-19.
3. Кошелев В.И. Параметры многоканального обнаружителя доплеровских сигналов. Вестник РГРТУ. 2001. № 8. С. 18.
4. Попов Д.И. Обработка неэквилидистантных сигналов на фоне пассивных помех. Вестник РГРТУ. 2022. № 80. С. 24-31.
5. Кошелев В.И., Кирдяшкин В.В., Сычев М.И., Ясенцев Д.А. Актуальные вопросы радиолокации. Под ред. Бакулева П.А. Москва: Изд-во МАИ. 2016. С. 10-11.

УДК 621.396.93

ВЛИЯНИЕ ПРОСТРАНСТВЕННОЙ СТРУКТУРЫ НА ПРОПУСКНУЮ СПОСОБНОСТЬ БЕСПРОВОДНЫХ MIMO СИСТЕМ ПРИ НАЛИЧИИ ПОМЕХ

Паршин Ю.Н., д.т.н., профессор РГРТУ им. В.Ф. Уткина, e-mail: parshin.y.n@rsreu.ru
 Нгуен В. Н. Т., аспирант РГРТУ им. В.Ф. Уткина, e-mail: thuan.nvn88@gmail.com

THE INFLUENCE OF THE SPATIAL STRUCTURE ON THE CAPACITY OF WIRELESS MIMO SYSTEMS IN THE PRESENCE OF INTERFERENCE

Parshin Yu.N., Nguyen V.N.T.

In modern radio engineering, systems with multiple transmitting and receiving antennas (MIMO – Multiple Input Multiple Output) have become a popular solution to reduce the impact of interference on the system capacity. Such systems make it possible to increase the efficiency of data transmission, increasing the capacity of the communication channel and reducing the number of errors when receiving data. The paper analyzes the MIMO bandwidth of a telecommunications system depending on the spatial structure of antennas in the presence of interference. The results obtained allow us to justify the choice of the number of antennas to obtain a given capacity in wireless MIMO systems.

Key words: MIMO system, bandwidth, interference, spatial structure.

Ключевые слова: MIMO система, пропускная способность, помеха, пространственная структура.

Введение

Современные системы передачи информации широко используют пространственный ресурс для повышения скорости и надежности передачи информации. В работах [1-4] предложено использовать системы с множеством антенн на приемном и передающем сторонах, называемые MIMO системами, для увеличения пропускной способности канала связи и повышения помехоустойчивости в беспроводных системах связи. Большое развитие в последнее время получили антенные решетки, широко используемые в пространственной обработке сигналов. В работах [1, 2, 6, 7] исследуются методы пространственно-временной обработки, в том числе пространственное кодирование и декодирование для обеспечения уменьшения влияния замираний сигналов, а также подавление пространственно коррелированных помех. Анализ пропускной способности MIMO системы при действии пространственно коррелированных помех проведен в работе [8] в предположении, что пространственные характеристики сигнала, помех и среды распространения известны, а взаимное влияние сигналов в антенной системе не учитывается.

Эффективность пространственной обработки в значительной степени зависит от пространственной структуры антенной системы – количества антенн, их расположения в пространстве. В работах [7-11] показано, что оптимизация пространственной структуры позволяет повысить эффективность радиосистем, функционирующих в условиях действия пространственно коррелированных помех. Пространственная структура определяет матрицу пространственной корреляции помех, корреляционные свойства канальных коэффициентов MIMO радиосистем, а также матрицу взаимных импедансов приемной и передающей антенных систем. В работе [5] проведен анализ MIMO системы передачи информации

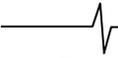
В современной радиотехнике системы с множественными передающими и приемными антеннами (MIMO – Multiple Input Multiple Output) стали популярным решением для уменьшения влияния помех на пропускную способность системы. Такие системы позволяют повысить эффективность передачи данных, увеличивая пропускную способность канала связи и уменьшая число ошибок при приеме данных. В работе проведен анализ пропускной способности MIMO телекоммуникационной системы в зависимости от пространственной структуры антенн при наличии помех. Полученные результаты позволяют обосновать выбор количества антенн для получения заданной пропускной способности в беспроводных MIMO системах.

при наличии корреляции шумов антенной системы, вызванной взаимным импедансами антенной системы. Таким образом, пространственная структура влияет на целый комплекс характеристик MIMO радиосистемы, что особенно заметно при уменьшении размеров антенной системы.

Целью работы является исследование пропускной способности MIMO системы передачи информации в зависимости от пространственной структуры антенной системы при действии внешних пространственно коррелированных помех.

Постановка задачи и ее формализация

Для решения поставленной задачи определим зависимость пропускной способности от числа и расположения антенн в передающей и приемной антенных системах. Пусть пространственная структура MIMO системы состоит из передатчика с N_{Tx} антеннами, расположенных на плоскости с координатами $x_m, y_m, m = 1, \dots, N_{Tx}$, и приемника с N_{Rx} антеннами с координатами $x_n, y_n, n = 1, \dots, N_{Rx}$. Также в окрестности приемных антенн располагаются K одноантенных источников помех. Сигнал в окрестности приемных антенн образуется путем



преобразования вектора переданных антеннами передатчика сигналов \underline{X} в многолучевом канале: $\underline{S} = \underline{H}\underline{X}$, где \underline{H} – матрица канальных коэффициентов размерностью $N_{Rx} \times N_{Tx}$.

Рассмотрим модель коррелированных канальных коэффициентов, которая учитывает пространственную структуру приемной и передающей антенных систем. Полагаем, что в окрестности приемной антенны располагаются рассеиватели, мощность сигнала которых в зависимости от угловой координаты образует в точке приема угловой спектр $p_{Rx}(\theta)$. Используя эквивалентность характеристик антенны в режиме приема и передачи, аналогичный угловой спектр $p_{Tx}(\theta)$ имеется также и для описания свойств рассеивающей среды в окрестности передающей антенны.

Угловой спектр и пространственная структура антенной системы определяют матрицу пространственной корреляции сигналов в антеннах приемной или передающей антенной систем. Например, корреляция сигналов в ненаправленных элементах плоской антенной решетки рассчитывается с использованием углового спектра по формуле:

$$r_{mn} = \int_0^{2\pi} p(\theta) e^{j \frac{2\pi}{\lambda} [(x_m - x_n) \cos \theta + (y_m - y_n) \sin \theta]} d\theta,$$

$$n, m = 1, \dots, N_{Tx} (N_{Rx}),$$

где $x_n, y_n, n = 1, \dots, N_{Tx} (N_{Rx})$ – координаты антенн антенной системы, θ – угловая координата рассеивателя относительно оси x в плоскости расположения антенн, λ – длина волны.

Пусть корреляция сигналов различных лучей в приемной антенне задается корреляционной матрицей

$\underline{R}_{Rx} = \{r_{Rxij} = \underline{h}_{im} \underline{h}_{jm}^*, i, j = 1, \dots, N_{Rx}\}$ и в дальней зоне не зависит от номера m передающей антенны. Аналогично для передающей антенны, работающей в режиме приема, корреляция сигналов различных лучей задается

матрицей $\underline{R}_{Tx} = \{r_{Txij} = \underline{h}_{in} \underline{h}_{jn}^*, i, j = 1, \dots, N_{Tx}\}$ и не зависит от номера n приемной антенны, работающей в режиме передачи. Корреляция между канальными коэффициентами с любыми парами индексов mn и ij рассчитывается на основе корреляционных матриц сигналов в приемных и передающих антенных системах следующим образом:

$$\underline{R}_{MIMO} = \underline{R}_{Tx} \otimes \underline{R}_{Rx}, \quad (1)$$

где \otimes обозначает кронекеровское произведение матриц.

Для согласования модели канальных коэффициентов с экспериментально полученной дисперсией D_H необходимо произвести нормировку корреляционной матрицы следующим образом: $\underline{R}_H = \underline{R}_{MIMO} \frac{D_H}{|\underline{R}_{MIMO}(1,1)|}$.

Для получения необходимой корреляции $N_{Rx} N_{Tx} \times 1$ вектор некоррелированных канальных коэффициентов моделируется уравнением:

$$\underline{H}_1 = \underline{C}\underline{V},$$

где $\underline{V} = \left[v_1 \ v_2 \ \dots \ v_{N_{Tx} N_{Rx}} \right]^T$ – вектор независимых комплексных гауссовских чисел с $|v_i|^2 = 1$. Матрица \underline{C} получается в результате факторизации по Холецкому корреляционной матрицы канальных коэффициентов $\underline{R}_H = \underline{C}\underline{C}^H$. Матрица канальных коэффициентов размером $N_{Rx} \times N_{Tx}$ получается из вектора-столбца коэффициентов \underline{H}_1 путем последовательного формирования столбцов:

$$\underline{H} = \{ \underline{H}_1(1 : N_{Rx}) \quad \underline{H}_1(1 + N_{Rx} : 2N_{Rx}) \quad \dots \\ \underline{H}_1(1 + (N_{Tx} - 1)N_{Rx} : N_{Rx} N_{Tx}) \}.$$

Помеха в окрестности приемных антенн формируется путем амплитудно-фазового преобразования помехи в соответствии с ее изменением при распространении. Пространственно-коррелированная помеха задается K источниками некоррелированных гауссовских процессов \underline{p}_k с дисперсией D_k , приходящими с направлений, задаваемых азимутом $\alpha_k, k = 1, \dots, K$, в системе координат приемных антенн. В пространстве все помехи суммируются в соответствии с пространственной структурой антенной системы и расположением помех [1]

$$\underline{Z} = \sum_{k=1}^K \underline{p}_k \underline{V}_k, \quad \text{где} \quad \underline{V}_k = \{V_{kn} = \exp \left[-j \frac{2\pi}{\lambda} (x_n \cos \alpha_k + y_n \sin \alpha_k) \right], n = 1, \dots, N_{Rx} \}$$
 – направляющий вектор k -й помехи, определяющий фазовое распределение помехи в различных антеннах.

Вследствие взаимного влияния сигнала и помех в антенной системе происходит изменение сигнальной и помеховой составляющих наблюдаемого процесса в соответствии с матричным коэффициентом передачи $\underline{Q} = \underline{Z}_L (\underline{Z}_A + \underline{Z}_L)^{-1}$ [10], где \underline{Z}_A – матрица взаимных импедансов антенн, \underline{Z}_L – диагональная матрица нагрузочных импедансов приемного тракта. В данной работе используется матрица взаимных импедансов системы полуволновых диполей, а нагрузочные импедансы согласованы с импедансами каждой из антенн $\underline{Z}_L(n, n) = \underline{Z}_A^*(n, n), n = 1, \dots, N_{Rx}$. Выражение для матрицы взаимных импедансов, отражающее ее зависимость от пространственной структуры, приведено в работе [12].

С учетом взаимного влияния сигнальная и помеховая составляющие преобразуются в соответствии с их пространственными характеристиками:

$$\underline{\bar{H}} = \underline{Q}\underline{H}, \quad \underline{\bar{V}}_k = \underline{Q}\underline{V}_k.$$

На выходе антенной системы помеха в наблюдаемом процессе представляет собой сумму двух составляющих $\underline{V} = \underline{\bar{Z}} + \underline{U}$, где $\underline{\bar{Z}} = \underline{Q}\underline{Z}$ – пространственно-коррелированная помеха, $\underline{U} = \{u_n, n = 1, \dots, N_{Rx}\}$ – шумы антенны. Корреляционная матрица пространственно-коррелированной помехи равна $\underline{R}_Z = \sum_{k=1}^K D_k \underline{\bar{V}}_k \underline{\bar{V}}_k^H$. Корреляционная матрица шумов антенны, учитывающая взаимное влияние в антенной

системе, равна $\underline{R}_U = \frac{D_U}{\text{Re} \underline{Z}_A(1,1)} \underline{Q} \text{Re} \underline{Z}_A \underline{Q}^H$ [13].

В результате на выходе приемных антенн получаем вектор наблюдаемого процесса на входе приемного тракта $\underline{Y} = \underline{\bar{H}}\underline{X} + \underline{V}$, где \underline{V} – вектор-столбец помехи. Корреляционная матрица помехи равна сумме корреляционных матриц для внешней помехи и шума антенн $\underline{R}_V = \underline{\bar{R}}_Z + \underline{R}_U$.

Пропускная способность MIMO системы связи при передаче некоррелированных сообщений, действию пространственно-некоррелированных помех и шумов и заданной реализации канальной матрицы \underline{H} равна [3]:

$$C_H = \log_2 \det \left(\mathbf{I} + \frac{q}{N_{Tx}} \underline{H}\underline{H}^H \right), \quad (2)$$

где $q = \frac{D_X}{D_U}$ – отношение сигнал-шум, D_X – дисперсия всех сигналов, передаваемых всеми передатчиками, \mathbf{I} – единичная матрица размером $N_{Rx} \times N_{Rx}$.

Так как внешние помехи являются пространственно коррелированными случайными величинами, для расчета пропускной способности по формуле (2) предлагается преобразовать коррелированные помехи в некоррелированные помехи. В рассматриваемой работе такое преобразование – декорреляция осуществляется с помощью линейного фильтра с матричным коэффициентом передачи \underline{W} :

$$\underline{\tilde{Y}} = \underline{W}\underline{Y} = \underline{\tilde{X}} + \underline{\tilde{V}} = \underline{W}\underline{\bar{H}}\underline{X} + \underline{W}\underline{V}. \quad (3)$$

После декорреляции на выходе фильтра корреляционная матрица помех $\underline{\tilde{V}}$ должна иметь вид:

$$\begin{aligned} \underline{R}_V &= \overline{\underline{\tilde{V}}\underline{\tilde{V}}^H} = \overline{(\underline{W}\underline{V})(\underline{W}\underline{V})^H} = \\ &= \overline{\underline{W}\underline{V}\underline{V}^H\underline{W}^H} = \underline{W}\underline{R}_V\underline{W}^H = D_U \mathbf{I}. \end{aligned} \quad (4)$$

Поэтому матричный фильтр декоррелятора \underline{W} получается в результате разложения по Холецкому левой части выражения:

$$\frac{1}{D_U} \underline{R}_V = \underline{W}^{-1}(\underline{W}^H)^{-1}, \quad (5)$$

с последующим обращением результата разложения:

$$\underline{W} = \sqrt{D_U} [\text{Chol}(\underline{R}_V)]^{-1}.$$

Учитывая изменение преобразования сообщения при

декорреляции в (3), получим выражение для расчета пропускной способности в помеховой обстановке, которая характеризуется наличием пространственно некоррелированных шумов и пространственно коррелированных помех:

$$C_H = \log_2 \det \left(\mathbf{I} + \frac{q}{N_{Tx}} \underline{W}\underline{\bar{H}}(\underline{W}\underline{\bar{H}})^H \right). \quad (6)$$

В дальнейшем для количественной оценки пропускной способности используем эргодическую пропускную способность, получаемую усреднением (6) по ансамблю реализаций канальных матриц $C = \overline{C_H} \approx \sum_{i=1}^N C_H(i)$, $C = \overline{C_H} \approx \sum_{i=1}^N C_H(i)$, где N – число реализаций канальной матрицы $\underline{\bar{H}}$ и азимута помех α_k , $k = 1, \dots, K$.

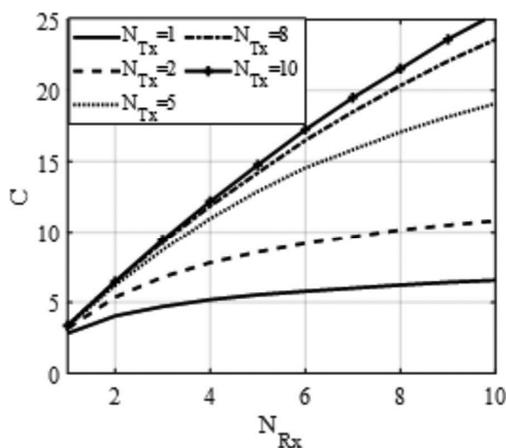
Результаты моделирования

Моделирование проведем для канальной матрицы, полученной для равномерных угловых спектров $p_{Tx}(\theta) = p_{Rx}(\theta) = 1/2\pi$, и дисперсии канальных коэффициентов равной $D_H = 1$. Полагаем, что антенны образуют линейные эквидистантные антенные решетки с координатами антенн $x_k = 0$, $y_k = d(k-1)$, $k = 1, \dots, K$, а помехи располагаются в одной плоскости с плоскостью антенн в угловом секторе $0 < \alpha_k < 360^\circ$ случайно, независимо и равномерно. Отношение сигнал-шум равно $q = \frac{D_X}{D_U} = 10$ дБ, отношение помеха-шум для каждой из

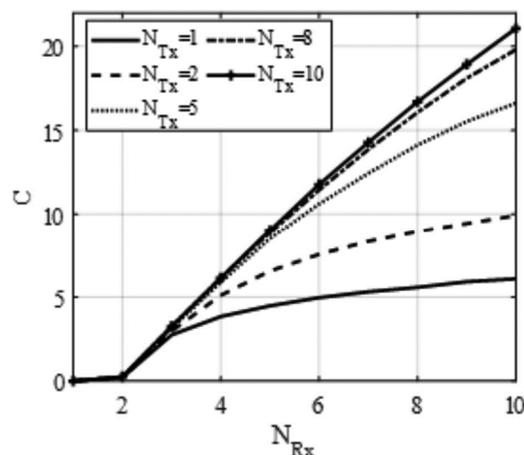
помех равно $p_k = \frac{D_k}{D_U} = 30$ дБ, $k = 1, \dots, K$. Число источников помех равно $K = 0, 2, 5, 6$.

На рис. 1 приведены зависимости пропускной способности от количества приемных антенн при различном числе передающих антенн и расстоянии между антеннами $d = 0,5\lambda$.

На рис. 2 приведены зависимости пропускной способности от количества приемных антенн при различном числе источников помех. Число передающих антенн $N_{Tx} = 1, 2, 5, 10$.



а) $K = 0$



б) $K = 2$

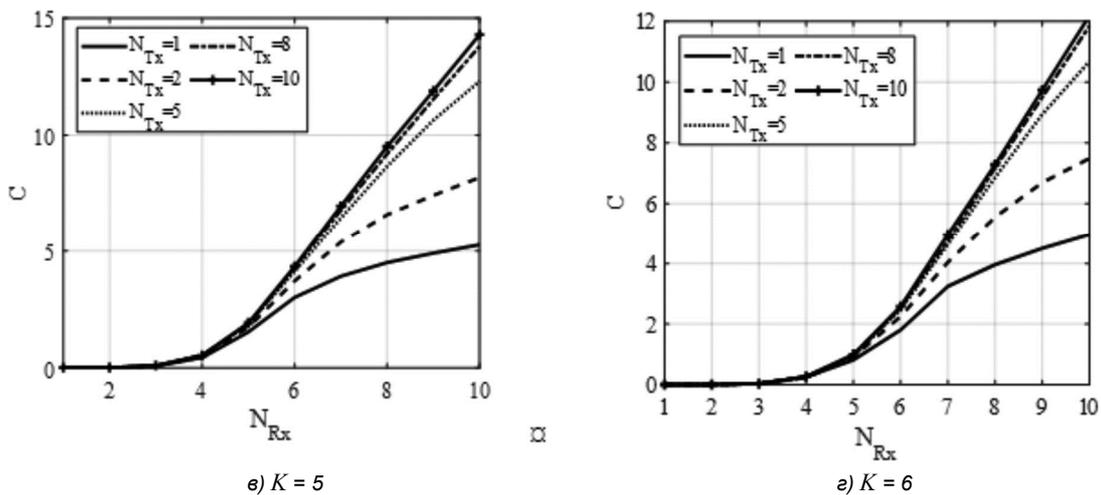


Рис. 1. Зависимости пропускной способности от количества приемных антенн при различном числе передающих антенн и числе источников помех

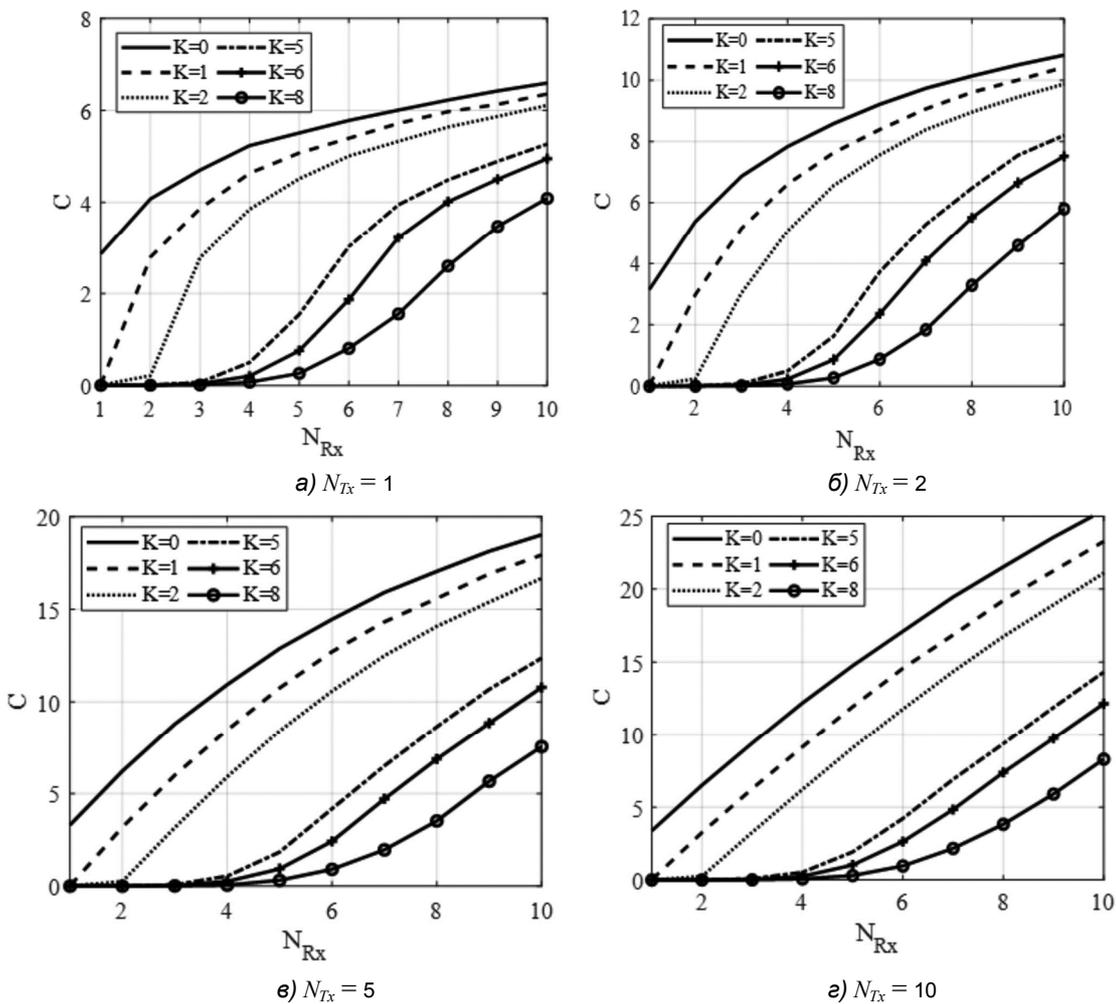


Рис. 2. Зависимости пропускной способности от количества приемных антенн при различном числе передающих антенн и числе источников помех

Анализ зависимостей пропускной способности от количества приемных антенн показал, что при увеличении количества передающих и приемных антенн пропускная способность увеличивается, особенно когда числа передающих и приемных антенн одинаково. При действии пространственно-коррелированных помех пропускная способность уменьшается в несколько раз при заданном числе передающих и приемных антенн. Способность подавления

помех зависит от количества приемных антенн. При увеличении числа источников помех пропускная способность стремится к нулю при $K > N_{Rx}$, а при достаточном количестве антенн $N_{Rx} \geq K + 1$ начинает увеличиваться.

На рис. 3 приведены зависимости пропускной способности от расстояния между антеннами приемных и передающих антенных систем. Число передающих ан-

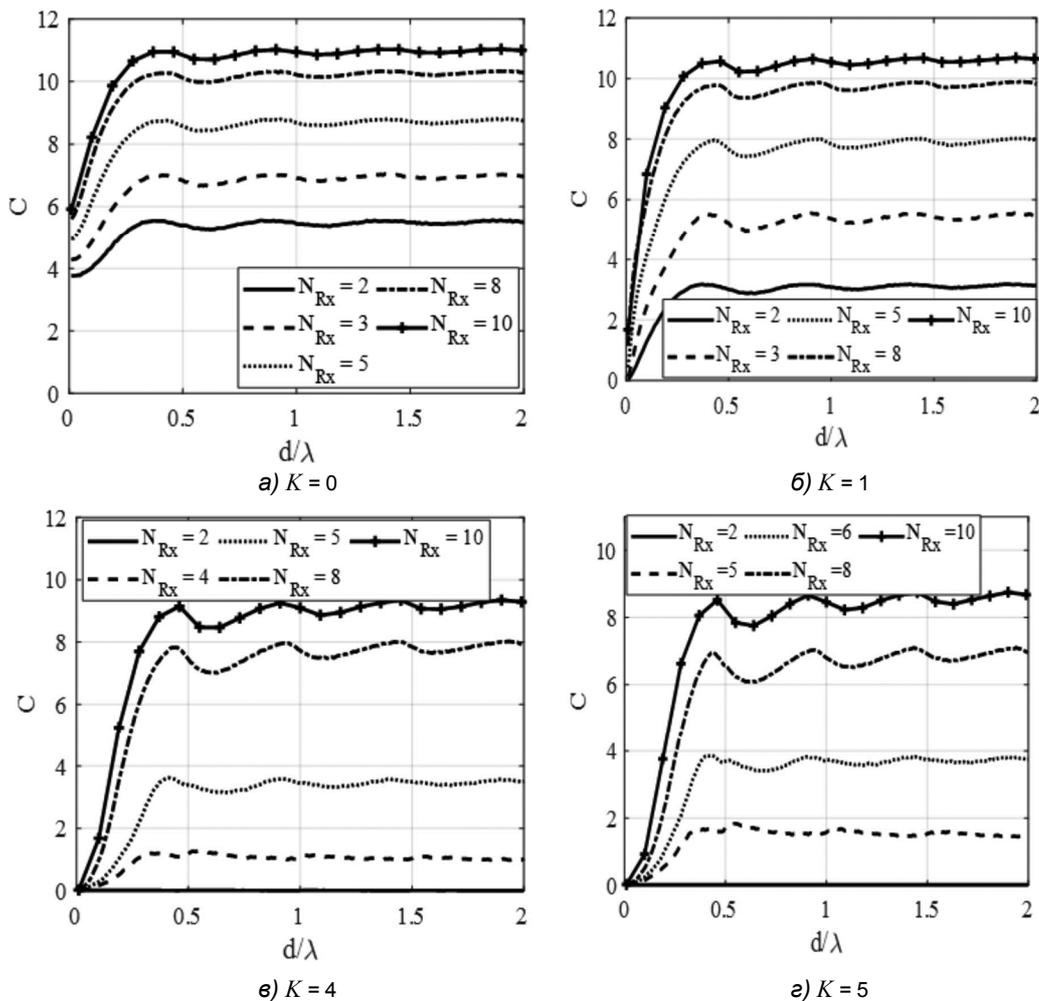


Рис. 3. Зависимости пропускной способности от расстояния между элементами антенн при различном числе приемных антенн и числе источников помех

тентн равно $N_{Tx} = 2$, а число приемных антенн равно $N_{Rx} = 2, 3, 4, 5, 6, 8, 10$.

Анализ зависимостей пропускной способности от расстояния между элементами антенн показал, что при небольших межэлементных интервалах способность и наличии помех пропускная остается небольшой при любом числе приемных антенн. При достаточно большой величине расстояния между элементами $d \geq 0,5\lambda$ пропускная способность достигает предельного значения, соответствующего некоррелированным канальным коэффициентам. Наличие пространственно-коррелированных помех вызывает уменьшение пропускной способности, что соответствует известным результатам. При изменении расстояния между антеннами в пределах $0 < d \leq 0,5\lambda$ пропускная способность увеличивается от значения, соответствующего $N_{Rx} = 1$, до максимального значения.

Заключение

Пространственные структуры имеют определяющее значение для пропускной способности MIMO канала при действии пространственно коррелированных помех. Пропускная способность системы увеличивается при увеличении количества передающих и приемных антенн, особенно когда числа передающих и приемных антенн одинаковы. При действии пространственно-коррелиро-

ванных помех пропускная способность уменьшается в несколько раз при заданном числе передающих и приемных антенн. Способность подавления помех зависит от количества приемных антенн. При увеличении числа источников помех пропускная способность стремится к нулю когда $K > N_{Rx}$, а при достаточном количестве антенн $N_{Rx} \geq K + 1$ начинает увеличиваться. Пропускная способность также зависит от расстояния между элементами антенн. При достаточном значении расстояния между элементами $d \geq 0,5\lambda$ можно достигнуть максимального значения пропускной способности и коэффициента подавления помех.

Полученные результаты позволяют обосновать выбор конфигурацию антенн для получения заданной пропускной способности в беспроводных MIMO системах, использующих малогабаритные антенные системы.

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

Литература

1. Григорьев В.А., Щесняк С.С., Гулюшин В.Л. и др. Адаптивные антенные решетки. Учебное пособие в 2-х частях / Григорьев В.А., Щесняк С.С., Гулюшин В.Л. и др.

Часть 1: под общ. ред. Григорьева В.А. СПб: Университет ИТМО, 2016. – 179 с.

2. Монзинго Р.А., Миллер Т.У. Адаптивные антенные решетки: Введение в теорию: пер. с англ. М.: Радио и связь, 1986. 448 с.

3. Telatar I.E. Capacity of multi-antenna Gaussian channels. European transactions on tele-communication, 1999, vol. 10, no 66 pp. 585-595.

4. Volker Kuhn. Wireless communications over MIMO channels: Applications to CDMA and multiple antenna systems. John Wiley & Sons, 2006.

5. Грачев М.В., Паршин Ю.Н. Анализ пропускной способности MIMO системы связи с учетом взаимного влияния каналов приемного тракта. Радиолокация, навигация, связь: Сборник трудов XXV международной научно-технической конференции (16-18 апреля 2019 г.). В 6-ти томах. Воронежский государственный университет; АО «Концерн «Созвездие». Воронеж: Издательский дом ВГУ, 2019. Т. 5. С. 242-248.

6. Паршин Ю.Н., Ксендзов А.В. Влияние пространственной корреляции на эффективность оптимизации пространственной структуры многоантенной системы при разнесенном приеме. Вестник Рязанской государственной радиотехнической академии. Рязань: РГРТУ, вып. 19, 2006. С. 54-62.

7. Паршин Ю.Н., Гусев С.И. Определение оптимальной пространственной структуры системы обработки

сигналов по критерию максимального правдоподобия. Вестник Рязанской государственной радиотехнической академии. Вып.2. Рязань: РГРТА, 1997. С.5-11.

8. Колупаева А.С., Паршин Ю.Н. Пропускная способность MIMO системы при наличии пространственно коррелированных помех. Радиолокация, навигация, связь: Сборник трудов XXVI международной научно-технической конференции. Воронеж: Издательский дом ВГУ, 2020, Т.5. С. 156-161.

9. Сосулин Ю.Г., Костров В.В., Паршин Ю.Н. Оценочно-корреляционная обработка сигналов и компенсация помех. М.: Радиотехника, 2014. 632 с.

10. Паршин Ю.Н., Грачев М.В. Многоэтапная реконструируемая обработка сигналов в пространственно распределенной радиосистеме. Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета Рязань: РГРТУ, 2019, № 67. С. 3-10.

11. Паршин Ю.Н., Гусев С.И. Влияние сигнально-помеховой ситуации на оптимальную пространственную структуру антенной системы. Вестник Рязанской государственной радиотехнической академии. Вып.4. Рязань: РГРТА, 1998. С. 117-120.

12. Сазонов Д. М. Антенны и устройства СВЧ: Учебник для радиотехнических специальностей вузов. М.: Высшая школа, 1988. 432 с.

13. Паршин Ю.Н. Пространственно-временная обработка сигналов и компенсация помех. М.: КУРС, 2021. 200 с.

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».

Уважаемые авторы !

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

1) Требования к текстовым материалам и сопроводительным документам:

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

2) Требования к иллюстрациям:

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

УДК 621.371

ЧАСТОТНО-ВРЕМЕННАЯ ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ В ДОПЛЕРОВСКОМ РАДИОПРИЕМНИКЕ

Клочко В.К., д.т.н., профессор РГРТУ им. В.Ф. Уткина, e-mail: klochkovk@mail.ru
Ву Ба Хунг, аспирант РГРТУ им. В.Ф. Уткина, e-mail: ronando2441996@gmail.com

TIME-FREQUENCY SIGNAL PROCESSING IN THE DOPPLER RADIO

Klochko V.K., Vu Ba Hung

The problem of distinguishing signals from several mobile sources in a multichannel Doppler radio receiver is solved. Based on the received signals, a decision is made on the availability of sources, their number and spatial coordinates are estimated. The aim of the work is to supersolve moving sources of reflection of radio signals that are not distinguishable by Doppler frequency, and to determine their spatial coordinates. It is proposed to increase the Doppler frequency resolution due to joint signal processing in the time and frequency domains. In the time domain, the time points of arrival of signals from sources are detected and their number is set at each time interval. In the frequency domain for each time interval, frequencies are detected at which the sources are distinguishable and not distinguishable. Estimates of coordinates of distinguishable sources, as well as those not distinguishable in the presence of two sources, are determined. The advantage of time-frequency signal processing is shown.

Key words: radio signal processing, Doppler receivers, time-frequency analysis, signal detection, parameter estimates, mathematical modeling.

Ключевые слова: обработка радиосигналов, доплеровские приемники, частотно-временной анализ, обнаружение сигналов, оценки параметров, математическое моделирование.

Введение

Традиционная частотно-временная обработка [1 – 3] отраженных от движущихся источников периодических радиосигналов ведется следующим образом. Во временной области по задержке отраженного сигнала определяются элементы разрешения дальности, через которые проходят отраженные сигналы. В одном элементе дальности могут находиться сигналы как от одного, так и от нескольких разных источников.

После дискретизации по времени периодическая последовательность сигналов, накопленная в элементе дальности, подвергается частотной обработке. В частотной области находятся доплеровские частоты, соответствующие движущимся источникам. При наличии антенной решетки (АР) и многоканальности обработки сигналов на выделенных частотах определяются амплитуды и фазы спектральных составляющих и методом разности фаз оцениваются угловые координаты источников.

При такой схеме обработки сигналов возможны ошибки обнаружения источников, возникающие в тех случаях, когда движущиеся источники имеют близкие скорости, не различимые по доплеровской частоте. В этом случае они обнаруживаются как один источник, и найденные оценки координат оказываются ошибочными.

Решению проблемы сверхразрешения источников посвящены многие работы, которые можно разделить на следующие три группы.

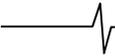
Решается задача различения сигналов от нескольких подвижных источников в многоканальном доплеровском радиоприемнике. На основе принятых в приемнике сигналов в каждом элементе разрешения дальности принимается решение о наличии источников, оценивается их число и пространственные координаты. Цель работы – сверхразрешение движущихся источников отражения радиосигналов в одном элементе дальности, не различимых по доплеровской частоте, и определение их пространственных координат. Предлагается повысить разрешение по доплеровской частоте в элементе дальности за счет совместной обработки сигналов во временной и частотной областях. Во временной области находят моменты времени прихода сигналов от источников и устанавливается их число на каждом временном промежутке. В частотной области для каждого временного промежутка обнаруживаются частоты, на которых источники различимы и не различимы. Определяются оценки координат различных источников, а также не различимых при наличии двух источников. Показывается преимущество частотно-временной обработки сигналов.

1. Работы, основанные на математических методах извлечения информации об источниках за счет корреляционной обработки или разложения сигналов по определенному базису, например, [4 – 5].

2. Работы, основанные на позиционировании нескольких взаимно ориентированных и синхронизированных в работе приемных станций [6 – 8].

3. Работы, основанные на совместной частотно-временной обработке сигналов [9 – 11].

Данная работа придерживается третьего направления. Учитывая известные ограничения методов частотно-временного анализа при решении задачи сверхразрешения – априорно заданное число источников и большой объем вычислений, в данной работе предлагаются авторские решения, свободные от указанных ограничений.



Постановка задачи и ее формализация

Радиоприемник с АР принимает гармонические сигналы отражения от k -х движущихся источников ($k = \overline{1, m}$, m – неизвестное число источников), которые подвергаются первичной обработке в нескольких q -х приемных каналах ($q = \overline{1, Q}$, Q – число каналов по числу приемных элементов АР). Физически использование гармонического сигнала объясняется низкой энергетикой малогабаритной приемо-передающей станции. Разделение гармонического сигнала по элементам дальности достигается за счет фазовой манипуляции по коду Баркера.

После прохождения режекторного фильтра, отсекающего частотные составляющие сигнала от неподвижных источников, перехода на промежуточную частоту ω_{np} вместе с доплеровской частотой $\omega_{ок}$ (частотой доплеровского смещения) – в итоге с частотой от k -го источника $\omega_k = \omega_{np} + \omega_{ок}$, а также дискретизации по времени t_i в тракте первичной обработки модель дискретных последовательностей $\{y_q(t_i)\}$ в q -х каналах в отдельно взятом элементе разрешения дальности принимает вид [12]

$$\begin{aligned} y_q(t_i) &= \sum_{k=1}^m s_{qk}(t_i - \tau_k) + p_q(t_i) = \\ &= \sum_{k=1}^m \gamma U_0(\varphi_k, \theta_k) G(\varphi_k, \theta_k) \cos[(\omega_k(t_i - \tau_k) - \\ &- 4\pi R / \lambda - 2\pi \delta_{qk}(\varphi_k, \theta_k) / \lambda + \zeta) + p_q(t_i) = \\ &= \sum_{k=1}^m A_k \cos[\omega_k(t_i - \tau_k) + \psi_{qk}] + p_q(t_i), \\ i &= \overline{1, n}, \quad q = \overline{1, Q}, \end{aligned} \quad (1)$$

где n – число дискретных отсчетов моментов времени в элементе дальности $[R, R + \Delta R]$ (ΔR – разрешающая способность по дальности) на промежутке времени длительностью $T = t_n - t_1$ до прихода переотраженных от местности сигналов; τ_k – момент времени появления k -го сигнала в элементе дальности; t_i – текущее дискретное время; $s_{qk}(t_i - \tau_k)$ – сигнал от k -го источника в q -м канале, зависящий от δ_{qk} и принимаемый с задержкой по времени τ_k , $s_{qk}(t_i - \tau_k) = 0$ при $t_i < \tau_k$; m – неизвестное число сигналов, отраженных от m источников, в элементе дальности; γ – мультипликативный шум с единичным средним; U_0 – амплитуда передающего сигнала; $G(\varphi, \theta)$ – амплитудная характеристика диаграммы направленности приемного элемента АР; A_k и ψ_{qk} – амплитуда и фаза принимаемого сигнала от k -го источника, причем ψ_{qk} зависит от δ_{qk} ; λ – длины волны; δ_{qk} – отклонение фронта волны, отраженной от k -го источника и достигшей q -го элемента АР, относительно центра антенны ($\delta_{0k} = 0$); $\zeta = \varphi_0 + \eta$, φ_0 – начальная

фаза; η – случайное изменение фазы на $[0, 2\pi]$; φ_k и θ_k – азимут и угол места k -го источника отраженного сигнала; p_q – аддитивный шум с нулевым средним и дисперсией σ_p^2 , действующий в каждом q -м канале.

Считается, что задержка τ_k во всех q -х каналах одинакова: $\tau_{qk} = \tau_k, \forall q$, в силу малости величины δ_{qk} . Также считается, что число источников m за время T обработки сигналов не меняется, что обусловлено малой скоростью движения источников по сравнению со скоростью распространения сигналов. Сигналы от одинаково удаленных источников в элементе дальности могут приниматься с одинаковой временной задержкой τ_k .

Задача заключается в определении следующих оценок: моментов задержки времени $\hat{\tau}_k$ появления k -х сигналов в элементе дальности ($k = \overline{1, \hat{m}}$); числа источников \hat{m} и их угловых координат $\hat{\varphi}_k, \hat{\theta}_k, k = \overline{1, \hat{m}}$, за время T .

Критерии обнаружения моментов времени задержки сигналов

Так как число источников в сумме (1) заранее неизвестно и, следовательно, неизвестны характеристики суммарного сигнала, то применить для обнаружения моментов τ_k методы Неймана – Пирсона или отношения правдоподобия, рассчитанные на априорную информацию о двух альтернативных гипотезах, не удастся. Поэтому целесообразно воспользоваться статистическим критерием согласия Пирсона для одной гипотезы H_0 – присутствия дискретного белого шума $p_q(t_i) \sim N(0, \sigma_p^2)$, а также логическим критерием « L из N » (например, «2 из 3-х» подряд) попаданий в доверительный интервал.

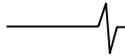
Пусть на начальном промежутке времени $[t_1, \tau_1)$, предшествующем моменту времени τ_1 появления сигнала от первого источника, в q -х каналах действует дискретный белый шум: $y_q(t_i) = p_q(t_i), q = \overline{1, Q}, i = 0, 1, 2, \dots$, с нулевым средним и дисперсией σ_p^2 . Последовательность $\{y_q(t_i)\}$ подается на вход экспоненциального фильтра нулевого порядка, который осуществляет сглаживание $y_q(t_i)$ в соответствии с алгоритмом:

$$\hat{x}_q(t_i) = \hat{x}_q(t_{i-1}) + \alpha(y_q(t_i) - \hat{x}_q(t_{i-1})), \quad (2)$$

$$i = 2, 3, \dots, q = \overline{1, Q},$$

при начальном условии $\hat{x}_q(t_1) = y_q(t_1)$. Выбором коэффициента сглаживания α ($0 < \alpha < 1$) устанавливается размер M эффективной памяти фильтра.

Алгоритм (2) осуществляет сглаживание в соответствии с моделью нулевого порядка, действующей в пределах последних M измерений, и среднее значение оценки $\hat{x}_q(t_i)$ равно нулю. Прогнозное значение процесса $x_q(t_i)$ на момент времени t_{i+1} будет $\hat{x}_q(t_{i+1}) = \hat{x}_q(t_i)$.



Рассмотрим первый критерий обнаружения момента τ_1 . Пусть взяты N последовательных значений «невязок» – отклонений $y_q(t_i)$ относительно прогнозных значений: $\Delta y_q(t_i) = y_q(t_i) - \hat{x}_q(t_{i-1})$, начиная с момента t_{M+1} . Случайная величина $\Delta y_q(t_i)$ распределена с нулевым средним и дисперсией $\sigma_p^2 + \sigma_h^2$, где σ_h^2 – дисперсия ошибки прогнозирования на один шаг $h=1: \sigma_h^2 \rightarrow \rightarrow \sigma_p^2 \alpha / (2 - \alpha)$ при $i \rightarrow \infty$. Тогда случайная величина

$$J_q(t_i) = (\sigma_p^2 + \sigma_h^2)^{-1} \sum_{j=1}^N [\Delta y_q(t_{i-N+j})]^2, \quad i \geq M + N, \quad (3)$$

распределена по закону Пирсона с N степенями свободы, и существует квантиль γ_β порядка β (например, $\beta = 0,95$) такой, что с доверительной вероятностью β выполняется неравенство $J_q(t_i) \leq \gamma_\beta$. Как логическое следствие, если реализация $\hat{J}_q(t_i)$ случайной величины (3) превышает порог γ_β для всех значений $q: \hat{J}_q(t_i) > \gamma_\beta, q = \overline{1, Q}$, то с вероятностью β гипотеза H_0 о присутствии белого шума отвергается. То есть принимается альтернативная гипотеза: начиная с момента времени $t_i = \tau_1$, в q -х каналах присутствуют сигналы от первого источника $s_{q1}(t_i - \tau_1), q = \overline{1, Q}, t_i \geq \tau_1$.

Рассмотрим второй критерий обнаружения момента τ_1 . Если N последовательных значений невязок $\Delta y_q(t_i)$, начиная с момента t_{M+1} , попадают в доверительный интервал:

$$|\Delta y_q(t_i)| \leq \gamma_\beta \sqrt{\sigma_p^2 + \sigma_h^2}, \quad i \geq M + 1, \quad q = \overline{1, Q}, \quad (4)$$

где γ_β – двусторонний квантиль стандартного нормального распределения, то гипотеза H_0 о присутствии шума не отвергается. Если неравенство (4) L раз из N ($L < N$) нарушается, то принимается альтернативная гипотеза о присутствии сигналов $s_{q1}(t_i - \tau_1), q = \overline{1, Q}, t_i \geq \tau_1$.

После принятия решения о наличии сигналов $s_{q1}(t_i - \tau_1), t_i \geq \tau_1$, включается в работу фильтр Калмана, настроенный на модель сигнала

$$s_{q1}(t_i - \tau_1) = x_q(t_i) + p_q(t_i), \quad (5)$$

$$x_q(t) = a_{q0} + a_{q1}(t - t_{i-1}) + a_{q2}(t - t_{i-1})^2 / 2,$$

$$t \in [t_{i-1}, t_i], \quad q = \overline{1, Q},$$

где a_{q0}, a_{q1}, a_{q2} – параметры модели изменения $x_q(t)$ на $[t_{i-1}, t_i]$.

Осуществляется сглаживание $y_q(t_i)$ на промежутке $[\tau_1, \tau_2)$ с учетом модели (5) перехода от t_{i-1} к t_i в соответствии с алгоритмом [13, 14]

$$\hat{X}_{qi} = \hat{X}_{qi}^\ominus + K_i(y_q(t_i) - H\hat{X}_{qi}^\ominus), \quad t_i \geq \tau_1, \quad q = \overline{1, Q}, \quad (6)$$

где $\hat{X}_{qi} = (\hat{x}_{qi}, \hat{x}'_{qi}, \hat{x}''_{qi})^T$ – вектор оценок состояния модельного процесса $x_q(t)$ на текущий момент времени t_i , включающий оценки самого процесса $\hat{x}_{qi} = \hat{x}_q(t_i)$, скорости изменения процесса $\hat{x}'_{qi} = \dot{\hat{x}}_q(t_i)$ и ускорения $\hat{x}''_{qi} = \ddot{\hat{x}}_q(t_i)$; $H = (1, 0, 0)$; \hat{X}_{qi}^\ominus – экстраполированный вектор оценок состояния $\hat{X}_{q,i-1}$ на момент t_i в соответствии с (5); K_i – векторный коэффициент усиления фильтра Калмана.

В процессе фильтрации (6) вычисляются первые остаточные ряды $\{e_{q1}(t_i)\}$:

$$e_{q1}(t_i) = y_q(t_i) - \hat{x}_q(t_i), \quad q = \overline{1, Q}, \quad t_i \geq \tau_1.$$

Оценка дисперсии σ_e^2 остаточных рядов находится по последовательностям $\{e_{q1}(t_i)\}$ с усреднением по q .

К остаточным рядам $\{e_{q1}(t_i)\}, q = \overline{1, Q}$, применяются критерии (3) и (4) для обнаружения момента времени τ_2 прихода сигнала от второго источника $s_{q2}(t_i - \tau_2)$ с тем отличием, что вместо дисперсии σ_p^2 берется дисперсия σ_e^2 . При обнаружении момента τ_2 опять включается в работу фильтр Калмана, настроенный на модель

$$y_q(t_i) = s_{q1}(t_i - \tau_1) + s_{q2}(t_i - \tau_2) + p_q(t_i) = x_q(t_i) + p_q(t_i), \quad (7)$$

$$t_i \geq \tau_2, \quad q = \overline{1, Q},$$

где для $x_q(t), t \in [t_{i-1}, t_i]$, действует модель перехода (5).

Происходит сглаживание временных рядов (7) фильтром Калмана (6), и вычисляются вторые остаточные ряды $e_{q2}(t_i) = y_q(t_i) - \hat{x}_q(t_i), t_i \geq \tau_2, q = \overline{1, Q}$.

Далее процесс продолжается на намеченной схеме для обнаружения момента τ_3 и т.д.

За время T до момента времени прихода переотраженного сигнала, который обнаруживается по сильному искажению суммарного сигнала, находится оценка числа источников \hat{m} как число обнаруженных моментов времени $\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_{\hat{m}}$.

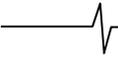
Нахождение оценок координат во временной области

Оценки на первом промежутке. На первом промежутке времени $[\tau_1, \tau_2)$ оценки координат первого источника могут быть найдены во временной области [3, 12, 15] включением в работу второго фильтра Калмана, настроенного на модель вида

$$x_q(t_i) = a_q(t_i) \cos \hat{\omega} t_i + b_q(t_i) \sin \hat{\omega} t_i + p_q(t_i),$$

где оценка частоты $\hat{\omega}$ находится в процессе фильтрации (6) подсчетом и усреднением числа полупериодов $\hat{x}_q(t_i)$ при переходе $\hat{x}_q(t_i)$ через ноль [12].

Фильтр Калмана последовательно находит вектор оценок параметров $\hat{X}_i = (\hat{a}_q(t_i), \hat{b}_q(t_i))^T$. На основании



оценок параметров $\hat{a}_q(\tau_2)$ и $\hat{b}_q(\tau_2)$, найденных на $[\tau_1, \tau_2)$ к моменту τ_2 , вычисляются оценки фаз по формуле

$$\hat{\psi}_q = \hat{\psi}_q(\tau_2) = \arctg(\hat{a}_q(\tau_2) / \hat{b}_q(\tau_2)), \quad q = \overline{1, Q},$$

или с учетом π в зависимости от знаков $\hat{a}_q(\tau_2)$ и $\hat{b}_q(\tau_2)$.

Обработка фаз $\hat{\psi}_q$, $q = \overline{1, Q}$, происходит по методу разности фаз [12], результатом обработки являются оценки угловых координат $\hat{\rho}_1, \hat{\theta}_1$ первого источника.

Оценки на втором промежутке. Если два источника на промежутке $[\tau_2, \tau_3)$ имеют одинаковые доплеровские частоты (что определяется в дальнейшем при анализе частотного спектра), то принимаются следующие рассуждения. Поскольку сигналы от двух близких по типу источников находятся в одном элементе дальности, то их амплитуды приближенно считаем равными: $A_1 \cong A_2 \cong A$. Отсюда:

$$\begin{aligned} y_q(t_i) &= s_{q1}(t_i - \tau_1) + s_{q2}(t_i - \tau_2) + p_q(t_i) = \\ &= A[\cos(\omega_1(t_i - \tau_1) + \psi_{q1}) + \cos(\omega_2(t_i - \tau_1) + \psi_{q2})] + p_q(t_i) = \\ &= 2A \cos\left(\frac{\omega_1 - \omega_2}{2}t + \frac{\omega_2\tau_2 - \omega_1\tau_1}{2} + \frac{\psi_{q1} - \psi_{q2}}{2}\right) \times \\ &\times \cos\left(\frac{\omega_1 + \omega_2}{2}t + \frac{\omega_1\tau_1 + \omega_2\tau_2}{2} + \frac{\psi_{q1} + \psi_{q2}}{2}\right) + p_q(t_i). \end{aligned}$$

Из $\omega_1 \cong \omega_2 \Rightarrow \omega_1 - \omega_2 \cong 0, (\omega_1 + \omega_2) / 2 \cong \omega_1 \cong \omega_2 = \omega$, поэтому

$$\begin{aligned} y_q(t_i) &= 2A \cos\left(\frac{\psi_{q1} - \psi_{q2}}{2} + \frac{\omega(\tau_2 - \tau_1)}{2}\right) \times \\ &\times \cos\left(\omega t + \frac{\psi_{q1} + \psi_{q2}}{2} + \frac{\omega(\tau_2 + \tau_1)}{2}\right) + p_q(t_i) = \\ &= A_{q\Sigma} \cos(\omega t + \psi_{q\Sigma} - \frac{\omega(\tau_1 + \tau_2)}{2}) + p_q(t_i), \end{aligned} \quad (8)$$

$$\psi_{q\Sigma} = \frac{\psi_{q1} + \psi_{q2}}{2}.$$

Так как при вычитании фаз в q -х каналах величина $\omega(\tau_1 + \tau_2) / 2$ уничтожается, то фактически рассматривается меняющаяся часть фазы $\psi_{q\Sigma}$. При этом $\psi_{q2} = 2\psi_{q\Sigma} - \psi_{q1}$ и оценки координат, найденные методом разности фаз, сохраняют такую же структуру, то есть вектор координат второго источника \hat{M}_2 находится как

$$\hat{M}_2 = 2\hat{M}_\Sigma - \hat{M}_1, \quad (9)$$

где \hat{M}_1 – вектор оценок координат первого источника, найденный на $[\tau_1, \tau_2)$, \hat{M}_Σ – вектор оценок координат, найденный по суммарному сигналу (8) на $[\tau_2, \tau_3)$.

Обработка в частотной области

В процессе обнаружения моментов $\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_m$ запоминаются последовательности

$$\{y_q(t_i)\} = \{s_{q1}(t_i - \tau_1) + p_q(t_i)\}, \quad t_i \in [\tau_1, \tau_2), \quad \{y_q(t_i)\} =$$

$\{s_{q1}(t_i - \tau_1) + s_{q2}(t_i - \tau_2) + p_q(t_i)\}, \quad t_i \in [\tau_2, \tau_3), \dots$, которые переводятся в частотные комплексные последовательности $\{\dot{y}_{q1}(f_i)\}, \{\dot{y}_{q2}(f_i)\}, \dots, q = \overline{1, Q}$, в спектрах доплеровских частот. В частотных последовательностях выделяются спектральные составляющие, амплитуды которых превышают порог обнаружения спектра полезного сигнала во всех q -х каналах. Порог устанавливается эмпирически.

Оценки в первом спектре. Если в первых спектрах $\{\dot{y}_{q1}(f_i)\}, q = \overline{1, Q}$, найдена одна доплеровская частота, то это говорит о наличии на $[\tau_1, \tau_2)$ одного источника. Методом разности фаз спектральных составляющих q -х каналов находятся оценки угловых координат источника [12], которые могут усредняться с оценками, найденными во временной области. При усреднении оценок весовые коэффициенты выбираются в зависимости от длины выборки. Чем больше длина выборки, тем точнее оценки, найденные в частотной области. И наоборот, при малом объеме выборки точнее могут оказаться оценки, найденные во временной области. Частота и оценки координат запоминаются.

Если в спектрах $\{\dot{y}_{q1}(f_i)\}, q = \overline{1, Q}$, находятся две частоты, то это означает, что сигналы от двух источников, движущихся с разными радиальными проекциями скоростей, приходят в один момент времени τ_1 . В этом случае методом разности фаз на двух частотах находятся оценки координат двух источников. Частоты и оценки запоминаются.

Возможен редкий случай, когда в момент τ_1 приходят одновременно сигналы от двух источников с одинаковыми доплеровскими частотами. Это приводит к ошибочному решению о наличии одного источника, которое может перейти в последующие спектры. Чтобы избежать ошибки, во временной области на промежутке $[\tau_1, \tau_2)$ измеряется амплитуда сигнала, которая в случае двух источников с одинаковой частотой в соответствии с (8) при $\tau_1 = \tau_2, \psi_{q1} = \psi_{q2}$ удваивается по сравнению с одним источником: $A_{q\Sigma} = 2A, \forall q$. Принимается решение о том, что на первом промежутке $[\tau_1, \tau_2)$ присутствуют сигналы от двух источников на данной частоте. Однако различить источники и определить их координаты не удается. Частота и решение запоминаются. Присутствие большего, чем два, числа источников на одной частоте с приходом в один и тот же момент времени τ_1 маловероятно.

Оценки во втором спектре. Если на первом промежутке $[\tau_1, \tau_2)$ обнаружен один или два источника, а во вторых спектрах $\{\dot{y}_{q2}(f_i)\}, q = \overline{1, Q}$, найдены соответственно две или три частоты, то это говорит о появлении на $[\tau_2, \tau_3)$ нового источника. Методом разности фаз на вновь обнаруженной частоте находятся оценки координат нового источника. Частота и оценки запоминаются.

Если на первом промежутке обнаружен один источник, а во втором спектре найдена одна частота, то это означает, что доплеровские частоты двух источников совпадают. В этом случае оценки координат \hat{M}_Σ сум-

марного сигнала вычисляются в частотной области (или усредняются с весовыми коэффициентами с оценками \hat{M}_Σ , найденными во временной области), оценки координат первого источника \hat{M}_1 берутся найденными на первом промежутке, а оценки координат второго источника \hat{M}_2 вычисляются по формуле (9). Тем самым осуществляется сверхразрешение по доплеровской частоте. Частота и оценки запоминаются.

Если на первом промежутке обнаружены два источника, а во втором спектре найдена одна или две частоты, совпадающие с ранее запомненными, то это говорит о том, что на промежутке $[\tau_2, \tau_3)$ присутствует еще третий источник, не различимый по доплеровской частоте. Совпадающие частоты и решение запоминаются.

Оценки в третьем спектре. Если во втором промежутке $[\tau_2, \tau_3)$ обнаружены один или два источника, а в третьих спектрах $\{\hat{y}_{q_3}(f_i)\}$, $q = \overline{1, Q}$, найдены три или четыре частоты, то методом разности фаз на вновь обнаруженных частотах вычисляются оценки координат новых источников. Частота и оценки запоминаются. Если две или одна частота, совпадающие с ранее запомненными, то принимается решение о наличии на $[\tau_3, \tau_4)$ четвертого источника, не различимого по доплеровской частоте. Частота и решение запоминаются.

В последующих промежутках $[\tau_4, \tau_5)$, ... логика принятия решения аналогичная.

Замечание. Возможен альтернативный подход к оцениванию координат источников – более простой с точки зрения логики принятия решения. Во временной области определяется число источников m_1 . В частотной области находятся доплеровские частоты от источников общим числом m_2 . Если $m_2 \geq m_1$, то в результате обработки спектральных составляющих на выделенных частотах определяются оценки координат m_2 источников. В противном случае ($m_2 < m_1$) принимается решение о том, что на некоторых из найденных частот, неизвестно каких именно, оценки координат ошибочны из-за невозможности разрешения по доплеровской частоте. Далее обработку сигналов повторяют в следующих элементах дальности и за счет вторичной (траекторной) обработки найденных в элементах дальности оценок выявляют и отсеивают ложные оценки. Однако траекторная обработка не гарантирует обнаружения всех ложных оценок.

Предложенный подход, наоборот, позволяет на этапе первичной обработки находить частоты и оценки координат вновь обнаруженных источников, а также осуществлять сверхразрешение по доплеровской частоте при наличии двух источников – находить оценки их координат в случае, когда сигналы приняты на одной частоте.

Дополнительно существует возможность повторной обработки сигналов в частотной области по всему объему временной выборки, полученной за время наблюдения T , и в окрестности частот, найденных ранее на ограниченных промежутках, повторно оценить координаты. С увеличением объема выборки разрешение по

частоте и точность оценок координат повышаются. Но при этом увеличивается время обработки сигналов.

Алгоритм частотно-временной обработки сигналов

Для удобства формализации предложенного подхода примем малой вероятность прихода сигналов в один и тот же момент времени. Тогда алгоритм частотно-временной обработки сигналов, как частный случай общего подхода, сводится к следующим операциям.

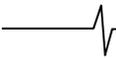
1. Принимаемый в элементе разрешения дальности аналоговый непрерывный сигнал в q -х приемных каналах ($q = \overline{1, Q}$) переводится в цифровую форму и формируются временные последовательности $y_q(t_i)$, $t_i = t_0 + (i-1)\Delta t$, Δt – шаг дискретизации, $i = 1, 2, \dots, n$, на промежутке времени $[t_1, t_n]$.

2. На начальном промежутке времени $t_i \in [t_1, \tau_1)$ последовательности $\{y_q(t_i)\}$ в q -х каналах ($q = \overline{1, Q}$) подаются на вход фильтра нулевого порядка (2). Начиная с момента t_{M+1} , вычисляются отклонения $y_q(t_i)$: $\Delta y_q(t_i) = y_q(t_i) - \hat{x}_q(t_{i-1})$. Если из N последовательных значений $\Delta y_q(t_i)$ L раз из N (например, 2 из 3) нарушается выполнение неравенства (4), то принимается решение о присутствии сигналов $s_{q1}(t_i - \tau_1)$, $q = \overline{1, Q}$, $t_i \geq \tau_1$, от первого источника.

3. Осуществляется сглаживание $y_q(t_i)$, $q = \overline{1, Q}$, на промежутке $[\tau_1, \tau_2)$ в соответствии с алгоритмом (6). В процессе фильтрации вычисляются первые остаточные ряды $\{e_{q1}(t_i)\}$, $q = \overline{1, Q}$, $t_i \in [\tau_1, \tau_2)$, к которым применяется критерий (2) для обнаружения момента времени τ_2 прихода сигналов $s_{q2}(t_i - \tau_2)$, $q = \overline{1, Q}$, от второго источника.

4. При обнаружении момента τ_2 опять включается в работу фильтр (6). Происходит сглаживание $y_q(t_i)$, $q = \overline{1, Q}$, на промежутке $[\tau_2, \tau_3)$ и вычисляются вторые остаточные ряды $\{e_{q2}(t_i)\}$, $q = \overline{1, Q}$, к которым применяется критерий (2) для обнаружения момента времени τ_3 прихода сигналов $s_{q3}(t_i - \tau_3)$, $q = \overline{1, Q}$, от третьего источника и т.д. До момента t_n находится оценка числа источников \hat{m} как число обнаруженных моментов времени $\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_{\hat{m}}$.

5. На каждом k -м образованном промежутке времени $[\tau_k, \tau_{k+1})$, $k = \overline{1, \hat{m}}$, временные последовательности $y_q(t_i)$, $q = \overline{1, Q}$, $t_i \in [\tau_k, \tau_{k+1})$, подвергаются дискретному преобразованию Фурье и формируются k -е частотные спектры $\{\hat{y}_q(f_i)\}_k$, $q = \overline{1, Q}$, $k = \overline{1, \hat{m}}$, обнаруживается и запоминается в полученных спектрах частота ω_k , на которой амплитуды спектральных составляющих превышают заданный порог во всех q -х каналах.



6. Если при $k=2$ частота, обнаруженная во вторых спектрах, совпадает с частотой, найденной в первых спектрах: $\omega_2 = \omega_1$, то координаты второго источника M_2 вычисляются по формуле $M_2 = M_\Sigma - M_1$, где M_1 – координаты источника, найденные на первом промежутке $[\tau_1, \tau_2)$ или в первых спектрах $\{\dot{y}_q(f_i)\}_1$, $q = \overline{1, Q}$, M_Σ – координаты, найденные по суммарному сигналу на втором промежутке $[\tau_2, \tau_3)$ или во вторых спектрах $\{\dot{y}_q(f_i)\}_2$, $q = \overline{1, Q}$.

7. Если при $k \geq 2$ частота ω_k не была обнаружена в предыдущих спектрах, то методом разности фаз на частоте ω_k определяются координаты k -го источника M_k , а если частота ω_k была обнаружена m_k раз ($m_k \geq 1$), то принимается решение о наличии $m_k + 1$ источников на частоте ω_k с неизвестными координатами.

Результаты моделирования

Компьютерное моделирование алгоритма частотно-временной обработки сигналов осуществлялось в среде Matlab. Приемопередающая станция посылала непрерывный сигнал с фазовой манипуляцией по коду Баркера в сантиметровом диапазоне длин волн. Зондирующий сигнал имел период фазовой манипуляции $T = 6,6 \text{ нс}$ и $N = 7$ кодовой последовательности вида $(+1 +1 +1 -1 -1 +1 -1)$, что обеспечивало разрешение по дальности $\Delta R = 1 \text{ м}$. В каждом периоде фазовой манипуляции начальная фаза составляла $\varphi_0 = 0$ (+1) или $\varphi_0 = \pi$ (-1). При таких условиях источники сигналов находились в одном элементе разрешения дальности. Принимаемые в приемниках сигналы после декодера и режекторного фильтра переводились на низкую частоту и моделировались с шагом дискретизации $\Delta t = 1 / (8f_n)$, где $f_n = 10 \text{ кГц}$.

Скорость первого источника выбиралась постоянной величиной $v_1 = 10 \text{ м/с}$, а второго – случайным образом на промежутке от 10 до 15 м/с. Источники наблюдались на дальности $R = 100 \text{ м}$ в пределах ширины круговой диаграммы направленности антенны $\pm 30^\circ$ (на уровне 0,5 мощности). Количество повторений опыта на множестве реализаций случайного шума $p_q(t_i) \sim N(0, \sigma_p^2)$ при отношении сигнал-шум 30 дБ и среднеквадратическом отклонении (СКО) мультипликативного шума $\sigma_\gamma = 10^{-3}$ в условиях модели сигнала (1) составляло 5000 реализаций. Шум измерения фазы в каждом

канале AP $\varepsilon_q \sim N(0, \sigma_\varepsilon^2)$, где СКО $\sigma_\varepsilon = 1 / \sqrt{10^3}$ рассчитывалось в соответствии с [1] как $\sigma_\varepsilon = k / \sqrt{q}$, где $k = 1$; $q = 10^3$.

В табл. 1 представлены в сравнении следующие показатели: среднее значение $M[\rho]$ и СКО $\sigma[\rho]$ случайной величины ρ , имеющей смысл расстояния между моделируемым и найденным положениями каждого источника в метрах и распределенной по закону Максвелла, а также вероятность D правильного нахождения положений двух источников. Положения считались найденными правильно, если величина ρ не превышала 1 м. При обнаружении двух сигналов на одной частоте оценки координат первого источника находились во временной области, а оценки координат по суммарному сигналу – в частотной области.

Заключение

Предложен подход к обработке сигналов приемопередающей радиостанции в частотно-временной области. Подход основан на разделении всего интервала времени прихода неизвестного числа полезных сигналов в элементе разрешения дальности на отдельные непересекающиеся промежутки времени, на каждом из которых число полезных сигналов от источников обнаруживается и становится известным. Одновременно каждый промежуток времени подвергается спектральной обработке и на нем находятся доплеровские частоты от движущихся источников. Путем сопоставления числа найденных частот с числом обнаруженных источников во временной области выявляются частоты, на которых источники или различимы, или не различимы по частоте. На различимых частотах и в частном случае не различимых (при наличии двух источников) находятся оценки координат каждого источника.

Результаты моделирования алгоритма частотно-временной обработки в сравнительной оценке (по сравнению с одной частотной обработкой) показывают возможность повышения вероятности правильного оценивания положений всех движущихся источников с 0,83 до 0,91 за счет совместной обработки сигналов во временной и частотной областях. Понижение точности оценок положения объясняется меньшим объемом выборки на отдельных промежутках времени по сравнению с полным объемом выборки. Подход может найти применение в существующих радиосистемах пеленгации движущихся с близкими скоростями и близко расположенных источников отражения.

Перспектива исследований направлена на изучение технических возможностей предложенного подхода.

Таблица 1. Результаты обработки сигналов

Обработка сигналов в одной частотной области		Совместная обработка сигналов в частотно-временной области			
Оценка положений источников		Вероятность правильного оценивания положений источников	Оценка положений источников		Вероятность правильного оценивания положений источников
$M[\rho]$	$\sigma[\rho]$	D	$M[\rho]$	$\sigma[\rho]$	D
0,455	0,281	0,828	0,507	0,355	0,912

Литература

1. Бакулев П.А. Радиолокационные системы. Учебник для вузов. Изд. 3-е, перераб. и доп. М.: Радиотехника, 2015. 440 с.
2. Ключко В.К., Усачев А.Н. Математическая модель и методы оценивания угловых координат воздушных целей с помощью доплеровской РЛС. Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. 2014. № 47. С. 41-46.
3. Ключко В.К., Кузнецов В.П., Левитин А.В. и др. Алгоритмы определения координат движущихся целей на базе многоканальной доплеровской РЛС. Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. 2015. № 53. С. 3- 10.
4. Марпл.-мл. С.Л. Цифровой спектральный анализ и его приложения: пер. с англ. М.: Мир, 1990. 584 с.
5. Методы и алгоритмы цифрового спектрального анализа сигналов : учебное пособие / В.И. Кошелев. М.: КУРС, 2021. 144 с.
6. Ключко В. К. Алгебраический подход к пеленгации объектов в многопозиционной системе приемников. Цифровая обработка сигналов. 2022. № 1. С. 28-33.
7. Ключко В.К., Ву Ба Хунг. Алгоритмы повышения разрешающей способности по доплеровской частоте в системе радиоприемников. Радиотехнические и телекоммуникационные системы. 2022. № 47. С. 31-42.
8. Ключко В., Ву Ба Хунг. Обнаружение подвижных источников системой радиоприемников. Цифровая обработка сигналов. 2022. № 4. С. 50- 55.
9. F. Hlawatsch, G. Matz, H. Kirchauer, and W. Kozek, Time-frequency formulation, design, and implementation of time-varying optimal filters for signal estimation, IEEE Trans. Signal Process., 48, 1417-1432, May 2000.
10. K. Ghartey, A. Papandreou-Suppappola, and D. Cochran, On the Use of Matching Pursuit Time-Frequency Techniques for Multiple-Channel Detection, in Proceedings of the IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing, 5, 3201-3204, May 2001.
11. Papandreou-Suppappola, Antonia, Applications in time-frequency signal processing (Electrical engineering and applied signal processing series), New York, 2002, 397 p.
12. Ключко В.К., Кузнецов В.П., Ву Ба Хунг. Оценивание параметров радиосигналов от подвижных маловысотных объектов. Вестник РГРТУ. 2022. № 80. С. 12-23.
13. Математические методы пространственно-временной обработки сигналов в радио- и оптико-электронных системах: монография / В.К. Ключко. Рязань: ИП Коняхин А.В. (Book Jet), 2020. 164 с.
14. Модели неопределенности в теории и приложениях: учеб. пособие / В. К. Ключко. М.: КУРС. 2022. 204 с.
15. Кузнецов В.П., Чураков Е.П. Система фильтров Калмана для оценки параметров отраженного сигнала. Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. 2015. № 1 (Вып. 51). С. 9-14.

Уважаемые коллеги!

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

Журнал «Цифровая обработка сигналов» издается с 1999 года. Выходит ежеквартально, тиражом 200 экз.

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

Планируемые сроки издания отдельных номеров журнала:

- № 3 сентябрь 2023 г. Тематический выпуск: «Цифровая обработка изображений».
- № 4 декабрь 2023 г. Тематический выпуск: «ЦОС в радиотехнике и системах телекоммуникаций».
- № 1 март 2024 г. Тематический выпуск: «ЦОС в инфокоммуникационных системах».
- № 2 июнь 2024 г. Тематический выпуск по материалам 26-й Международной научно-технической конференции «Цифровая обработка сигналов и ее применение-DSPA».

Ориентировочная стоимость рекламных услуг:

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

Ждем Ваших предложений

С наилучшими пожеланиями, зам. главного редактора

д.т.н., профессор Витязев Владимир Викторович, телефон 8-903-834-81-81

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

АЛГОРИТМЫ ОЦЕНКИ ФАЗОВОЙ ХАРАКТЕРИСТИКИ ДАЛЬНОМЕРА С ЧАСТОТНОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ ЗОНДИРУЮЩЕГО СИГНАЛА

Паршин В.С., д.т.н., профессор кафедры РУС РГРТУ им. В.Ф. Уткина, e-mail: vsparshin@gmail.com

Нгуен В.Д., аспирант кафедры РУС РГРТУ им. В.Ф. Уткина, e-mail: ducnguyenvan15043003@gmail.com

ALGORITHMS FOR ESTIMATING THE PHASE CHARACTERISTICS OF A RANGEFINDER WITH FREQUENCY MODULATION OF THE PROBING SIGNAL

Parshin V.S., Nguyen V.D.

The main requirement for short-range radar systems is high accuracy in measuring the distance to the reflecting surface. Radar rangefinders with frequency modulation of radiated oscillations can provide high accuracy of distance measurement when using the maximum likelihood method for processing the difference frequency signal. However, the use of coherent distance estimation algorithms requires a priori knowledge of both the phase-frequency characteristic of the range finder and the component of the initial phase of the received signal due to the dielectric properties of the reflecting surface. The aim of the work is a comparative analysis of algorithms for estimating the phase response of FM rangefinders. It is shown that the estimation of the phase response of the FM rangefinder using the features of the logarithm of the likelihood function makes it possible to minimize the estimation error both when receiving a difference frequency signal against the background of white normal noise and in the presence of interference in the form of interfering reflections.

Key words: phase response, phase estimation, maximum likelihood method, Rao-Kramer boundaries, interfering reflectors, spectral component, FM rangefinder, difference frequency signal.

Ключевые слова: фазовая характеристика, оценка фазы, метод максимального правдоподобия, границы Рао-Крамера, мешающие отражения, спектральная составляющая, ЧМ дальномер, сигнал разностной частоты.

Введение

Появление и развитие автоматизированных систем управления производством привело к широкому использованию в промышленности радиолокационных устройств ближнего действия, предназначенных для измерения расстояния до уровня жидкой среды, находящейся в замкнутом объеме (для контроля уровня заполнения технологических резервуаров), с точностью вплоть до долей мм. Такая задача часто решается с помощью радиолокационных дальномеров [1-5] с частотной модуляцией зондирующего сигнала (ЧМ дальномеров).

Сигнал разностной частоты (СРЧ), снимаемый с выхода смесителя ЧМ дальномер, обычно представляется в виде [5]

$$y(t) = S(t) + n(t) = S_c \cos \left[\omega_0 \frac{2R}{c} + \frac{4R\Delta\omega_d}{cT_{mod}} t + \varphi_c \right] + n(t), \quad (1)$$

где S_c – амплитуда полезного сигнала; ω_0 – минимальное значение несущей частоты передатчика; $\Delta\omega_d$ – диапазон перестройки частоты передатчика; T_{mod} – период модуляции несущего колебания; R – расстояние до полезного уровня; c – скорость света; φ_c – фазовая добавка, зависящая от фазовой характеристикой ЧМ дальномер и диэлектрических свойств отражающей

Основным требованием к радиолокационным системам ближнего действия является высокая точность измерения расстояния до отражающей поверхности. Высокую точность измерения расстояния могут обеспечить радиолокационные дальномеры с частотной модуляцией излучаемых колебаний при использовании для обработки сигнала разностной частоты метода максимального правдоподобия. Однако использование когерентных алгоритмов оценки расстояния требуют априорных сведений как о фазочастотной характеристике дальномер, так и о составляющей начальной фазы принятого сигнала, обусловленной диэлектрическими свойствами отражающей поверхности. Целью работы является сравнительный анализ алгоритмов оценки фазовой характеристики ЧМ дальномеров. Показано, что оценка фазовой характеристики ЧМ дальномер с использованием особенностей логарифма функции правдоподобия позволяет минимизировать ошибку оценивания как при приеме сигнала разностной частоты на фоне белого нормального шума, так и при наличии помех в виде мешающих отражений.

поверхности; $n(t)$ – белый гауссовский шум с одномерной спектральной плотностью N_0 .

Из выражения (1) следует, что информация о расстоянии R заложена как в частоте ω_c СРЧ

$$\omega_c = \frac{4R\Delta\omega_d}{cT_{mod}}, \quad (2)$$

так и в его фазе

$$\varphi_n = \omega_0 \frac{2R}{c} + \varphi_c, \quad (3)$$

где φ_n – начальная фаза СРЧ.

Приблизится к потенциальной точности измерения позволяет метод максимального правдоподобия (ММП), позволяющий использовать для оценки расстояния как частоту, так и фазу СРЧ. Однако для его реализации

необходимо знать фазовую добавку φ_c СРЧ. Из (1, 3) следует, что для оценки фазы необходимо вначале произвести предварительную оценку расстояния, определить фазовую добавку, и лишь затем использовать ММП.

Алгоритмы оценки расстояния

Как правило, в современных ЧМ дальномерах за оценку частоты СРЧ принимается та частота, на которой находится максимальная спектральная составляющая спектральной плотности амплитуд $A(\hat{\omega})$, то есть

$$A(\hat{\omega}) = \max_{\omega} \quad (4)$$

Затем расстояние до отражающей поверхности рассчитывается по формуле

$$\hat{R} = \frac{\hat{\omega} c T_{\text{мод}}}{4 \Delta \omega_d}, \quad (5)$$

где $\hat{\omega}$ – оценка частоты СРЧ.

Нижняя граница дисперсии оценки расстояния (нижняя граница Рао-Крамера) при использовании алгоритма (4) определяется так:

$$D(\hat{R}) \geq \frac{N_0}{2E} \frac{3c^2}{\Delta \omega_d^2}, \quad (6)$$

где E – энергия СРЧ, вычисляемая на одном полупериоде модуляции, т.е. $E = S_c^2 T_{\text{мод}} / 4$.

Из (6) очевидно, что дисперсию оценки расстояния можно уменьшить при увеличении значения $\Delta \omega_d$. Однако на практике часто увеличение диапазона перестройки частоты несущего колебания ограничено техническими возможностями.

Для уменьшения дисперсии оценки расстояния целесообразно воспользоваться методом максимального правдоподобия, используя СРЧ, получаемый на одном полупериоде. Логарифм функции правдоподобия (ЛФП) на непрерывной обработке имеет вид [5, 6]

$$\ln(A[R, S_c, \varphi_c]) = \quad (7)$$

$$= \frac{2}{N_0} \int_0^{T_{\text{мод}}/2} \left\{ y(t) S[t, S_{on}, R_{on}, \varphi_{on}] - \frac{1}{2} S^2[t, S_{on}, R_{on}, \varphi_{on}] \right\} dt,$$

где $S[t, S_{on}, R_{on}, \varphi_{on}]$ – опорный сигнал.

Для оценки расстояния согласно алгоритму (7) при известной фазе φ_c необходимо варьированием величины R_{on} определить то значение, при котором ЛФП достигает максимума. Значение R_{on} при этом принимается за оценку расстояния \hat{R} .

Полагая амплитуду СРЧ известной, нижняя граница дисперсии оценки расстояния при известном значении фазы φ_c определяется по формуле [5]

$$D(\hat{R}) \geq \frac{N_0}{2E} \frac{c^2}{4\omega_0^2}. \quad (8)$$

Из (8) следует, что нижняя граница дисперсии оценки расстояния при известной фазе СРЧ уменьшается пропорционально квадрату несущей частоты передатчика.

Из выражений (6, 8) следует, что при известной фазе сигнала с использованием алгоритма (7) дисперсию оценки расстояния можно значительно уменьшить. Ве-

личину выигрыша при использовании максимально правдоподобной оценки можно определить так:

$$B = \frac{12\omega_0^2}{\Delta \omega_d^2}. \quad (9)$$

Для примера можно указать, что при несущей частоте 10 ГГц и диапазоне перестройки частоты несущего колебания 1 ГГц дисперсия оценки расстояния уменьшается в 1200 раз.

Значительное уменьшение дисперсии оценки расстояния объясняется особенностями сигнальной функции СРЧ. Полагая амплитуду СРЧ известной, вычисляя интеграл (7), пренебрегая слагаемыми с удвоенной частотой, получаем сигнальную функцию

$$q[R, \varphi_c] = \quad (10)$$

$$= \frac{2E}{N_0} \cos \left[(\omega_0 + \Delta \omega_d / 2) \left(\frac{2R}{c} - \frac{2R_{on}}{c} \right) + \varphi_c - \varphi_{on} \right] \times$$

$$\times \frac{\sin(\Delta \omega_d (R - R_{on}) / c)}{(\Delta \omega_d (R - R_{on}) / c)}.$$

Из соотношения (10) следует, что сигнальная функция является осциллирующей с периодом осцилляций, равным $\lambda/2$, то есть период осцилляций равен половине длины волны несущего колебания. Наличие узких экстремумов и определяет существенное уменьшение дисперсии оценки расстояния при использовании алгоритма (7). Необходимо отметить, что в работе [5] проведена оценка влияния погрешности измерения расстояния при использовании алгоритма (7) в зависимости от таких факторов, как нестабильность частоты передатчика, паразитная амплитудная модуляция, отличие частот опорного сигнала и СРЧ. Показано, что при учете вышеупомянутых факторов выигрыш уменьшается, но тем не менее, в зависимости от измеряемого расстояния, дисперсии оценки расстояния примерно на порядок меньше, чем дисперсия оценки, обеспечиваемая алгоритмом (4).

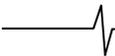
Многоэкстремальный характер логарифма функции правдоподобия определяет особенности его практического применения. Для исключения аномальных ошибок необходимо использовать двухэтапную процедуру. На первом этапе необходимо использовать алгоритм (4), а затем в узком расстоянии ($\hat{R} - \lambda/4, \hat{R} + \lambda/4$), в который попадает лишь главный максимум, производить уточнение расстояния.

Вычисляя производную $\left. \frac{\partial q(R, \varphi_c)}{\partial R} \right|_{R=R_{on}}$ и полагая, что

сомножитель вида $\sin(z)/z$ на положение экстремумов сигнальной функции влияет несущественно, получаем погрешность измерения расстояния вследствие неточного определения фазы СРЧ

$$\Delta R = - \frac{\lambda(\varphi_c - \varphi_{on})}{4 \cdot 180^\circ (1 + \Delta \omega_d / 2\omega_0)}, \quad (11)$$

где значения φ_c и φ_{on} выражены в градусах. Знак «-» означает, что когда фаза СРЧ отстаёт от фазы опорного сигнала, то оценка расстояния больше истинного расстояния. И, наоборот, когда фаза СРЧ опережает фазу опорного сигнала, то оценка расстояния меньше истинного расстояния.



Из выражения (11) следует, что различия фазы СРЧ и опорного сигнала приводит к значительному увеличению погрешности. Например, можно указать, что при разнице в 10 градусов погрешность увеличивает на 0,41 мм при несущей частоте 10 ГГц и диапазоне перестройки несущей частоты 1 ГГц.

Алгоритмы оценки фазовой характеристики

В соответствии с формулой (3) фазовую добавку φ_c можно определить, вычисляя оценку начальной фазы $\hat{\varphi}_n$ СРЧ и оценку \hat{R} расстояние до отражающей поверхности, то есть

$$\varphi_c = \hat{\varphi}_n - \omega_0 \frac{2\hat{R}}{c}. \quad (12)$$

Оценка максимального правдоподобия начальной фазы, используя спектральную плотность $S(i\omega)$ СРЧ, имеет следующий вид

$$\hat{\varphi}_n = -\arctg \left\{ \frac{ImS(i\hat{\omega}_c)}{ReS(i\hat{\omega}_c)} \right\}, \quad (13)$$

где $\hat{\omega}_c$ – оценка частоты СРЧ, определяемая с помощью алгоритма (4).

Дисперсия оценки начальной фазы СРЧ равна [5, 6] величине $D\{\hat{\varphi}_n\} = 2N_0/E$, а дисперсия величины $\omega_0 2\hat{R}/c$ будет определяться дисперсией оценки расстояния (6):

$$D\left\{\omega_0 \frac{2\hat{R}}{c}\right\} \approx \frac{N_0}{2E} \frac{12\omega_0^2}{\Delta\omega_d^2}. \quad (14)$$

Поскольку $D\{\hat{\varphi}_n\} \ll D\left\{\omega_0 \frac{2\hat{R}}{c}\right\}$, то, пренебрегая

статистическим связей между величинами $\hat{\varphi}_n$ и \hat{R} , в качестве оценки дисперсии примем значение, определяемое формулой (14).

Однако при определении фазы φ_c сигнала в соответствии с (12) возникают специфические сложности – возникают выбросы, величина которых в градусной мере примерно равна 360° . В работе [5] подробно проведен анализ причин появления выбросов и приведены алгоритмы для их устранения, основанные на логических операциях.

Для получения значения фазовой добавки возможно использовать непосредственно ММП.

При каждом измерении расстояния необходимо осуществлять предварительную оценку расстояния \hat{R} , используя алгоритм (4), гарантирующий попадание оценки в окрестность глобального максимума ЛФП. Погрешность измерения расстояния на первом этапе не должна превышать $\lambda/4$, т.е. должно выполняться очевидное условие

$$-\lambda/4 \leq \hat{R} - R_{ист} \leq \lambda/4, \quad (15)$$

где $R_{ист}$ – истинное расстояние.

Для каждого измерения расстояния, рассчитанного на первом этапе по алгоритму (4), поиск фазы СРЧ осуществляется в интервале расстояний, удовлетворяю-

щем условию (15), путем варьирования фазы опорного сигнала. За оценку величины фазовой добавки принимается то ее значение, при котором выполняется условие

$$\int_{\hat{R}-\lambda/4}^{\hat{R}} A(R, \varphi_c) dR = \int_{\hat{R}}^{\hat{R}+\lambda/4} A(R, \varphi_c) dR. \quad (16)$$

Нетрудно показать, что оценка $\hat{\varphi}_c$ фазовой добавки при поиске положения экстремума ЛФП в соответствии с формулой (16) будет несмещенной, т.е. есть

$$M\{\hat{\varphi}_c\} = \varphi_c, \quad (17)$$

для относительных частот $\Delta\omega_d T_{мод} \gg 1$. Для указанных относительных частот глобальный максимум ЛФП в среднем расположен симметрично относительно интервала $(-\lambda/4, \lambda/4)$.

Вычисляя производную второго порядка $\left[\frac{\partial^2 \Lambda(\varphi_c)}{\partial \varphi_c^2} \right]_{\varphi_c = \varphi_{оп}}$ получим нижнюю дисперсию оценки фазовой добавки:

$$D(\hat{\varphi}_c) \geq \frac{N_0}{2E} \frac{12\omega_0^2}{\Delta\omega_d^2}. \quad (18)$$

Из соотношений (14, 18) отметить, что дисперсия оценки фазовой добавки φ_c одинакова при использовании алгоритмов (12, 16), и определена нижней границей Рао-Крамера.

На рис. 1 приведена оценка фазовой добавки РД ЧМ, определенная с помощью алгоритмов (12, 16). При моделировании фазовая добавка задана выражением

$$\varphi_c = 360^\circ \left\{ \sin[\pi(R + R_n)/R_k] \right\}^2, \quad (19)$$

где R_n и R_k – начальное и конечное значения расстояния до отражающей поверхности.

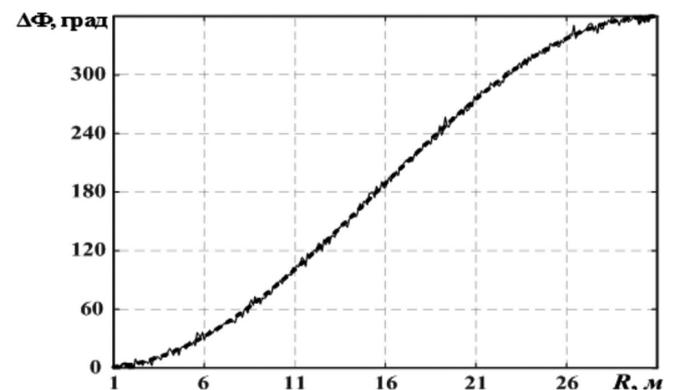


Рис. 1. Мгновенная зависимость оценки фазовой добавки от расстояния до отражателя

Моделирование осуществлялось при следующих условиях. Несущая частота передатчика и диапазон перестройки частоты равны соответственно значению 10 ГГц и 1 ГГц. R_n и R_k равны 1 м и 31 м. Шаг перемещения отражающей поверхности составляет 10 см. Отношение сигнал/шум $q_{с/ш} = 30$ дБ. Из рис. 1 видно, что погрешность оценки фазы определяется только шумом.

На практике часто возникает необходимость измерения сверхмалых расстояний [7, 8], то есть таких расстояний, при которых СРЧ представлен реализацией с ма-

лым числом периодов ($\omega_c T_{\text{мод}}/2\pi \leq 1...5$). В этом случае погрешность измерения возникает за счет перекрытия спектральных плотностей сигнала, вычисленных на положительных и отрицательных частотах. Это влияет на точность оценки фазы в соответствии с (12, 16), поскольку используется оценка расстояния, вычисляемая в соответствии с алгоритмом (4). Для уменьшения влияния спектральных составляющих, вычисляемых на отрицательных частотах, на точность оценки можно воспользоваться различными окнами просмотра данных [9], то есть умножить СРЧ, принимаемый в общем случае на фоне шума, на весовую функцию $w(t)$, то есть

$$\xi(t) = y(t)w(t) = S(t)w(t) + n(t)w(t). \quad (20)$$

Необходимо отметить, что с использованием весовой функции можно существенно ослабить величину боковых лепестков. Однако при этом происходит расширению главного лепестка, что приводит к увеличению влияния шума.

Результаты моделирования приведены на рис. 2. Несущая частота, диапазон перестройки частоты равны соответственно 10 ГГц и 1 ГГц. Использована весовая функция Блэкмана.

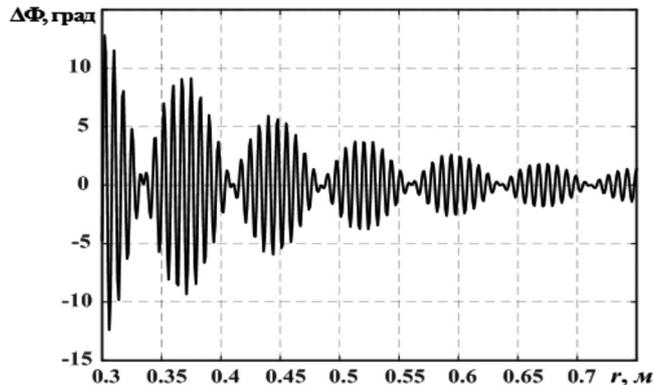


Рис. 2. Мгновенные погрешности оценки фазовой добавки при малых расстояниях

Из рис. 2 видно, что максимальная погрешность оценки фазы составляет 15 градусов и снижается при увеличении расстояния. При относительных частотах ($\omega_c T_{\text{мод}}/2\pi > 3...4$) погрешность оценки фазовой добавки за счет влияния шума (при $q_{c/ш} \leq 50...60$ дБ) будет больше, чем погрешность, обусловленная боковыми лепестками. Необходимо отметить, что подстановка оценки фазовой добавки в алгоритм (7) для оценки расстояния не приводит к уменьшению дисперсии оценки расстояния (происходит совместная оценка двух параметров – φ_c и R). Для получения оценки расстояния с меньшей дисперсией необходимо осуществить усреднение оценки фазовой добавки либо по ансамблю СРЧ, либо внутри малого интервала дальностей, в пределах которого она меняется незначительно.

Оценка фазовой характеристики при наличии мешающих отражений

При измерении дальности до отражающей поверхности, находящейся в замкнутых объемах, возникают специфические особенности. Наряду с отражениями от уровня, дальность до которого необходимо измерить, могут иметь место отражения от элементов конструкции

резервуара и от его дна. С учетом мешающих отражений (МО) СРЧ можно представить в виде суммы

$$y(t) = S_c \cos \left[\omega_0 \frac{2R}{c} + \frac{4\Delta\omega_d R}{T_{\text{мод}} c} t + \varphi_c \right] + \sum_{i=1}^M S_{ni} \cos \left[\omega_0 \frac{2R_{ni}}{c} + \frac{4\Delta\omega_d R_{ni}}{T_{\text{мод}} c} t + \varphi_c \right] + n(t), \quad (21)$$

где S_n – амплитуда МО; R_n – расстояние до МО; M – число МО; i – номер МО.

Рассмотрим влияние одного МО на погрешность оценки расстояния. На рис. 3 показана зависимость погрешности измерения от расстояния Δr между полезным отражением (ПО) и МО, определяемой как

$$\Delta R = \hat{R} - R_{\text{ист}}, \quad (22)$$

где $R_{\text{ист}}$ – истинное расстояние.

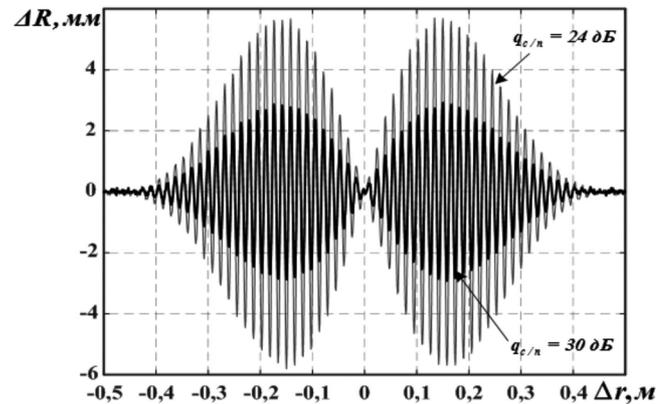


Рис. 3. Зависимость погрешности измерения от разности расстояний между ПО и МО

Графики получены с помощью моделирования. Моделирование осуществлялось при следующих условиях. Несущая частота равна 10 ГГц. Диапазон перестройки несущей частоты – 1 ГГц. Отношение сигнал/шум равно 60 дБ. Тонкая сплошная линия соответствует погрешности при отношении сигнал/помеха, равном 24 дБ. Жирная сплошная линия – погрешности при отношении сигнал/помеха, равном 30 дБ. Из рис. 3 видно, что погрешность измерения расстояния, вычисляемая в соответствии с формулой (4), резко возрастает в окрестностях МО. Такая погрешность приводит к значительному увеличению погрешности оценки фазовой добавки φ_c .

Для исследования влияния мешающего отражателя на погрешность оценки фазовой добавки φ_c при наличии одного МО воспользуемся среднеквадратичным критерием:

$$\sigma_{\varphi} = \frac{1}{K} \sqrt{\sum_{i=1}^K (\varphi_{ci \text{ ист}} - \hat{\varphi}_{ci})^2}, \quad (23)$$

где $\varphi_{c \text{ ист}}$ – истинная величина фазовой добавки; $\hat{\varphi}_c$ – оценка фазовой добавки; K – число расчетных точек на интервале расстояния, равном длине волны. В данной работе принято, что $K = 30$.

На рис. 4 показаны (зависимости 1 и 2) графики среднеквадратической погрешности (СКП) оценки фазовой добавки φ_c , определенной в соответствии с формулой (12). Графики, приведенные на рис. 4, получены с помощью моделированием в программе Matlab. Условие

проведение моделирование: начальное и конечное расстояния соответственно равны $R_n = 4,5$ м и $R_x = 5,5$ м. Шаг перемещения отражающей поверхности составляет $\Delta = 0,003$ м. Несущая частота – 10 ГГц, диапазон перестройки частоты – 1 ГГц. Отношение сигнал/шум равно 70 дБ. Моделирование осуществлялось при наличии одного МО, расположенного на расстоянии 5 м от ЧМ дальномера. Графики 1, 2 соответствуют СКП фазовой добавки при отношении сигнал/помеха $q_{c/n} = 24$ дБ, $q_{c/n} = 30$ дБ.

Видно, что из-за влияния МО погрешность оценки фазовой добавки резко увеличивается. Значение роста погрешности измерения зависит от отношения сигнал/помеха $q_{c/n}$.

Согласно [5] смещение максимумов сигнальной функции $q[R_x, \varphi_c]$ под воздействием МО при $S_c \geq S_n$, включая главный, можно определить по формуле:

$$\Delta R(R_x) = R_{ucm} - \frac{c}{2\omega_0} \arctg \left\{ \frac{S_c \sin[z_1] + S_x \sin[z_2]}{S_c \cos[z_1] + S_x \cos[z_2]} \right\}, \quad (24)$$

где $S_x = S_n \frac{\sin[\Delta\omega_d (R_n - R_x)/c]}{\Delta\omega_d (R_n - R_x)/c}$ – значение огибающей

сигнальной функции $q[R_x, \varphi_c]$ на расстоянии R_x от МО;

$$z_1 = \omega_0 \frac{2R}{c} + \varphi_c - \varphi_{on}, \quad z_2 = \omega_0 \frac{2R_n}{c} + \varphi_c - \varphi_{on}.$$

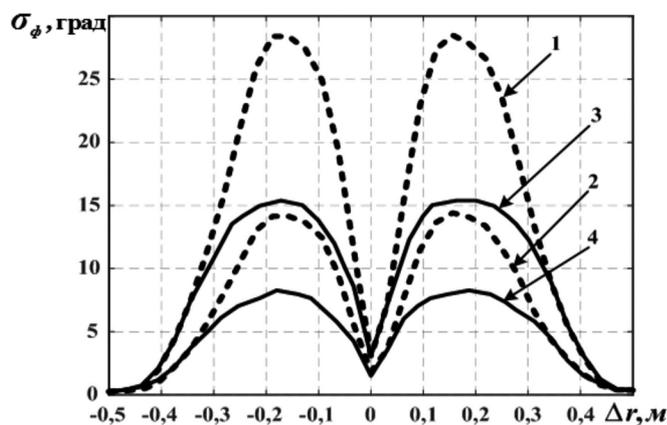


Рис. 4. Среднеквадратическая погрешность оценки фазовой добавки при наличии МО

Смещение максимумов сигнальной функции $q[R_x, \varphi_c]$, определенное в соответствии с (24), будет существенно меньше, чем смещение экстремума огибающей ЛФП, то есть при измерении частоты СРЧ по положению максимума его спектра. Поэтому использование для оценки фазовой добавки φ_c алгоритма (16), построенного на основе ЛФП, позволяет уменьшить погрешность измерения. Результаты моделирования приведены на рис. 4. Условие проведения моделирования те же самые, что и при получении графиков 1 и 2, приведенных на рис. 4. При использовании ММП погрешность измерения уменьшается примерно в 2 раза по сравнению с использованием известного алгоритма (12).

Заключение

В работе проведен анализ двух алгоритмов оценки фазовой характеристики ЧМ дальномера. Первый алгоритм основан на вычислении начальной фазы СРЧ и расстояния до отражающей поверхности. Второй алгоритм – на оценке фазовой характеристики с использованием метода максимального правдоподобия. Показано, что дисперсия оценки фазы одинакова для обоих алгоритмов. Однако особенности ЛФП позволяют уменьшить погрешность оценки фазовой характеристики при наличии мешающих отражений (СКП уменьшается примерно в 2-3 раза).

Литература

1. Паршин В.С. Уменьшение погрешности измерения расстояния дальномером с частотной модуляцией зондирующего сигнала при использовании перестройки несущей частоты передатчика / В.С. Паршин, Н.С. Заигров. Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. 2020. №74. С. 14-22. DOI 10.21667/1995-4565-2020-74-14-22. EDN IBJKEX.
2. Паршин В.С. Повышение точности измерения дальности ЧМ дальномером при наличии мешающих отражений с помощью методов параметрического спектрального анализа / В.С. Паршин, А.А. Багдадюлян. Вестник Рязанской государственной радиотехнической академии. 2006. №18. С. 46-50. EDN JWZNBТ.
3. Сравнительный анализ помехоустойчивости алгоритма измерения дальности ЧМ дальномером в спектральной области / В.В. Езерский, В.С. Паршин, И.В. Баранов [и др.]. Вестник Рязанской государственной радиотехнической академии. 2004. №14. С. 43-58. EDN JWNDHZ.
4. Атаянц Б.А. Влияние паразитной частотной модуляции, вызванной эхо-сигналами, на погрешность частотного дальномера с оценкой разностной частоты на основе метода фазовых добавок / Б.А. Атаянц, В.М. Давыдочкин, В.В. Езерский. Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. 2018. № 64. С. 29-34. DOI 10.21667/1995-4565-2018-64-2-29-34. EDN XRSRWX.
5. Атаянц Б.А., Езерский В.В., Давыдочкин В.М., Паршин В.С., Смольский С.М. Прецизионные системы ближней частотной радиолокации промышленного применения. М.: Радиотехника, 2012. 512 с.
6. Тихонов В.И. Оптимальный прием сигналов. М.: Радио связь, 1983. 320 с.
7. Зандер Ф.В. Алгоритмы оптимальной оценки параметров радиосигнала при времени измерения менее периода и некратном периоде с привязкой результата к началу измерительного интервала. Измерительная техника. 2003. № 2. С. 43-45.
8. Лабутин С.А., Пугин М.В. Помехоустойчивость и быстроедействие методов измерения частоты по короткой реализации гармонического сигнала. Измерительная техника. 1998. № 9. С. 34-77.
9. Хэррис Дж. Использование окон при гармоническом анализе методом дискретного преобразования Фурье. ТИИР.1978. Т. 66. № 1. С. 60-96.

УДК 621.396

РАСЧЁТ ПАРАМЕТРОВ СХЕМЫ СТАБИЛИЗАЦИИ ВЕРОЯТНОСТИ ЛОЖНОЙ ТРЕВОГИ ОБНАРУЖИТЕЛЯ СЛУЧАЙНЫХ СИГНАЛОВ

Белокуров В.А., к.т.н., доцент кафедры РТС РГРТУ, e-mail: belokurov.v.a@rsreu.ru
Нгуен К.Ч., аспирант кафедры РТС РГРТУ, e-mail: trongquang3883686@gmail.com

CALCULATION OF PARAMETERS OF THE STABILIZATION SCHEME OF THE PROBABILITY OF FALSE ALARM DETECTOR OF RANDOM SIGNALS

Belokurov V.A., Nguyen Q.T.

An algorithm for calculating the parameters of the OS-CFAR processor with two sorting stages is proposed and investigated. The purpose of the article is to derive an analytical expression for the dependence of the false alarm probability on the algorithm parameters that determine the numbers of ordinal statistics at each stage of sorting. Using the obtained dependences, it is shown that the OS-CFAR processor with two sorting stages loses in the threshold signal-to-noise ratio from 0.5 dB to 0.9 dB. This provides a gain in the number of computational operations from 2 to 8 times.

Key word: order statistics, false alarm probability, OS-CFAR detector.

Ключевые слова: порядковые статистики, вероятность ложной тревоги, обнаружитель ПС-ПУЛТ.

Введение

Одним из основных требований, предъявляемых к обнаружителю случайных сигналов [1], является обеспечение постоянного уровня ложной тревоги (ПУЛТ) при изменении параметров шума. В настоящее время разработано большое количество различных вариантов построения обнаружителей с ПУЛТ [2], которые предназначены для работы, как в многоцелевой обстановке, так и в случае обнаружения на фоне нестационарных негауссовских шумов. Известные обнаружители с ПУЛТ и их модификации условно можно разделить на [3]: а) УС-ПУЛТ; б) МИ/БИ-ПУЛТ; в) ПС-ПУЛТ. Каждая из схем обладает своими достоинствами и недостатками. Использование обнаружителя УС-ПУЛТ (УС – усреднение) обеспечивает наименьшие потери в пороговом отношении сигнал-шум, но при наличии нескольких целей, либо кромки помехи в «скользящем» окне потери резко возрастают. При этом обнаружитель с УС-ПУЛТ требует наименьшего числа вычислительных операций на реализацию. Обнаружитель ПС-ПУЛТ (порядковые статистики) обеспечивает стабилизацию уровня ложных тревог при обнаружении нескольких целей, а также в условиях работы на фоне шума, параметры которого меняются в пределах «скользящего» окна. В работе [2] приведён анализ эффективности данной схемы обнаружителя ПУЛТ. Существенный недостаток обнаружителя с ПС-ПУЛТ, заключается в необходимости большого числа вычислительных операций. Объём операций пропорционален размеру «скользящего» окна M .

Одним из возможных путей сокращения числа вычислительных операций является разбиение «скользящего» окна размером M элементов на ряд «подокон» меньшего размера и реализации сортировки в каждой из них. Для вычисления параметров обнаружителя с

Предложен и исследован алгоритм расчёта параметров ПС-ПУЛТ процессора с двумя этапами сортировки. Целью статьи является вывод аналитического выражения для зависимости вероятности ложной тревоги от параметров алгоритма, которые определяют номера порядковых статистик, на каждом этапе сортировки. С использованием полученных зависимостей показано, что ПС-ПУЛТ процессора с двумя этапами сортировки проигрывает в пороговом отношении сигнал-шум от 0,5 дБ до 0,9 дБ. При этом обеспечивается выигрыш в числе вычислительных операций от 2 до 8 раз.

ПС-ПУЛТ необходимо определить порядковые номера отсчётов, которые необходимо использовать после сортировки для оценки дисперсии шума. При этом порядковые номера влияют на значение вероятности ложной тревоги. Что приводит к необходимости нахождения аналитической зависимости вероятности ложной тревоги от порядковых номеров отсчётов «подокон», используемых в обнаружителе ПС-ПУЛТ.

Цель работы. Аналитическое вычисление зависимости вероятности ложной тревоги от номеров порядковых статистик обнаружителя ПС-ПУЛТ с несколькими этапами сортировки. Определение потерь в пороговом отношении сигнал-шум по сравнению с обнаружителем, в котором используется один этап сортировки. Вычисление выигрыша в числе вычислительных операций.

Теоретическая часть

Рассмотрим структурную схему обнаружителя ПС-ПУЛТ с разбиением «скользящего» окна на n «подокон», размером M/n . Результаты сортировки «подокон», также подвергаются сортировке. Структурная схема обнаружителя ПС-ПУЛТ показана на рис. 1.

На рис. 1 введены следующие обозначения: ПУ – пороговое устройство; M – размер «скользящего окна»; k_1 и k_2 – номера порядковых статистик «подокон», используемых на первом и втором этапе сортировки; – коэффициент, зависящий от вероятности ложной тревоги, приходящейся на анализируемую ячейку F ; M_z – ве-

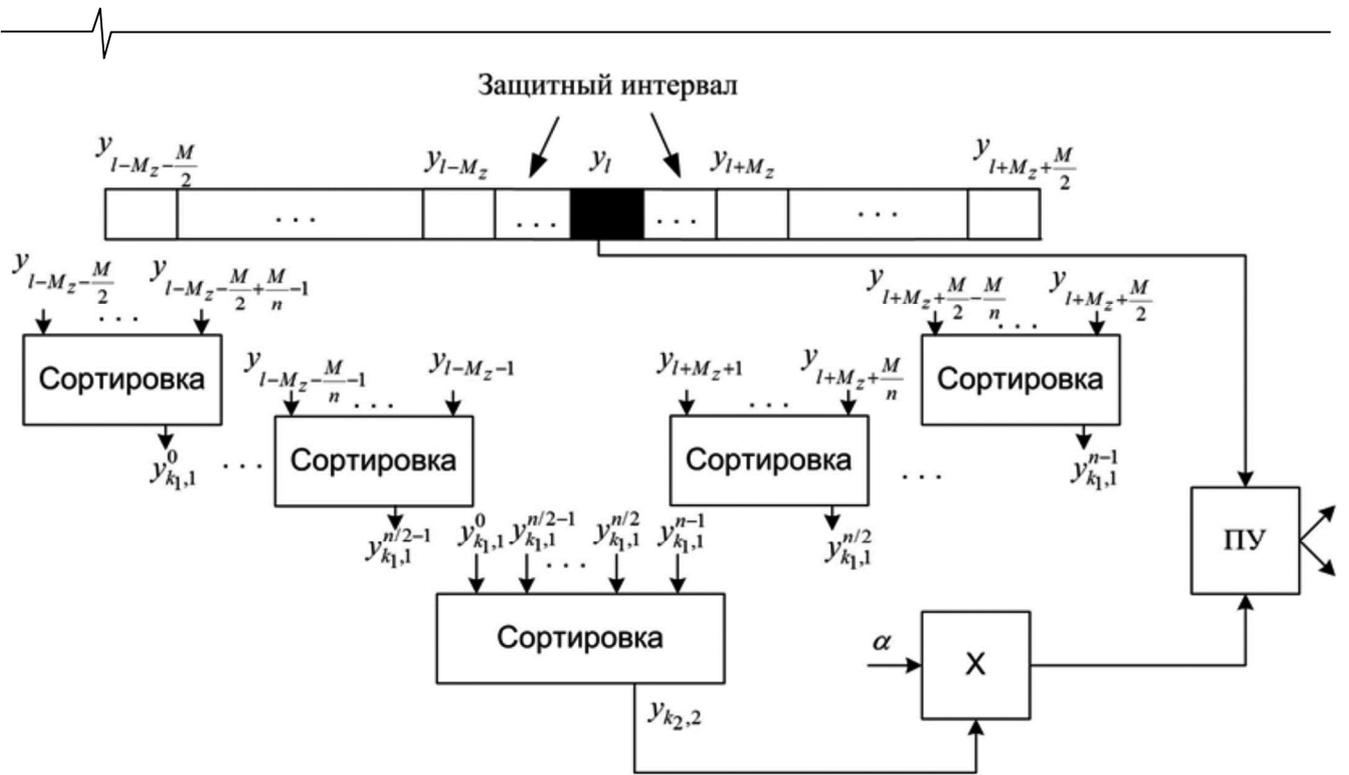


Рис. 1. Структурная схема предлагаемого алгоритма

величина защитного интервала. При обнаружении когерентной пачки импульсов со случайной амплитудой и начальной фазой [1]: $\alpha = \ln(F^{-1})$.

Обнаружение цели в l -м канале по скорости в соответствии с адаптивным байесовским подходом [4] происходит в соответствии с выражением:

$$y_l = |\mathbf{z}^T \mathbf{s}_l^*|^2 > \alpha \hat{\sigma}_u^2,$$

где z – принятый сигнал; s_l – опорный вектор, соответствующий настройке l -го канала по скорости:

$$\mathbf{s}_l = \left\{ \exp\left(-ik \frac{2\pi}{N} l\right) \right\}_{k=0}^{N-1}; \quad N - \text{число импульсов в пачке};$$

T – символ транспонирования; $*$ – символ комплексного сопряжения; y_l – достаточная статистика в l -м канале;

$\hat{\sigma}_u^2$ – оценка дисперсии. Для оценки дисперсии формируется в «скользящем» окне массив отсчётов Y :

$$\mathbf{Y} = \left\{ \left\{ y_{l-(\frac{M}{2}+M_z+i)} \right\}_{i=0 \dots \frac{M}{2}-1}; \left\{ y_{l+M_z+i} \right\}_{i=0 \dots \frac{M}{2}-1} \right\},$$

где M_z – защитный интервал. Размерность массива Y равна M на 1, что соответствует одномерному «скользящему» окну. «Окно» данной размерности может формироваться, к примеру, в режиме работы с высокой частотой повторения импульсов бортовой РЛС [5].

На рис. 1 отсчёты $y_{k_1,1}^0 \dots y_{k_1,1}^{n-1}$ соответствуют k_1 -й порядковой статистике после первого этапа сортировки; элемент $y_{k_2,2}$ соответствует k_2 -й порядковой статистике второго этапа сортировки. Статистика $y_{k_2,2}$ представляет собой оценку дисперсии $\hat{\sigma}_u^2$.

Вычисление плотности распределения вероятностей дисперсии оценки $\hat{\sigma}_u^2$

Известно, что закон распределения статистики y_l при обнаружении когерентной пачки импульсов со случайной амплитудой и начальной фазой соответствует экспоненциальному закону. С учетом предположения о том, что параметры закона распределения в «скользящем» окне не изменяются, то закон распределения каждого из элементов массива Y также является экспоненциальным. По этой причине при дальнейшем выводе опустим индекс l у статистик y_l , $l = 0 \dots M-1$.

Функция распределения вероятностей $P_y(x)$ и плотность распределения вероятности $p_y(x)$ статистики y имеет вид:

$$p_y(x) = \frac{1}{\sigma_u^2} \exp\left(-\frac{x}{\sigma_u^2}\right), \quad P_y(x) = 1 - \exp\left(-\frac{x}{\sigma_u^2}\right), \quad (1)$$

где σ_u^2 – дисперсия шума.

Функция распределения вероятностей $P_{y_{k_1,1}^i}(x)$ и плотность распределения вероятности $p_{y_{k_1,1}^i}(x)$ k_1 -й порядковой статистики в каждом i -м ($i = 0 \dots n-1$) «подокне» первого этапа сортировки имеет вид [6]:

$$p_{y_{k_1,1}^i}(x) = \frac{M}{n} \binom{\frac{M}{n}-1}{k_1-1} \left(P_y(x) \right)^{k_1-1} \left(1 - P_y(x) \right)^{\frac{M}{n}-k_1} p_y(x). \quad (2)$$

После подстановки в (2) выражения (1) получим:

$$p_y(x) = \frac{k_1}{\sigma_u^2} \binom{\frac{M}{n}}{k_1} \times \left(1 - \exp\left(-\frac{x}{\sigma_u^2}\right) \right)^{k_1-1} \left(\exp\left(-\frac{x}{\sigma_u^2}\right) \right)^{\frac{M}{n}-k_1+1}. \quad (3)$$

Функция распределения вероятности k_1 -й порядковой статистики имеет вид [6]:

$$P_{y_{k_1,1}}(x) = \sum_{j=k_1}^{M/n} \binom{M/n}{j} (P_y(x))^j (1 - P_y(x))^{M/n-j} \quad (4)$$

После подстановки в (4) выражения (1) получим:

$$P_{y_{k_1,1}}(x) = \sum_{j=k_1}^{M/n} \binom{M/n}{j} \left(1 - \exp\left(\frac{-x}{\sigma_u^2}\right)\right)^j \left(\exp\left(\frac{-x}{\sigma_u^2}\right)\right)^{M/n-j} \quad (5)$$

Плотность распределения вероятности k_2 -й порядковой статистики после второго этапа сортировки имеет вид:

$$p_{y_{k_2,2}}(x) = n \binom{n-1}{k_2-1} (P_{y_{k_1,1}}(x))^{k_2-1} (1 - P_{y_{k_1,1}}(x))^{n-k_2} p_{y_{k_1,1}}(x) \quad (6)$$

Выражение для вероятности ложной тревоги имеет вид [6]:

$$F(k_1, k_2) = \int_0^{\infty} \left(\int_{u'}^{\infty} p_{y_{k_1,1}}(x) dx \right) p_{y_{k_2,2}}(y) dy, \quad (7)$$

где u' – порог обнаружения.

Производя замену переменных $u' = \alpha y$ и подставляя в (7) выражения (2)-(6) выражение для вероятности ложной тревоги имеет вид:

$$F(k_1, k_2) = \frac{n \cdot k_1}{\sigma_u^2} \cdot \binom{n-1}{k_2-1} \cdot \binom{M/n}{k_1} \times \int_0^{\infty} \left(\exp\left(\frac{-y}{\sigma_u^2}\right) \right)^{\frac{M}{n} - k_1 + 1 + \alpha} \left(1 - \exp\left(\frac{-y}{\sigma_u^2}\right)\right)^{k_1-1} \times \left(\sum_{j=k_1}^{M/n} \binom{M/n}{j} \left(1 - \exp\left(\frac{-y}{\sigma_u^2}\right)\right)^j \left(\exp\left(\frac{-y}{\sigma_u^2}\right)\right)^{\frac{M}{n}-j} \right)^{k_2-1} \times \left(1 - \sum_{j=k_1}^{M/n} \binom{M/n}{j} \left(1 - \exp\left(\frac{-y}{\sigma_u^2}\right)\right)^j \left(\exp\left(\frac{-y}{\sigma_u^2}\right)\right)^{\frac{M}{n}-j} \right)^{n-k_2} dy. \quad (8)$$

Применяя в выражение (8) разложение в соответствии с биномом Ньютона и формулы табличного интеграла 3.312(1) [8] можно показать, что выражение (8) не зависит от дисперсии шума σ_u^2 .

Воспользуемся математическим аппаратом численного интегрирования [9] при вычислении интеграла в выражении (8):

$$F(k_1, k_2) = \frac{n \cdot k_1}{\sigma_u^2} \binom{n-1}{k_2-1} \binom{M/n}{k_1} \frac{b-a}{m} \times \left\{ \frac{f\left(\frac{a}{1-a}\right) \frac{1}{(1-a)^2}}{2} + \sum_{i=1}^{m-1} f\left(\frac{a + \frac{i(b-a)}{m}}{1 - \left(a + \frac{i(b-a)}{m}\right)}\right) \frac{1}{\left(1 - \left(a + \frac{i(b-a)}{m}\right)\right)^2} \right\} \quad (9)$$

$$+ \frac{f\left(\frac{b}{1-b}\right) \frac{1}{(1-b)^2}}{2} \left. \right\},$$

где $m = 104$; $a = 0$; значение $b \approx 1$; функция $f(t)$ определяется по следующему выражению.

$$f(t) = \frac{n \cdot k_1}{\sigma_u^2} \binom{n-1}{k_2-1} \binom{M/n}{k_1} \times \left(\exp\left(\frac{-t}{\sigma_u^2}\right) \right)^{\frac{M}{n} - k_1 + 1 + \alpha} \left(1 - \exp\left(\frac{-t}{\sigma_u^2}\right)\right)^{k_1-1} \times \left(\sum_{j=k_1}^{M/n} \binom{M/n}{j} \left(1 - \exp\left(\frac{-t}{\sigma_u^2}\right)\right)^j \left(\exp\left(\frac{-t}{\sigma_u^2}\right)\right)^{\frac{M}{n}-j} \right)^{k_2-1} \times \left(1 - \sum_{j=k_1}^{M/n} \binom{M/n}{j} \left(1 - \exp\left(\frac{-t}{\sigma_u^2}\right)\right)^j \left(\exp\left(\frac{-t}{\sigma_u^2}\right)\right)^{\frac{M}{n}-j} \right)^{n-k_2} \quad (10)$$

Выражения (9), (10) могут быть использованы для вычисления вероятности ложной тревоги при заданных значениях M, n, k_1, k_2 , что позволяет определить, соответствует получаемая вероятность ложной тревоги $F(k_1, k_2)$ заданной $F_{зад}$ [9]. В случае, если равенство $F(k_1, k_2) = F_{зад}$ не выполняется, необходимо скорректировать значения параметров M, n, k_1, k_2 .

Рассмотрим пример вычисления $F(k_1, k_2)$ при $M = 16, n = 4, k_1 = 4, k_2 = 3$:

$$p_{y_{k_1,1}}(x) = \frac{4}{\sigma_u^2} \exp\left(\frac{-x}{\sigma_u^2}\right) \cdot \left(1 - \exp\left(\frac{-x}{\sigma_u^2}\right)\right)^3, \\ P_{y_{k_1,1}}(x) = \left(1 - \exp\left(\frac{-x}{\sigma_u^2}\right)\right)^4.$$

Плотность распределения вероятности k_2 -й порядковой статистики имеет вид:

$$p_{y_{k_2,2}}(x) = \frac{48}{\sigma_u^2} \exp\left(\frac{-x}{\sigma_u^2}\right) \cdot \left(1 - \exp\left(\frac{-x}{\sigma_u^2}\right)\right)^{11} - \frac{48}{\sigma_u^2} \exp\left(\frac{-x}{\sigma_u^2}\right) \cdot \left(1 - \exp\left(\frac{-x}{\sigma_u^2}\right)\right)^{15}.$$

Вероятности ложной тревоги шума определяется выражением:

$$F = \frac{48}{\sigma_u^2} \int_0^{\infty} \exp\left(\frac{-x}{\sigma_u^2}\right)^{\alpha+1} \left(1 - \exp\left(\frac{-x}{\sigma_u^2}\right)\right)^{11} dx - \frac{48}{\sigma_u^2} \int_0^{\infty} \exp\left(\frac{-x}{\sigma_u^2}\right)^{\alpha+1} \left(1 - \exp\left(\frac{-x}{\sigma_u^2}\right)\right)^{15} dx. \quad (11)$$

Применение формулы 3.312(1) [8] и проводя соответствующие вычисления выражение (11) имеет вид:

$$F = 48 \left\{ \frac{\Gamma(\alpha+1) \cdot \Gamma(12)}{\Gamma(\alpha+13)} - \frac{\Gamma(\alpha+1) \cdot \Gamma(16)}{\Gamma(\alpha+17)} \right\},$$

где $\Gamma(\bullet)$ – гамма функция.

Анализ вычислительной сложности ПС-ПУЛТ процессора

Оценку вычислительной сложности ПС-ПУЛТ процессора с несколькими этапами сортировки определим в предположении, что для сортировки используется алгоритм «пузырька», вычислительная сложность которого $O(n^2)$, где n – размер массива [11].

Вычислительная сложность алгоритма сортировки при объеме выборке M составляет $O(M^2)$ операций. Для ПС-ПУЛТ процессора с несколькими этапами сортировки вычислительная сложность составляет

$$O\left(n \cdot \left(\frac{M}{n}\right)^2 + (n)^2\right) \text{ операций.}$$

Уменьшение вычислительных затрат H ПС-ПУЛТ процессора с несколькими этапами сортировки по сравнению с известным ПС-ПУЛТ процессором описывается отношением:

$$H = \frac{M^2}{n \cdot \left(\frac{M}{n}\right)^2 + (n)^2}.$$

На рис. 2 показан выигрыш в числе вычислительных операций при различных значениях n .

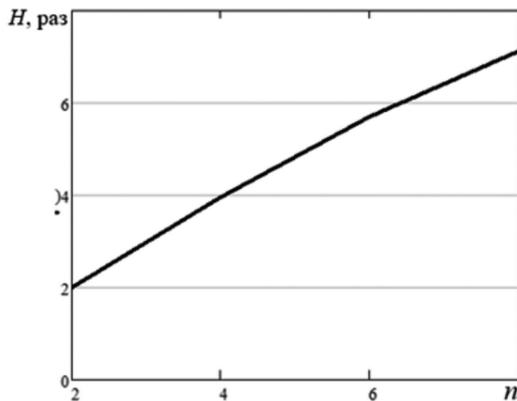
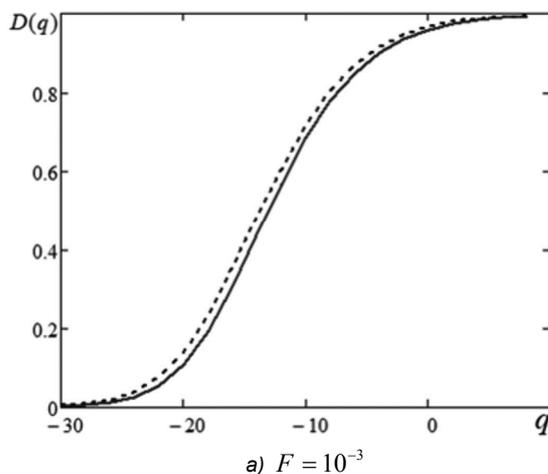


Рис. 2. Зависимость выигрыша в числе вычислительных операций

Анализ зависимости, представленной на рис. 2, показывает, что при увеличении числа n , то есть при увели-



а) $F = 10^{-3}$

чении числа «подокон» на первом этапе сортировки, выигрыш увеличивается и при $M = 64$, $n = 4$ равен 4 раза; при $n = 8$ и $n = 16$ выигрыш составляет 7 и 8 раз, соответственно.

Результаты моделирования для предлагаемого алгоритма

Рассмотрим результаты моделирования предлагаемого алгоритма вычисления параметров ПС-ПУЛТ процессора. Параметры моделирования:

- пачка импульсов со случайной амплитудой и фазой, число импульсов 256;
- «скользящее» окно одномерное $M = 64$;
- вероятность ложной тревоги на канала $F_{\text{зад}} = 10^{-3}, 10^{-5}$.
- число «подокон» $n = 4, 8, 16$;
- флуктуации амплитуды отражённого от цели сигнала соответствуют модели Сверлинга 1.

Параметры k_1, k_2 выбираются из выражения: $F(k_1, k_2) = F_{\text{зад}}$ и соответствуют:

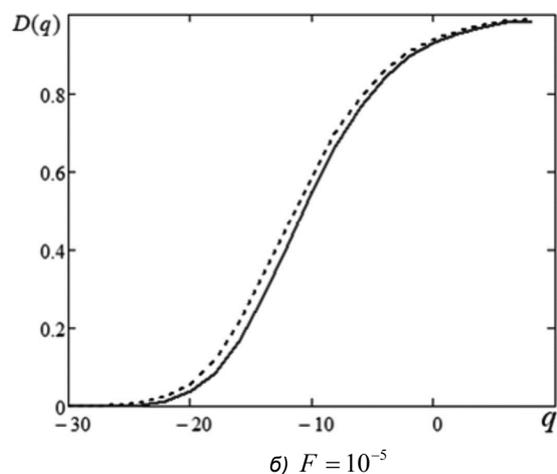
- при $n = 4$ вычисленные значения $k_1 = 12; k_2 = 2$;
- при $n = 8$ вычисленные значения $k_1 = 6; k_2 = 4$;
- при $n = 16$ вычисленные значения $k_1 = 4; k_2 = 4$.

На рис. 3-5. показаны характеристики обнаружения ПС-ПУЛТ процессора при значениях $n = 4, 8, 16$.

На рис. 3-5 сплошная линия соответствует характеристикам обнаружения ПС-ПУЛТ процессора с двумя этапами сортировки; пунктирная – известный ПС-ПУЛТ процессор. Анализ зависимостей показывает, что при $D = 0,9$ ПС-ПУЛТ процессора с двумя этапами сортировки проигрывает в пороговом отношении сигнал-шум известному алгоритму. Величина потерь в пороговом отношении сигнал-шум показана в табл. 1.

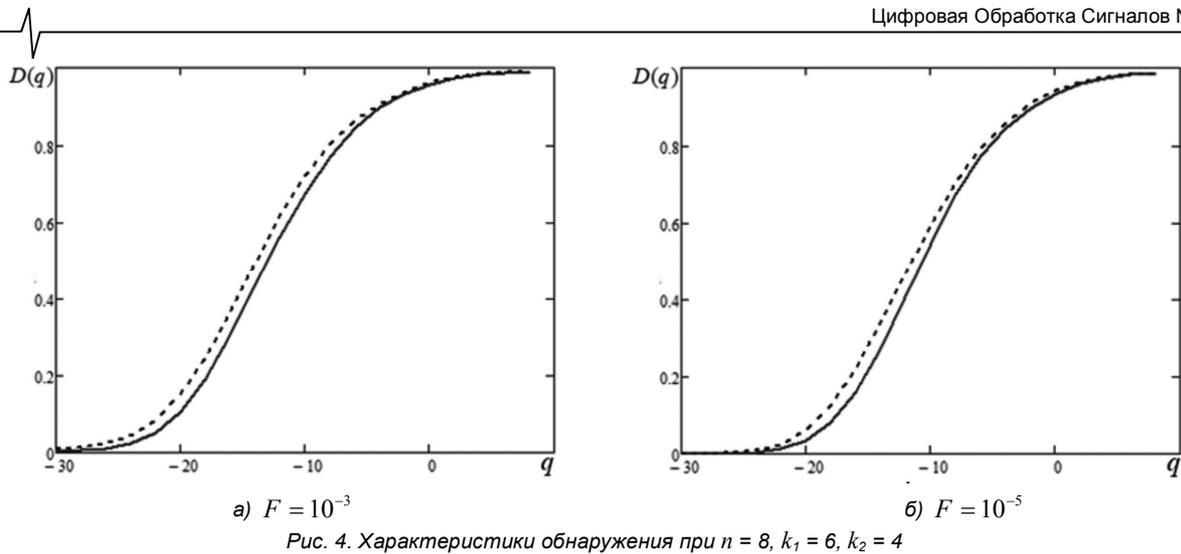
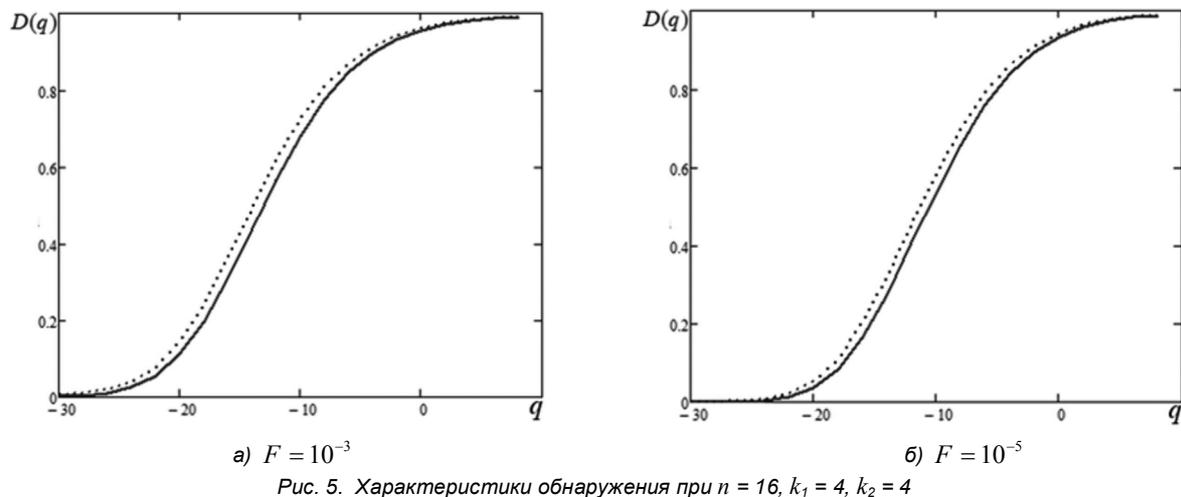
Таблица 1. Потери в пороговом отношении сигнал-шум, дБ

n, k_1, k_2 \ F	10^{-3}	10^{-4}	10^{-5}
$n = 4, k_1 = 12, k_2 = 2$	0,675	0,659	0,692
$n = 8, k_1 = 4, k_2 = 8$	0,586	0,515	0,528
$n = 8, k_1 = 6, k_2 = 4$	0,927	0,857	0,925
$n = 16, k_1 = 4, k_2 = 4$	0,667	0,586	0,645



б) $F = 10^{-5}$

Рис. 3. Характеристики обнаружения при $n = 4, k_1 = 12, k_2 = 2$

Рис. 4. Характеристики обнаружения при $n = 8, k_1 = 6, k_2 = 4$ Рис. 5. Характеристики обнаружения при $n = 16, k_1 = 4, k_2 = 4$

Анализ данных табл. 1 показывает, что величина потеря в пороговом отношении сигнал-шум не превосходит 0,7 дБ в случаях: $n = 4, k_1 = 12, k_2 = 2$ и $n = 16, k_1 = 4, k_2 = 4$. Не превосходит 0,6 дБ в случае $n = 8, k_1 = 4, k_2 = 8$ и не превосходит 1 дБ в случае выбора $n = 8, k_1 = 6, k_2 = 4$.

Заключение

Таким образом, в данной работе рассмотрен алгоритм расчёта параметров ПС-ПУЛТ процессора с двумя этапами сортировки. Получено аналитическое выражение зависимости вероятности ложной тревоги и параметров алгоритма. Данная зависимость позволяет выбрать параметры ПС-ПУЛТ процессора с двумя этапами сортировки, которые обеспечивают заданное значение вероятности ложной тревоги. Результаты моделирования показывают, что ПС-ПУЛТ процессора с двумя этапами сортировки приравывает известному ПС-ПУЛТ процессору в пороговом отношении сигнал-шум от 0,5 дБ до 0,9 дБ. При этом обеспечивается выигрыш в числе вычислительных операций от 2 до 8 раз.

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

Литература

1. Бакулев П.А. Радиолокационные системы. Учебник для ВУЗов. М.: Радиотехника. 2004. 320 с.

2. A. Richards Fundamentals of Radar Signal Processing. McGraw Hill Professional. 2005.

3. Бакулев П.А., Степин В.М. Методы и устройства селекции движущихся целей. М.: Радио и связь. 1986. 288 с.

4. Кошелев В.И. Параметры многоканального обнаружителя доплеровских сигналов. Вестник Рязанской государственной радиотехнической академии. 2001. №8. С. 18-20.

5. Кошелев В.И., Белокуров В.А., Горкин В.Н. Алгоритмы повышения точности измерения дальности в РЛС с квазипрерывным линейно-частотно-модулированным сигналом. Вестник Рязанской государственной радиотехнической академии. 2005. Выпуск 16. С. 18-20.

6. Левин Б.Р. Теоретические основы статистической радиотехники. В трех книгах. Книга третья. М.: Сов. радио. 1976. 288 с.

7. Кошелев В.И., Белокуров В.А. Вычисление порога при межпериодном обнаружении малоразмерной цели. Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. 2011. Выпуск 38. С. 31-34.

8. I.S. Gradshteyn, I.M. Ryzhik. Table of integrals, series, and products. Seventh edition. Academic Press. 2007. 1221 p.

9. Самарский А.А., Гулин А.В. Численные методы: пособие для вузов. М.: Наука. Гл. Ред. физ.-мат. литературы. 1989. 432 с.

10. В.И. Кошелев, Д.Н. Козлов Адаптивный алгоритм обнаружения маневрирующей цели. Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. 2014. № 1. С. 38-41.

11. Biggar P., Gregg. Sorting in the presence of branch prediction and caches. Technical Report TCD-CS-2005-57, Department of Computer Science, University of Dublin, Trinity College, August 2005.

СИНТЕЗ И АНАЛИЗ ОБНАРУЖИТЕЛЕЙ-ИЗМЕРИТЕЛЕЙ ДОПЛЕРОВСКИХ СИГНАЛОВ

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

SYNTHESIS AND ANALYSIS OF DETECTOR-METERS DOPPLER SIGNALS

Popov D.I.

Algorithms of joint detection-estimation of equidistant and non-equidistant bundles (sequences) of coherent signals are considered. A statistical description of an equidistant bundle of signals is given, on the basis of which, by calculating the likelihood ratio and then averaging it, an invariant to the Doppler phase detection algorithm is synthesized. An algorithm for estimating the Doppler phase is synthesized by the method of maximum law-similarity. A block diagram implementing synthesized algorithms is given. To expand the range of one-digit estimation of the Doppler frequency (phase) while maintaining an unambiguous estimation of the delay time (range), it is proposed to use a non-equidistant sequence of pulses – in the simplest case with alternating periods of intrusion. The corresponding detection algorithm has been synthesized, on the basis of which a modified algorithm has been obtained. By solving a system of truthfulness equations with respect to Doppler phase shifts in alternating repetition periods, an algorithm for estimating the difference Doppler phase and an algorithm for unambiguous estimation of the radial velocity of the target are obtained. The block diagrams of detectors-meters of non-equidistant signals based on the algorithms of synthesized and modified detectors and algorithms for unambiguous measurement of the Doppler phase and radial velocity are presented. The analysis of the detector-meters showed that the use of the modified detection algorithm compared with the use of the synthesized algorithm provides significant gains in the value of the threshold signal-to-noise ratio and leads to losses in the accuracy of the Doppler phase measurement.

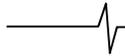
Key words: detection-estimation algorithms, analysis, equidistant and non-equidistant signals, likelihood ratio, synthesis, block diagrams, phase.

Ключевые слова: алгоритмы обнаружения-оценивания, анализ, эквидистантные и неэквидистантные сигналы, отношение правдоподобия, синтез, структурные схемы, фаза.

Введение

В многофункциональных радиолокационных системах обработка эхо-сигналов осуществляется с целью выделения и измерения координат воздушно-космических целей. При выделении сигналов движущихся целей на фоне пассивных помех основной операцией 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 работах [6, 7] синтезиро-

Рассмотрены алгоритмы совместного обнаружения-оценивания эквидистантных и неэквидистантных пачек (последовательностей) когерентных сигналов. Приведено статистическое описание эквидистантной пачки сигналов, на основе которого путем вычисления отношения правдоподобия и последующего его усреднения синтезирован инвариантный к доплеровской фазе алгоритм обнаружения. Методом максимального правдоподобия синтезирован алгоритм оценивания доплеровской фазы. Приведена структурная схема, реализующая синтезированные алгоритмы. Для расширения диапазона однозначного оценивания доплеровской частоты (фазы) при сохранении однозначного оценивания времени запаздывания (дальности) предложено использовать неэквидистантную последовательность импульсов – в простейшем случае с чередующимися периодами повторения. Синтезированы соответствующий алгоритм обнаружения, на основе которого получен модифицированный алгоритм. Путем решения системы уравнений правдоподобия относительно доплеровских сдвигов фазы в чередующихся периодах повторения получены алгоритм оценивания разностной доплеровской фазы и алгоритм однозначного оценивания радиальной скорости цели. Приведены структурные схемы обнаружителей-измерителей неэквидистантных сигналов на основе алгоритмов синтезированного и модифицированного обнаружителей и алгоритмов однозначного измерения доплеровской фазы и радиальной скорости. Анализ обнаружителей-измерителей показал, что использование модифицированного алгоритма обнаружения по сравнению с использованием синтезированного алгоритма обеспечивает существенные выигрыши в величине порогового отношения сигнал/шум и приводит к проигрышам в точности измерения доплеровской фазы.



ваны алгоритмы оценивания и предложены принципы построения и структурные схемы автокомпенсаторов 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 [8]. Определенное упрощение процедуры адаптации достигается в АРФ каскадного типа [9]. Другим вариантом упрощения процедуры адаптации является переход от комплексных весовых коэффициентов к действительным, 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 [10]. 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 [11]. Повышение эффективности нерекурсивных режекторных фильтров высоких порядков достигается при оптимизации их параметров по вероятностному критерию [12].

При измерении координат движущихся целей актуальной задачей является измерение радиальной скорости (частоты), основанное на измерении доплеровского сдвига частоты сигнала [13-16]. Для исключения отсчетов по шумам измерение должно быть совместным с обнаружением. Совместное обнаружение-измерение пачки когерентных радиоимпульсов при неизвестной доплеровской частоте основано на многоканальной фильтрации, позволяющей измерять частоту по номеру канала с максимальной величиной выходного сигнала [13, 14]. При совместном измерении времени запаздывания (дальности) и частоты (радиальной скорости) возникают известные противоречия между условиями однозначного измерения данных координат. Представляют интерес одноканальные обнаружители-измерители разомкнутого (неследящего) типа, удовлетворяющие требованиям однозначного измерения дальности-скорости в заданных диапазонах.

Статистическое описание эквидистантной пачки сигналов

Сигнал, отраженный от движущейся цели, представляет собой узкополосный случайный процесс гауссовского типа, образующий с собственным шумом приемника аддитивную смесь, которая для когерентной эквидистантной пачки радиоимпульсов задается последовательностью N цифровых отсчетов комплексных огибающих $U_j = x_j + iy_j$, следующих через период повторения T и образующих вектор $\{U_j\}$, $j = \overline{1, N}$, описываемый эрмитовой корреляционной матрицей $[R_{jk}^{cm}]$ с элементами

$$R_{jk}^{cm} = \overline{U_j U_k^*} / 2 = \sigma_c^2 \rho_{jk} \exp[i(j-k)\varphi] + \sigma_w^2 \delta_{jk},$$

где σ_c^2, σ_w^2 – дисперсии сигнала и собственного шума на выходе устройства внутрипериодной обработки; ρ_{jk} – коэффициенты межпериодной корреляции сигнала;

$\varphi = 2\pi F_d T$ – фазовый сдвиг сигнала за период повторения T , обусловленный доплеровским смещением несущей частоты на величину F_d , δ_{jk} – символ Кронекера.

Совместная плотность вероятности вектора $\{U_j\}$ при условии наличия сигнала и шума имеет вид.

$$p_{cm}(\{U_j\}) = (2\pi)^{-N} \det^{-1} [R_{jk}^{cm}] \exp\left(-\frac{1}{2} \sum_{j,k=1}^N W_{jk}^{cm} U_j^* U_k\right),$$

где W_{jk}^{cm} – элементы матрицы $[W_{jk}^{cm}]$, обратной матрице $[R_{jk}^{cm}]$.

При условии наличия одного шума совместная плотность вероятности $p_w(\{U_j\})$ описывается аналогичным выражением, в котором элементы $R_{jk}^{cm} = \sigma_w^2 \delta_{jk}$ и $W_{jk}^{cm} = \delta_{jk} / \sigma_w^2$.

Синтез алгоритмов обнаружения-измерения эквидистантной пачки сигналов

Вычисляя условное отношение правдоподобия

$$\Lambda(\varphi) = p_{cm}(\{U_j\}) / p_w(\{U_j\}),$$

найдем алгоритм оптимального обнаружения:

$$\Lambda(\varphi) = C \exp\left\{-\frac{1}{2} \sum_{j,k=1}^N (W_{jk}^{cm} - W_{jk}^{cm}) U_j^* U_k\right\} \geq \Lambda_0, \quad (1)$$

где $C = \det[R_{jk}^{cm}] / \det[R_{jk}^{cm}]$, Λ_0 – пороговый уровень обнаружения.

Вводя отношение сигнал/шум $q = \sigma_c^2 / \sigma_w^2$, перейдем к нормированным матрицам и, сохраняя прежние обозначения, найдем асимптотическое приближение искомого алгоритма при $q \gg 1$. Тогда $R_{jk}^{cm} = R_{jk} \approx \approx q \rho_{jk} \exp(i(j-k)\varphi)$. Кроме того, учитываем, что эхосигнал большинства радиолокационных цепей типа летательных объектов имеют экспоненциальную функцию корреляции, т.е. $\rho_{jk} = \exp(-\pi \Delta f T |j-k|) = \rho^{|j-k|}$, где нормированная ширина спектра $\Delta f T \leq 0,01$.

Обратная корреляционная матрица $[W_{jk}^{cm}] = [W_{jk}]$ в этом случае имеет ленточно-диагональную структуру с элементами

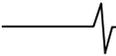
$$W_{11} = W_{NN} = \frac{1}{q(1-\rho^2)}, \quad W_{jj} = \frac{1+\rho^2}{q(1-\rho^2)}, \quad j = \overline{2, N-1},$$

$$W_{j-1,j} = -\frac{\rho e^{-i\varphi}}{q(1-\rho^2)}, \quad W_{j,j-1} = -\frac{\rho e^{i\varphi}}{q(1-\rho^2)}, \quad j = \overline{2, N}.$$

Алгоритм (1) без учета краевых эффектов при $j = 1$ и N принимает вид

$$\Lambda(\varphi) = C \exp\left\{\frac{1}{2} \left(1 - \frac{1+\rho^2}{q(1-\rho^2)}\right) \sum_{j=1}^N U_j^* U_j + \frac{\rho}{2q(1-\rho^2)} \left[\sum_{j=2}^N (e^{-i\varphi} U_{j-1}^* U_j + e^{i\varphi} U_{j-1} U_j) \right]\right\}.$$

Инвариантный к неизвестной величине φ алгоритм



находим в результате соответствующего интегрирования $\Lambda(\varphi)$. Предполагая равномерным распределение величины φ на интервале $[-\pi, \pi]$, найдем

$$\begin{aligned} \Lambda &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \Lambda(\varphi) d\varphi = \\ &= CC_U \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \exp\left(\frac{\rho}{q(1-\rho^2)} \operatorname{Re}(e^{-i\varphi} Y)\right) d\varphi = \\ &= CC_U \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \exp\left(\frac{\rho}{q(1-\rho^2)} (\cos\varphi \operatorname{Re} Y + \sin\varphi \operatorname{Im} Y)\right) d\varphi = \\ &= CC_U \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \exp\left(\frac{\rho}{q(1-\rho^2)} |Y| \cos(\varphi - \arg Y)\right) d\varphi, \end{aligned}$$

где $C_U = \exp\left\{\frac{1}{2}\left(1 - \frac{1+\rho^2}{q(1-\rho^2)}\right) \sum_{j=1}^N |U_j|^2\right\}$, $Y = \sum_{j=2}^N U_{j-1}^* U_j$.

Данный интеграл является табличным и соответствует модифицированной функции Бесселя нулевого порядка $I_0[\rho |Y|/q(1-\rho^2)]$. При этом $I_0(z) \approx e^z$ для $z \gg 1$, что обычно имеет место при межпериодной обработке. Тогда

$$\begin{aligned} \ln \Lambda &= \frac{1}{2} \left(1 - \frac{1+\rho^2}{q(1-\rho^2)}\right) \sum_{j=1}^N |U_j|^2 + \\ &+ \frac{\rho}{q(1-\rho^2)} \left| \sum_{j=2}^N U_{j-1}^* U_j \right| \geq \ln \Lambda_0 - \ln C. \end{aligned}$$

Первый член этого выражения соответствует некогерентному накоплению, второй – одноканальному когерентному накоплению произведений поступающих отсчетов. При несущественных потерях в пороговом отношении сигнал/шум, не превосходящих долей децибела, эвристические упрощения, исключающие некогерентное накопление, приводят к алгоритму:

$$u = |Y| = \left| \sum_{j=2}^N U_{j-1}^* U_j \right| \geq u_0. \quad (2)$$

Алгоритм оценивания доплеровской фазы φ найдем методом максимального правдоподобия. Функцией правдоподобия является плотность вероятности $p_{\text{см}}(\{U_j\} / \varphi)$, рассматриваемая как функция параметра φ . Максимизация функции правдоподобия с целью отыскания оценки $\hat{\varphi}$ эквивалентна максимизации условного отношения правдоподобия в алгоритме (1) или его логарифма. При этом уравнению максимального правдоподобия эквивалентно уравнение $\partial \ln \Lambda(\varphi) / \partial \varphi|_{\varphi=\hat{\varphi}} = 0$, решение которого для рассматриваемых свойств сигнала приводит к алгоритму

$$\hat{\varphi} = \operatorname{arctg}(\operatorname{Im} Y / \operatorname{Re} Y) = \arg Y = \arg \left(\sum_{j=2}^N U_{j-1}^* U_j \right). \quad (3)$$

Расширение диапазона арктангенса $[-\pi/2, \pi/2]$. в алгоритме (3) до интервала $[-\pi, \pi]$ однозначного оценивания $\hat{\varphi}$ основывается на логических операциях:

$$\hat{\varphi} = \begin{cases} \arg Y & \text{при } \operatorname{Re} Y > 0 \\ (\operatorname{sgn} \operatorname{Im} Y)(\pi - |\arg Y|) & \text{при } \operatorname{Re} Y < 0 \\ (\operatorname{sgn} \operatorname{Im} Y)\pi/2 & \text{при } \operatorname{Re} Y = 0 \end{cases}. \quad (4)$$

Структурная схема обнаружителя-измерителя эквидистантной пачки сигналов на основе алгоритмов (2)-(4) изображена на рис. 1. Схема осуществляет обработку цифровых кодов комплексных отсчетов $U_j = x_j + iy_j$ и содержит запоминающее устройство $ЗУ_T$ на период повторения T ; блок комплексного сопряжения (*); комплексный умножитель (\times); синхронный накопитель (СН); вычислитель фазы (ВФ), выполняющий вычисления по алгоритмам (3) и (4); ключ (К); вычислитель модуля (ВМ) и пороговый блок (ПБ). Ключ открывается и пропускает оценку $\hat{\varphi}$ на выход только в случае вынесения решения об обнаружении сигнала. Кроме того, выходной сигнал ПБ используется для автосъема дальности. Обнаружитель-измеритель сочетает когерентность накопления с его одноканальностью и в связи с этим существенно проще традиционного на основе многоканального когерентного накопителя. Оценка доплеровской частоты может быть определена из очевидного соотношения $\hat{F}_d = \hat{\varphi} / 2\pi T$. При этом однозначное измерение частоты осуществляется в диапазоне $[-1/2T, 1/2T]$, что в случае когерентно-импульсных сигналов высокой скважности и реальных скоростей большинства радиолокационных целей совершенно недостаточно.

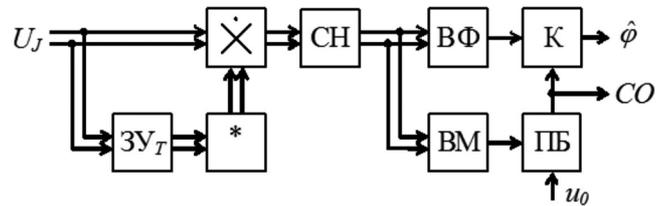


Рис. 1. Структурная схема обнаружителя-измерителя эквидистантной пачки сигналов

Синтез алгоритмов обнаружения-измерения неэквидистантной пачки сигналов

Для расширения диапазона однозначного измерения доплеровской частоты при сохранении однозначного измерения времени запаздывания (дальности) используем неэквидистантную последовательность импульсов – в простейшем случае с чередующимися периодами повторения T_1 и T_2 , причем $T_1 - T_2 = \Delta T$.

При этом $\varphi_{1,2} = 2\pi F_d T_{1,2}$, $\Delta\varphi = \varphi_1 - \varphi_2 = 2\pi F_d \Delta T$, а также $\rho_{1,2} = e^{-\pi \Delta f T_{1,2}}$.

Для узкополосных сигналов ($\Delta f \leq 0,01/T_{1,2}$) и $\Delta T \ll T_{1,2}$ имеем $e^{-\pi \Delta f \Delta T} \approx 1$ и, следовательно, $\rho_1 \approx \rho_2 \approx \rho$. Обратная корреляционная матрица имеет прежнюю структуру с теми же элементами главной диагонали, а элементы наддиагонали и поддиагонали при нечетном N имеют вид

$$\left. \begin{aligned} W_{2k-1,2k} &= -\rho e^{-i\phi_1} / q(1-\rho^2), \\ W_{2k,2k-1} &= -\rho e^{-i\phi_1} / q(1-\rho^2), \\ W_{2k,2k+1} &= -\rho e^{-i\phi_2} / q(1-\rho^2), \\ W_{2k+1,2k} &= -\rho e^{-i\phi_2} / q(1-\rho^2). \end{aligned} \right\} k=1, (N-1)/2.$$

В этом случае условное отношение правдоподобия принимает вид

$$\begin{aligned} \Lambda(\varphi_1, \varphi_2) &= \\ &= CC_U \exp \left\{ \frac{\rho}{q(1-\rho^2)} \operatorname{Re}(e^{-i\varphi_1} Y_1 + e^{-i\varphi_2} Y_2) \right\} = \\ &= CC_U \exp \left\{ \frac{\rho}{q(1-\rho^2)} [|Y_1| \cos(\varphi_1 - \arg Y_1) + \right. \\ &\left. + |Y_2| \cos(\varphi_2 - \arg Y_2)] \right\}, \end{aligned}$$

где $Y_1 = \sum_{k=1}^{(N-1)/2} U_{2k-1}^* U_{2k}$, $Y_2 = \sum_{k=1}^{(N-1)/2} U_{2k}^* U_{2k+1}$.

Вычисляя интеграл $\Lambda = \frac{1}{(2\pi)^2} \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \Lambda(\varphi_1, \varphi_2) d\varphi_1 d\varphi_2$ и

учитывая асимптотические свойства получаемых при этом модифицированных функций Бесселя нулевого порядка, после логарифмирования и аналогичных (2) эвристических упрощений окончательно получим алгоритм обнаружения неэквилидистантных последовательностей импульсов:

$$u = |Y_1| + |Y_2| = \left| \sum_{k=1}^{(N-1)/2} U_{2k-1}^* U_{2k} \right| + \left| \sum_{k=1}^{(N-1)/2} U_{2k}^* U_{2k+1} \right| \geq u_0. \quad (5)$$

На основе синтезированного алгоритма (5) может быть получен модифицированный алгоритм обнаружения:

$$\tilde{u} = |Y_1 Y_2^*| = \left| \left(\sum_{k=1}^{(N-1)/2} U_{2k-1}^* U_{2k} \right) \left(\sum_{k=1}^{(N-1)/2} U_{2k}^* U_{2k+1} \right)^* \right| \geq \tilde{u}_0. \quad (6)$$

Записывая уравнения, эквивалентные уравнениям правдоподобия относительно неизвестных параметров φ_1 и φ_2 , получим систему уравнений:

$$\begin{aligned} \partial \ln \Lambda(\varphi_1, \varphi_2) / \partial \varphi_1 \Big|_{\varphi_1=\hat{\varphi}_1} &= 0, \\ \partial \ln \Lambda(\varphi_1, \varphi_2) / \partial \varphi_2 \Big|_{\varphi_2=\hat{\varphi}_2} &= 0. \end{aligned} \quad (7)$$

Решая уравнения системы (7) независимо друг от друга, найдем

$$\hat{\varphi}_{1,2} = \arctg(\operatorname{Im} Y_{1,2} / \operatorname{Re} Y_{1,2}) = \arg Y_{1,2}.$$

Тогда

$$\Delta \hat{\varphi} = \hat{\varphi}_1 - \hat{\varphi}_2 = \arg Y_1 - \arg Y_2.$$

При совместном решении уравнений системы (7), алгоритм оценивания принимает вид:

$$\Delta \hat{\varphi} = \arctg(\operatorname{Im} Y_1 Y_2^* / \operatorname{Re} Y_1 Y_2^*) = \arg Y_1 Y_2^*. \quad (8)$$

Оценка доплеровской частоты теперь $\hat{F}_d = \Delta \hat{\varphi} / 2\pi \Delta T$, что соответствует диапазону однозначного измерения $[-1/2\Delta T, 1/2\Delta T]$ и позволяет при соответствующем выборе ΔT однозначно измерять радиальную скорость v_r , для оценки которой с учетом известного соотношения $F_d = 2v_r / \lambda$ найдем

$$\hat{v}_r = \hat{F}_d \lambda / 2 = \Delta \hat{\varphi} \lambda / 4\pi \Delta T = \Delta \hat{\varphi} d, \quad (9)$$

где λ – длина волны, $d = \lambda / 4\pi \Delta T$ – масштабный коэффициент.

Рассмотренные алгоритмы обнаружения-измерения обобщаются на более сложные законы изменения периодов повторения. При изменениях, кратных интервалу ΔT , величина последнего выбирается из условия однозначного измерения доплеровской частоты (скорости), а минимальный период повторения (в рассмотренном выше случае T_2) – как обычно, из условия однозначного измерения дальности. При этом по сравнению с алгоритмом (3) для эквидистантной последовательности диапазон однозначного измерения доплеровской частоты аналогично алгоритмам (8), (9) расширяется в $T / \Delta T$ раз.

Структурные схемы обнаружителей-измерителей неэквилидистантных сигналов

Структурная схема обнаружителя-измерителя неэквилидистантных сигналов, выполненного в соответствии с алгоритмами (5), (8) и (9), изображена на рис. 2. В соответствии с интервалами между поступающими отсчетами в $ZU_{1,2}$ осуществляется задержка поочередно на интервалы T_1 и T_2 , что обеспечивает синхронность комплексного умножения по дальности. Управляемые генератором Γ ключи K_1 и K_2 коммутируют выходы комплексного умножителя (\times). При этом получаемые для интервалов T_1 и T_2 произведения $U_j U_{j-1}^*$ разделяются в соответствующие синхронные накопители CH_1 и CH_2 . Величина Y_1 на выходе CH_1 по времени предшествует величине Y_2 на интервал T_2 , что компенсируется соответствующей задержкой Y_1 в ZU_2 . Алгоритм (5) реализуется с помощью вычислителей модуля VM и сумматора Σ , с выхода которого величина u поступает в пороговый блок ПБ, в котором сравнивается с пороговым уровнем обнаружения u_0 . Второй комплексный умножитель (\times) и вычислитель фазы ВФ реализуют алгоритм (8), а также логические операции (4). Умножитель (\times) по алгоритму (9) вычисляет оценку \hat{v}_r . Поступающий от порогового блока ПБ сигнал обнаружения CO открывает выходной ключ K , пропуская на выход оценку \hat{v}_r , а также используется для автосъема дальности и угловых координат.

Структурная схема обнаружителя-измерителя неэквилидистантных сигналов, выполненного в соответствии с алгоритмами (6), (8) и (9), изображена на рис. 3. Получаемое во втором комплексном умножителе (\times) произведение $Y_1 Y_2^*$ одновременно поступает в вычислитель модуля VM и вычислитель фазы ВФ. Вычислитель фазы ВФ реализует алгоритм (8) и аналогичные (4) логические операции, умножитель (\times) по алгоритму (9) вычисляет оценку \hat{v}_r , которая при условии обнаружения сигнала через ключ K поступает на выход обнаружителя-измерителя.

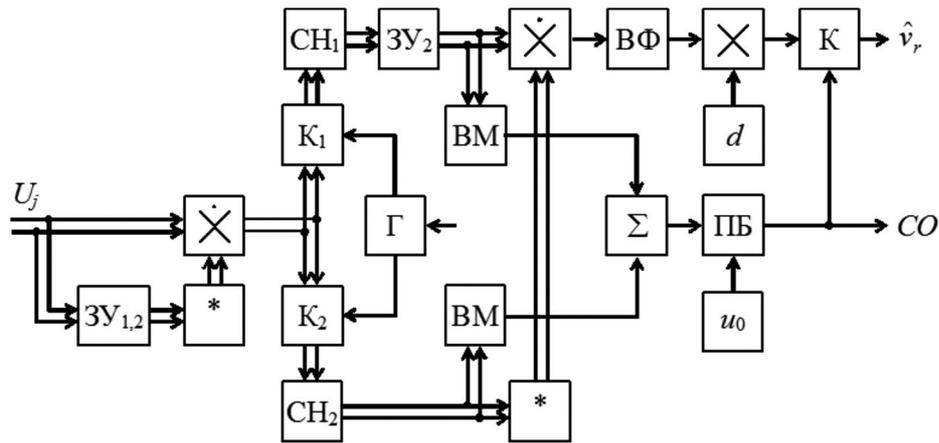


Рис. 2. Структурная схема обнаружителя-измерителя неэквидистантных сигналов на основе алгоритмов (5), (8) и (9)

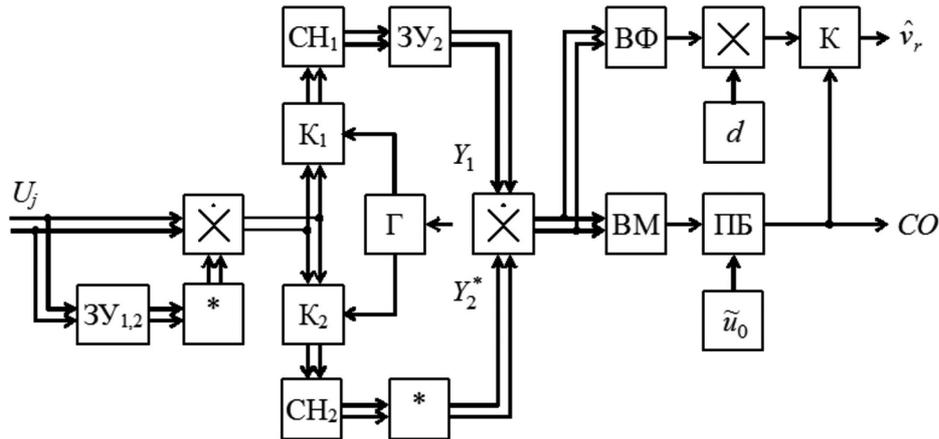


Рис. 3. Структурная схема обнаружителя-измерителя неэквидистантных сигналов на основе алгоритмов (6), (8) и (9)

Анализ обнаружителей-измерителей неэквидистантных сигналов

Анализ проведем путем имитационного статистического моделирования на ЭВМ исследуемых алгоритмов и устройств обработки сигналов. Статистическое моделирование обнаружителей-измерителей включает построение модели исходной последовательности (пачки) импульсов и шумов, преобразование этой модели в соответствии с алгоритмами обработки (обнаружения и оценивания) и статистическое определение искомых показателей эффективности. Моделирование удобно проводить на ПЭВМ в универсальной математической системе MathCAD.

Моделирование N цифровых отсчетов $U_j = x_j + iy_j$ с нормальным (гауссовским) законом распределения и заданными корреляционными свойствами в пределах пачки сводится к заданию двух групп коррелированных чисел (η_j и ξ_j , $j = \overline{1, N}$) и двумерному повороту каждой пары на угол θ_j . Тогда для квадратурных составляющих x_j и y_j имеем:

$$\left. \begin{aligned} x_j &= (\eta_j \cos \theta_j - \xi_j \sin \theta_j) + \text{norm}(1, 0, \sqrt{1/2}) \\ y_j &= (\eta_j \sin \theta_j + \xi_j \cos \theta_j) + \text{norm}(1, 0, \sqrt{1/2}) \end{aligned} \right\}, \quad (10)$$

$$j = \overline{1, N},$$

где $\theta_j = j\varphi - \frac{\Delta\varphi}{2} \sum_{k=1}^j (-1)^k$ для сигналов с чередующи-

мися периодами повторения $T_1 = T + \Delta T / 2$, $T_2 = T - \Delta T / 2$; $\text{norm}(n, \mu, \sigma)$ – функция вызова случайных чисел в системе MathCAD, параметрами которой соответственно являются n – число вызываемых элементов, μ – математическое ожидание, σ – среднеквадратичное отклонение.

Сформированные отсчеты $U_j = x_j + iy_j$ далее подвергаются обработке в соответствии с предложенными алгоритмами совместного обнаружения-измерения (4), (5), (6), (8) и (9).

Вначале определяются величины пороговых уровней обнаружения u_0 и \tilde{u}_0 , фиксирующих заданную вероятность ложной тревоги F . Для этого на входе исследуемого обнаружителя формируются некоррелированные отсчеты шумовой последовательности, квадратурные составляющие которых задаются в виде последних слагаемых алгоритмов (10).

Методом статистических испытаний (методом Монте-Карло), состоящим в многократном повторении алгоритмов обнаружения (5) и (6), для выходных решающих статистик u и \tilde{u} (входной величины порогового блока) получаем выборку $\{u_s\}$, $s = \overline{1, S}$, где S – число повторений опыта. Оценку вероятности ложной тревоги F следует производить в соответствии с ее статистическим определением: $F = \hat{p} = S_0 / S$, где S_0 – число превышений реализациями u_s порогового уровня обнаружения u_0 или \tilde{u}_0 . Полученные значения пороговых

уровней обнаружения u_0 и \tilde{u}_0 при $F = 10^{-6}$ соответственно равны 24,78 и 14,37.

Характеристики обнаружения определяются аналогично моделированием сигнальной пачки на фоне шумов в соответствии с алгоритмами (10). Из полученных характеристик обнаружения следует, что обнаружитель-измеритель, построенный на основе модифицированного алгоритма (6), по сравнению с обнаружителем-измерителем, реализующим синтезированный алгоритм (5), при вероятности правильного обнаружения $D = 0,5$ обеспечивает выигрыш в отношении сигнал/шум около 7 дБ, а при $D = 0,9$ – около 5 дБ.

Из полученных зависимостей среднеквадратичного отклонения доплеровской фазы от отношения сигнал/шум следует, что при использовании алгоритма обнаружения (5) достигается меньшая ошибка измерения доплеровской фазы, чем при использовании алгоритма (6). Из функциональной связи (9) между оценками радиальной скорости \hat{v}_r и доплеровского сдвига фазы $\Delta\hat{\phi}$ следует, что среднеквадратичная ошибка измерения радиальной скорости $\sigma_{\hat{v}_r} = d\sigma_{\Delta\hat{\phi}}$ и сохраняет упомянутые различия в точности измерения.

Заключение

Таким образом, синтезированные и модифицированные обнаружители-измерители осуществляют одноканальное когерентное накопление попарных произведений исходных отсчетов и в случае неэквидистантных сигналов позволяют однозначно измерять радиальную скорость в заданном диапазоне с предельной для данных условий точностью в сочетании с однозначным измерением дальности.

Анализ обнаружителей-измерителей путем имитационного статистического моделирования на ЭВМ показал, что использование модифицированного алгоритма обнаружения по сравнению с использованием синтезированного алгоритма обнаружения обеспечивает существенные выигрыши в величине порогового отношения сигнал/шум и приводит к проигрышам в точности измерения доплеровской фазы.

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. Адаптация нерекурсивных режекторных фильтров. Известия вузов. Радиоэлектроника. 2009. Т. 52. № 4. С. 46-55.

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

7. Попов Д.И. Автокомпенсация доплеровской фазы многочастотных пассивных помех. Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. 2018. № 65. С. 32-37.

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

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

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

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

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

13. Кузьмин С.З. Цифровая радиолокация. Введение в теорию. Киев: КВіЦ, 2000. 428 с.

14. Цифровая обработка сигналов в многофункциональных радиолокаторах. Методы. Алгоритмы. Аппаратура: монография / под ред. Г.В. Зайцева. М.: Радиотехника, 2015. 376 с.

15. Клочко В.К., Кузнецов В.П., Левитин А.В. и др. Алгоритмы определения координат движущихся целей на базе многоканальной доплеровской РЛС. Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. 2015. № 53. С. 3-10.

16. Клочко В.К., Кузнецов В.П., Ву Ба Хунг. Оценка параметров радиосигналов от подвижных маловысотных объектов. Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. 2022. № 80. С. 12-23.

АДАПТИВНАЯ К ПОМЕХАМ РАДИОСИСТЕМА ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ НА ОСНОВЕ МНОГОКРИТЕРИАЛЬНОГО СИНТЕЗА МНОГОПОЗИЦИОННЫХ СИГНАЛОВ

*Лисничук А.А., д.т.н., профессор кафедры «Радиоуправление и связь» РГРТУ им. В.Ф. Уткина,
e-mail: a.a.lisnichuk@gmail.com*

ADAPTIVE TO INTERFERENCE WIRELESS COMMUNICATION SYSTEM BASED ON MULTI-CRITERIA SYNTHESIS OF MULTI-POSITION SIGNALS

Lisnichuk A.A.

A block diagram of a software-defined transmitter and detector of a relatively wide class of known and synthesized multi-position radio signals (both with and without DSSS) and signal-code structures (TCM- and FQPSK-like) providing effective adaptation to interference under various external conditions has been developed.

The synthesized signals and signal-code structures take into account the most significant quality indicators for information transmission radio systems, namely, attenuation of interference, out-of-band radiation, noise immunity at AWGN and energy efficiency of the generated radio signal, as well as minimizing the confusion of the information symbol with clock synchronization errors.

A comparative analysis of synthesized radio signals of various positionality is carried out in the interests of adapting information transmission systems to the current interference environment.

Key words: radio signal synthesis, software-defined radio, multi-criteria optimization, noise immunity.

Ключевые слова: синтез радиосигналов, программно-определяемые радиосистемы, многокритериальная оптимизация, помехоустойчивость.

Введение

На практике работа разнообразных радиосистем передачи информации (РСПИ), в том числе и на основе программно-определяемого радио (Software-defined radio – SDR), осуществляется в условиях действия различного вида радиопомех: узкополосных, структурных, полосовых, импульсных, а также их комбинаций. На показатели качества РСПИ (в том числе и на помехоустойчивость) существенное влияние оказывают вид используемых сигналов и характеристики устройств их обработки. Существующие системы программно-определяемого радио способны перестраивать параметры сигнала путем варьирования несущей частоты, мощности радиопередатчика, скорости передачи информации, а также способов кодирования и модуляции [1, 2]. Данный подход не позволяет удовлетворить потребности современных РСПИ в части многозшелонированной помехозащищенности радиоканалов, т.е. обеспечения скрытности и помехоустойчивости радиолиний на различных этапах формирования, передачи и детектирования сигналов [3, 4]. Кроме того, системы SDR могут посчитать диапазон частот непригодным для передачи информации при наличии даже узкополосной помехи (УП), что в свою очередь в целом уменьшает эффективность использования свободных участков спектра.

В условиях ограниченного частотного ресурса целесообразно производить синтез радиосигналов для адаптации систем SDR к действию помех при использовании в том числе и нестандартных видов модуляции. Опти-

Разработана структурная схема программно-конфигурируемых формирователя и детектора сравнительно широкого класса известных и синтезированных многопозиционных радиосигналов (как с прямым расширением спектра, так и без него) и сигнально-кодовых конструкций (TCM- и FQPSK-подобных), обеспечивающих эффективную адаптацию к действию помех при различных внешних условиях.

Синтезированные сигналы и сигнально-кодовые конструкции учитывают наиболее значимые для радиосистем передачи информации показатели качества, а именно ослабление действия помех, внеполосное излучение, помехоустойчивость при АБГШ и энергоэффективность формируемого радиосигнала, а также минимизацию перепутывания информационного символа при погрешностях системы тактовой синхронизации.

Проведен сравнительный анализ синтезированных радиосигналов различной позиционности в интересах адаптации систем передачи информации к действующей помеховой обстановке.

мизация по единственному показателю качества приводит к неконтролируемому ухудшению других показателей, поэтому для более эффективного использования ресурсов радиоканала целесообразно применять многокритериальный синтез сигналов. Целесообразно учитывают наиболее значимые для SDR показатели качества, а именно ослабление действия помех, внеполосное излучение, помехоустойчивость при аддитивном «белом» гауссовском шуме (АБГШ) и энергоэффективность формируемого радиосигнала [3].

При согласованности используемых процедур кодирования и модуляции по некоторому критерию получают сигнально-кодовые конструкции (СКК), обеспечивающие дополнительное улучшение характеристик РСПИ. На практике широко распространены СКК на основе решетчатого кодирования и «зависимых» сигналов, позволяющие реализовать соответственно повышение помехоустойчивости РСПИ к действию АБГШ без расширения занимаемой полосы частот и уменьшение внеполосного излучения [5].

Перечисленные процедуры обладают своими особенностями, преимуществами и недостатками. Для эффективного использования разработанных процедур многокритериального синтеза радиосигналов различной позиционности в интересах адаптации РСПИ к действующей помеховой обстановке целесообразно произвести сравнительный анализ реализуемых характеристик.

При этом первоочередное значение приобретает разработка единой структурной схемы адаптивных программно-конфигурируемых формирователя и детектора радиосигналов, соответствующих разработанным процедурам многокритериального синтеза сигналов и сигнально-кодовых конструкций [3, 5, 6]. Это необходимо для реализации универсального приемо-передающего устройства, охватывающего сравнительно широкий класс радиосигналов, обеспечивающих эффективную адаптацию к действию помех при различных внешних условиях.

Целью работы является разработка структурной схемы адаптивных программно-конфигурируемых формирователя и детектора радиосигналов на основе процедур многокритериального синтеза и сравнительный анализ реализуемых характеристик сигналов различной позиционности.

Структурные схемы адаптивных программно-конфигурируемых формирователя и детектора радиосигналов

Для эффективной адаптации SDR к помеховой обстановке необходимо, чтобы используемое представление радиосигналов с одной стороны реализовывало сравнительно широкий класс сигналов, а с другой не предъявляло жестких требований к элементной базе при их формировании и обработке. Представляет интерес рассмотрение класса многопозиционных радиосигналов, получивших широкое распространение на практике. Как правило, при передаче цифровой информации по радиоканалу в процессе модуляции осуществляется отображение битового потока данных в набор сигналов, согласованных с характеристиками используемого канала. Причем совокупность таких детерминированных сигналов образует каналный алфавит (КА) данного вида модуляции, который определяет качественные характеристики РСПИ (помехоустойчивость, энергоэффективность и др.). Следовательно, в интересах адаптации SDR к действию помех возможно применение представления радиосигналов в виде совокупности элементов КА, так как такое математическое описание радиосигналов явля-

ется общим для известных радиосигналов со следующими видами модуляции: ASK, PSK, APSK, QAM, FSK, FQPSK, EFQPSK, CEFQPSK и др., а кроме того возможно математическое описание и неизвестных радиосигналов, по меньшей мере, как промежуточных классов между стандартными видами модуляции [7].

Для реализации процедур многокритериального синтеза сигналов и сигнально-кодовых конструкций в интересах адаптации SDR к действию помех предложена структурная схема формирователя радиосигналов на основе КА (см. рис.1).

Начало работы данной схемы можно реализовать при помощи использования КА, соответствующего известному виду модуляции или (в случае наличия) полученному КА на предыдущей итерации адаптации. С помощью радиоканала обратной связи с приемной стороны поступает информация о синтезированном КА (в соответствии с процедурой синтеза [7]). Затем полученный КА загружается в устройство памяти, при этом задается режим работы кодера. Информационная двоичная последовательность от источника данных поступает в кодер, который производит манипуляцию сигнала (сигнально-кодовой конструкции), согласно текущему КА, а при необходимости и помехоустойчивое кодирование. Так как прямое расширение спектра радиосигнала может быть выполнено при помощи применения соответствующего КА [3], то данный блок может также реализовывать такой класс сигналов. Полученные синфазная и квадратурная составляющие комплексной огибающей сигнала подаются на квадратурный модулятор, где формируется искомый радиосигнал.

Таким образом, приведенная схема формирователя радиосигналов (передающей части адаптивной к помеховой обстановке SDR) позволяет реализовать как широко применяемые на практике, так и неизвестные виды модуляции путем использования соответствующего КА и определения режима работы кодера.

Для устройств детектирования радиосигналов и сигнально-кодовых конструкций, адаптивных к действию помех, предлагается использовать структурную схему, приведенную на рис. 2, где УВВ – устройство взятия выборки.

При условии одинаковой вероятности передачи различных символов сигнала данная схема, содержащая M каналов (по количеству элементов в КА), построена по критерию поэлементного корреляционного приемника, требующего выполнения следующих операций:

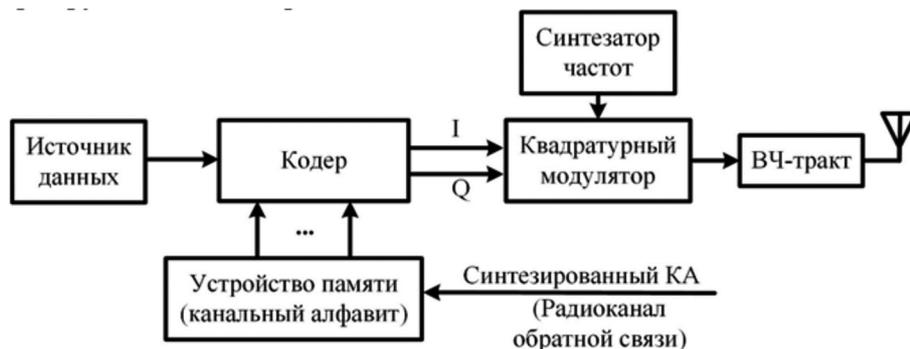


Рис. 1. Структурная схема адаптивного к помеховой обстановке формирователя радиосигналов на основе каналного алфавита

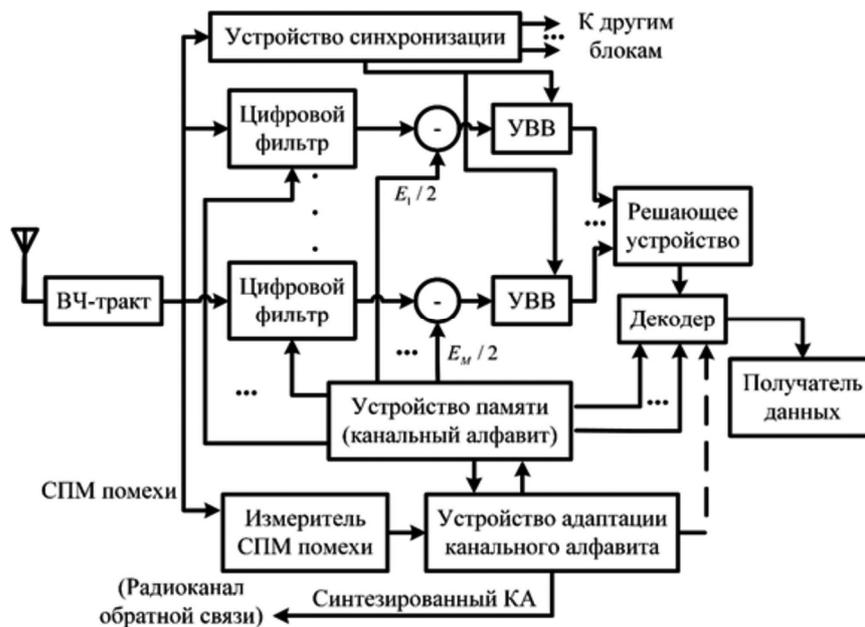


Рис. 2. Структурная схема адаптивного к помеховой обстановке приемника радиосигналов на основе канального алфавита

$$\max_{l=1, M} \left\{ \operatorname{Re} \left[\int_0^{T_s} a(t) s_l^*(t) dt \right] - \frac{E_l}{2} \right\}, \quad (1)$$

где $\operatorname{Re}[\cdot]$ – операция взятия вещественной части комплексного числа; $a(t)$ – сигнал на входе детектора; $s_l^*(t)$ – сигнал комплексно-сопряженный для $s_l(t)$; E_l – энергия l -го элемента КА. Выражение $\operatorname{Re} \left[\int_0^{T_s} a(t) s_l^*(t) dt \right]$ вычисляется с помощью цифрового фильтра, согласованного с l -м элементом КА.

При обнаружении действия помехи информация о ее спектральной плотности мощности (в случае УП) или о ее структуре (при сигналоподобной помехе) поступает в устройство адаптации КА, в котором выполняется соответствующая процедура синтеза радиосигналов или сигнально-кодовых конструкций. Оценку параметров помех можно производить как на фоне полезного сигнала, так и в перерыве передачи сообщений.

Синтезированный КА и режим работы кодера передается по радиоканалу обратной связи. В соответствии с синтезированным КА в каждом канале из устройства памяти в цифровой фильтр загружаются соответствующие коэффициенты, а на вычитающее устройство подается значение $E_l/2$, задается режим работы детектора. Стоит заметить, что прямое расширение спектра может сниматься за счет применения соответствующих цифровых фильтров [3].

В процессе детектирования радиосигналов устройство синхронизации осуществляет тактирование основных блоков приемника, в соответствии с которым УВВ выдает значение выражения (1) в момент времени завершения очередного символического интервала. Для повышения точности синхронизации на начальном этапе работы этого устройства целесообразно использовать преамбулу в виде синхропоследовательности. На выходе решающего устройства формируется номер канала

по критерию (1) или же соответствующая метрика (при мягких решениях). Блок декодера при необходимости производит помехоустойчивое декодирование, а затем выводит к получателю информационные символы.

На рис. 3 приведены пояснения порядка работы адаптивной к помеховой обстановке РСПИ.

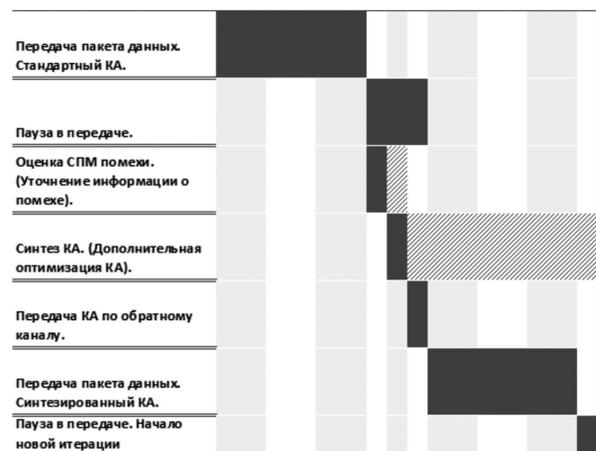


Рис. 3. Порядок работы адаптивной к помеховой обстановке системы передачи информации

При отсутствии действующей помехи на приемную часть SDR возможна передача данных и при помощи стандартных видов модуляции. Однако необходимо проводить регулярную оценку помеховой обстановки. Это целесообразно выполнять с помощью известных подходов, например [8], с учетом действия довольно мощной помехи и наличия пауз в передаваемых сообщениях, так как функционирование современных РСПИ осуществляется преимущественно в пакетном режиме.

Для следующей итерации оценки возможен также этап уточнения информации о помехе во время синтеза КА, так как полезный радиосигнал в это время не излучается. После синтеза КА и начала передачи его по обратному каналу в случае сложной помеховой обстановки при необходимости возможна дополнительная оптими-

зация КА. Передача информации о синтезированном КА с приёмника реализуется за счет стандартных видов модуляции (или в случае наличия – полученных на предыдущей итерации адаптации РСПИ) и процедур помехоустойчивого кодирования. На практике, как правило, приемная и передающая части РСПИ находятся в различной радиообстановке, следовательно наличие действующих помех на детектор радиосигналов не означает, в общем случае, проблемы при использовании обратного радиоканала. После получения формирователем радиосигналов синтезированного КА происходит настройка и функционирование данной схемы по приведенному выше описанию. Далее наступает пауза в передаче данных и начинается новая итерация работы адаптивной к помеховой обстановке РСПИ.

Сравнительный анализ синтезированных радиосигналов различной позиционности в интересах адаптации систем передачи информации к действующей помеховой обстановке

Для определения позиционности вида модуляции, которую целесообразно использовать в РСПИ в текущий момент времени, на практике применяется принцип адаптивного выбора вида модуляции (adaptive modulation) и помехоустойчивого кодирования [9, 10]. Однако в известных работах в качестве мешающего воздействия рассматривают, как правило, АБГШ, т.е. не учитывают специфическое действие радиопомех различных классов. Для перехода к виду модуляции с меньшей позиционностью зачастую применяют однокритериальный подход.

В случае рассмотрения класса синтезированных радиосигналов для определения рекомендуемой позиционности вида модуляции целесообразно принимать во внимание следующие критерии: помехоустойчивость к действию АБГШ и сигнально-помеховой обстановки, требуемые аппаратные затраты для синтеза сигналов, а также реализуемый компромисс по другим важным показателям качества (энергетическая и спектральная эффективности, внеполосное излучение, корреляционные характеристики) [3, 6]. Требуемые аппаратные затраты для синтеза радиосигналов можно существенно снизить за счет предварительной подготовки набора различных начальных условий. Кроме того, наибольший интерес из всего класса синтезированных радиосигналов представляют те элементы, которые обеспечивают эффективную адаптацию РСПИ к действию помех. Без потери общности, рассмотрим выбор многопозиционных радиосигналов и СКК на основе определения КА при адаптации РСПИ к действию УП. В интересах оценки реализуемых показателей качества РСПИ на основе многокритериального синтеза радиосигналов было проведено имитационное моделирование следующих про-

цессов: постановки радиопомех; синтеза и формирования радиосигналов (СКК); воздействия на полезный сигнал АБГШ и помехи; детектирования из принятой смеси информационной составляющей радиосигнала (СКК); определения реализованных характеристик РСПИ при текущих условиях (параметрах АБГШ и мешающего воздействия), накопления статистики.

В таблицу сведены показатели качества энергетической эффективности и внеполосного излучения для синтезированных многопозиционных радиосигналов и СКК на основе определения КА при адаптации РСПИ к действию УП.

Здесь Π – пик-фактор радиосигнала; G_{30} и G_{60} – соответственно ширина СПМ радиосигнала по уровню -30 дБ и -60 дБ; T_s – символьный интервал; M – позиционность вида модуляции, соответствующая количеству элементов в канальном алфавите; c_1 и c_3 – весовые коэффициенты [11] соответственно для критериев качества максимизации помехоустойчивости к действию УП и минимизации внеполосного излучения, $c_i > 0$, ($\sum c_i = 1$).

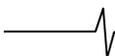
На рис. 4 приведены зависимости порога помехоустойчивости (т.е. отношения E_b / N_0 при вероятности битовой ошибки $P_o = 10^{-3}$) синтезированных и известных многопозиционных радиосигналов от отношения сигнал-помеха при воздействии АБГШ и УП (средняя частота – на частоте несущего колебания полезного сигнала; ширина спектра $\Delta f_N = 5\%$ от ширины СПМ соответствующего радиосигнала). Статистика накапливается не менее чем по 100 реализациям.

Цифрами на рис. 4 обозначено: 1 – Синтезированный сигнал с позиционностью $M = 4$ ($c_1 = 0,5$; $c_3 = 0,3$); 2 – Синтезированная СКК (TCM PSK-8, $c_1 = 0,4$; $c_3 = 0,3$); 3 – Синтезированный сигнал $M = 16$ ($c_1 = 0,3$; $c_3 = 0,3$); 4 – Синтезированный сигнал $M = 8$ ($c_1 = 0,4$; $c_3 = 0,3$); 5 – QPSK-сигнал с элементарным импульсом $p_2(t) = \sin^2(\pi t / T_s)$, $0 \leq t \leq T_s$; 6 – СКК с TCM PSK-8; 7 – Сигнал с PSK-8; 8 – Сигнал с QAM-16.

Из анализа таблицы следует, что при многокритериальном синтезе в случае перехода от четырех- к 8-позиционным сигналам возможно обеспечить сравнимые характеристики энергетической эффективности и внеполосного излучения. При этом помехоустойчивость уменьшается (см. зависимости 1 и 4 на рис. 4) на величину порядка 15 дБ по отношению сигнал-помеха и порядка 3 дБ по порогу помехоустойчивости. Это связано как с менее эффективным формированием провала в СПМ сигнала из-за увеличения размерности задачи оптимизации (т.е. объема КА), так и со снижением устой-

Показатели качества синтезированных многопозиционных радиосигналов и СКК

Вид модуляции	Π	G_{30}, fT_s	G_{60}, fT_s
Синтезированный сигнал $M = 4$ ($c_1 = 0,5$; $c_3 = 0,3$)	1,6	5,6	8,5
Синтезированный сигнал $M = 8$ или СКК (TCM PSK-8, $c_1 = 0,4$; $c_3 = 0,3$)	1,6	5,5	9,0
Синтезированный сигнал $M = 16$ ($c_1 = 0,3$; $c_3 = 0,3$)	1,65	6,3	10,5



чивости к АБГШ за счет уменьшения минимального евклидова расстояния между элементами КА, что подтверждается также сравнением реализуемых характеристик для известных видов модуляции соответствующей позиционности (см. зависимости 5 и 7 на рис. 4): относительный выигрыш в данной паре по отношению сигнал-помеха меньше (на величину до 7 дБ) по сравнению с синтезированными сигналами. Для улучшения помехоустойчивости многопозиционных синтезированных сигналов можно переходить к классу СКК на основе решетчатого кодирования. При сравнении четырехпозиционных сигналов и 8-позиционных СКК (ТСМ), наблюдается снижение (на величину до 2 дБ) порога помехоустойчивости (в случае СКК) за счет применения процедуры кодирования. Для известных видов модуляции деградация характеристик происходит при уменьшении отношения сигнал-помеха в сравнимом диапазоне значений (см. зависимости 5 и 6 на рис. 4); а для случая синтезированных сигналов и СКК (см. зависимости 1 и 2 на рис. 4) вторые проигрывают по помехоустойчивости (на величину порядка 7 дБ в смысле отношения сигнал-помеха) из-за как усложнения целевой функции (за счет согласования синтезируемого КА с процедурой кодирования), так и увеличения размерности задачи оптимизации.

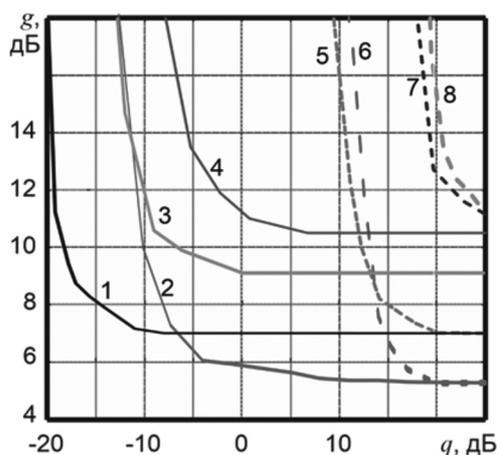


Рис. 4. Зависимости порога помехоустойчивости синтезированных и известных многопозиционных радиосигналов от отношения сигнал-помеха

Также из анализа таблицы и рис. 4 следует, что при многокритериальном синтезе в случае перехода от 8- к 16-позиционным радиосигналам возможно обеспечить сравнимые значения пик-фактора, однако показатели внеполосного излучения несколько ухудшаются: ширина СПМ по уровням -30 и -60 дБ увеличивается на 15 % и 17 % соответственно. Это связано с увеличением размерности задачи оптимизации (т.е. объема КА) и усложнением целевой функции. В частности, возрастает количество возможных комбинаций переходов между последовательно идущими элементами КА, гладкость данных межсимвольных переходов требуется для уменьшения внеполосного излучения. Кроме того, такое смещение компромисса между достигаемыми показателями качества синтезированных радиосигналов приводит к тому, что помехоустойчивость увеличивается (см. зависимости 4 и 3 на рис. 4) на величину порядка 7 дБ по отношению сигнал-помеха и порядка 1,5 дБ по поро-

гу помехоустойчивости. При сравнении реализуемых характеристик для известных видов модуляции соответствующей позиционности (см. зависимости 7 и 8 на рис. 4) деградация характеристик происходит при уменьшении отношения сигнал-помеха в сравнимом диапазоне значений.

Дальнейшее увеличение позиционности для синтезированных сигналов также возможно, однако обозначенная выше тенденция к смещению реализуемого компромисса для показателей качества (за счет, в частности, возрастания внеполосного излучения или других показателей качества) будет прогрессировать.

Заключение

Разработана структурная схема программно-конфигурируемых формирователя и детектора сравнительно широкого класса синтезированных многопозиционных радиосигналов (как с прямым расширением спектра, так и без него) и сигнально-кодовых конструкций (ТСМ- и FQPSK-подобных), обеспечивающих эффективную адаптацию к действию помех при различных внешних условиях. При многокритериальном синтезе сигналов в состав комбинированного критерия качества входят частные критерии, отвечающие за ослабление действия помех; за повышение помехоустойчивости при АБГШ, улучшение корреляционных характеристик, а также обеспечивающие максимизацию энергетической и спектральной эффективностей формируемого сигнала.

Проведен сравнительный анализ синтезированных радиосигналов различной позиционности в интересах адаптации систем передачи информации к действующей помеховой обстановке. При выборе позиционности синтезированных радиосигналов в интересах адаптации РСПИ к помеховой обстановке целесообразно применение многокритериального подхода, учитывающего в текущий момент времени: помехоустойчивость к действию АБГШ и сигнально-помеховой обстановке, требуемые аппаратные затраты для синтеза сигналов, а также реализуемый компромисс по другим важным показателям качества (энергетическая эффективность, внеполосное излучение, корреляционные характеристики).

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

Литература

1. Mitola J. Cognitive radio for flexible mobile communications. Mobile Multimedia Communications, 1999. (MoMuC '99) 1999 IEEE International Workshop. 1999, pp. 3-10.
2. 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.
3. 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
4. Лисничук А.А. Процедура многокритериального

синтеза OFDM-радиосигналов для снижения пик-фактора и повышения структурной скрытности систем передачи информации. Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. 2021. № 77. С. 17-28. DOI: 10.21667/1995-4565-2021-77-17-28

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

6. 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

7. S.N. Kirillov, A.A. Lisnichuk, «Multi-criteria signal syn-

thesis 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

8. Сосулин Ю.Г., Костров В.В., Паршин Ю.Н. Оценочно-корреляционная обработка сигналов и компенсация помех. М: Радиотехника. 2014. 632 с.

9. Bischl H. et al. Adaptive coding and modulation for satellite broadband networks: From theory to practice. International Journal of Satellite Communications and Networking. 2010. Т. 28. № 2. С. 59-111.

10. Кириллов С.Н., Лисничук А.А., Писака П.С., Грибко К.В. Многокритериальный подход к выбору процедуры кодирования телеметрических радиосигналов сложных технических объектов. Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. 2021. № 75. С. 3-14.

11. Гуткин Л.С. Оптимизация радиоэлектронных устройств. М.: Сов. Радио, 1975. 368 с.

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 полезно 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.



ПОВЫШЕНИЕ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМ С ПОМОЩЬЮ МОДИФИЦИРОВАННОГО АЛГОРИТМА ФАЗОВОЙ АДАПТАЦИИ

Паршин Ю.Н., д.т.н., профессор Рязанского государственного радиотехнического университета им. В.Ф. Уткина, e-mail: parshin.y.n@rsreu.ru

Буй Куок Вьонг, аспирант, Рязанского государственного радиотехнического университета им. В.Ф. Уткина, e-mail: herapkm@gmail.com

IMPROVING INTERFERENCE IMMUNITY OF RADIO SYSTEMS USING A MODIFIED PHASE ADAPTATION ALGORITHM

Parshin Y.N., Bui Quoc Vuong

The algorithm of phase adaptation of an antenna array is studied, which creates «nulls» in the radiation pattern of the antenna array in the direction of wideband interference arrival. However, in the presence of simultaneous narrowband interference, multiplicative distortions occur due to the modulation of the radiation pattern of the antenna array. This work examines the influence of phase adaptation algorithms on the spectral characteristics of narrowband interference. The algorithm of phase adaptation and the distortion of narrowband interference were simulated using various phase adaptation algorithms. A modification of the phase adaptation algorithm was performed to search for the global minimum of interference power. The research results demonstrated the advantages of the modified adaptation algorithm compared to the original one in interference suppression.

Key words: interference suppression, adaptation, phase adaptation algorithm.

Ключевые слова: подавление помех, адаптация, алгоритм фазовой адаптации.

Введение

Сложность обеспечения эффективной работы радиосистем заключается в том, что мешающие сигналы могут иметь различные, априори неизвестные характеристики. В настоящее время в радиосистемах широко распространены различные помехи, такие как широкополосные помехи от близлежащих радиосистем и узкополосные помехи, возникающие в результате отражения собственных сигналов от протяженных объектов. Одной из наиболее сложных ситуаций является наличие комплекса разнообразных помех, отличающихся по частоте, времени, пространственным параметрам и амплитуде [1-3]. Например, такой комплекс может включать в себя широкополосные и узкополосные помехи. Для борьбы с помехами в антенной решетке используются различные методы подавления, включая пространственное подавление с помощью антенной решетки (АР), временное подавление при цифровой обработке сигналов, такие как фильтрация помех, многоканальная обработка сигнала и ортогональное разделение частот [4-6].

Часто узкополосные помехи имеют широкий пространственный спектр и могут быть эффективно подавлены только в спектральной области, в то время как широкополосные помехи имеют узкий пространственный спектр и могут быть успешно устранены путем формирования «нулей» диаграммы направленности (ДН) АР в направлении на источники помех [7-10]. Функции различных компенсаторов распределяются между элементами комплекса для подавления узкополосных и широкополосных помех. Для устранения априорной не-

Изучается алгоритм фазовой адаптации антенной решетки, который создает в диаграмме направленности антенной решетки «нули» в направлении прихода широкополосных помех. Однако при наличии одновременно узкополосных помех происходят их мультипликативные искажения, вызванные модуляцией диаграммы направленности антенной решетки. В работе рассматривается влияние алгоритмов фазовой адаптации на спектральные характеристики узкополосных помех. Проведено моделирование алгоритма фазовой адаптации и искажений узкополосной помехи при применении различных алгоритмов фазовой адаптации. Для поиска глобального минимума мощности помех проведена модификация алгоритма фазовой адаптации. Результаты исследования показали преимущества модифицированного алгоритма адаптации по сравнению с исходным в подавлении помех.

определенности параметров помех широко применяется адаптивная подстройка весовых коэффициентов АР, что приводит к изменению формы ДН АР во времени. Однако, при такой адаптации возникают мультипликативные искажения узкополосной помехи на выходе АР. Исследованы искажения сигнала, вызванные флюктуациями весовых коэффициентов в процессе адаптации градиентным алгоритмом [4-6]. С целью более эффективной подстройки фаз элементов антенной решетки предложены нелинейные алгоритмы фазовой адаптации [11, 12], использующие измерение мощности выходных помех. Поэтому важно сравнить алгоритмы фазовой адаптации при подавлении комплекса широкополосных и узкополосных помех.

Иногда алгоритмы фазовой адаптации не обеспечивают глобального минимума мощности помех на выходе АР. Поэтому представляет интерес модификация и сравнение эффективности подавления помех различными алгоритмами фазовой адаптации, которые отражены в работах [13, 14]. Целью работы является повы-

шение коэффициента подавления комплекса широкополосных и узкополосных помех за счет поиска глобального минимума выходной мощности помех, а также уменьшения спектральных искажений узкополосной помехи в антенной решетке при использовании фазовой адаптации.

Постановка задачи

В алгоритмах фазовой адаптации, изложенных в работах [11, 12], сигнал на выходе АР представлен в виде суммы сигнала от определенного n -го элемента АР и суммы сигналов от всех остальных $N - 1$ элементов:

$\underline{z} = E_n e^{j\varphi_n} + E_\Sigma e^{j\varphi_\Sigma}$, $n = 1, \dots, N$, где E_n – амплитуда сигнала n -го элемента АР, E_Σ – амплитуда сигналов всех остальных $N - 1$ элементов АР.

При значениях фаз n -го элемента АР $\varphi_n = \{0^\circ, 90^\circ, 180^\circ\}$ или $\varphi_n = \{0^\circ, 90^\circ, 270^\circ\}$ амплитуды выходного сигнала E_0, E_{90}, E_{180} или E_0, E_{90}, E_{270} формируются путем сложения вектора сигнала n -го элемента АР $\underline{E}_n = E_n e^{j\varphi_n}$ после фазовой адаптации и вектора всех других элементов $\underline{E}_\Sigma = E_\Sigma e^{j\varphi_\Sigma}$.

Алгоритм адаптации включает последовательную перестройку значения фазы φ_n и измерение выходной амплитуды помехи E_φ для каждого элемента АР $n = 1, \dots, N$. Для малых значений амплитуды элемента АР $E_n \ll E_\Sigma$, достаточную точность дает аппроксимация

$$E_z(\varphi) = E_\Sigma + E_n \cos(\varphi_0 + \varphi).$$

Необходимое условие экстремума выходной мощности помехи имеет вид:

$$\frac{dE_z(\varphi)}{d\varphi} = -E_n \sin(\varphi_0 + \varphi),$$

а достаточное условие минимума мощности помехи на выходе АР получено в работе [11] и равно $\varphi_{\text{ОПТ}} = 180^\circ - \varphi_0$.

Для определения начальной фазы φ_0 запишем систему уравнений для исследуемого алгоритма фазовой адаптации. Система уравнений для алгоритма Щапова Ю.М. [11] для трех значений фаз $\{0^\circ, 90^\circ, 180^\circ\}$ имеет вид:

$$E_0 = E_\Sigma + E_n \cos \varphi_0,$$

$$E_{90} = E_\Sigma + E_n \cos(\varphi_0 + 90^\circ),$$

$$E_{180} = E_\Sigma + E_n \cos(\varphi_0 + 180^\circ).$$

Решая систему уравнений, получаем значение начальной фазы φ_0 :

$$\operatorname{tg} \varphi_0 = \frac{E_0 + E_{180} - 2E_{90}}{E_{90} - E_{180}},$$

$$\varphi_0 = \operatorname{arctg} \left(\frac{E_0 + E_{180} - 2E_{90}}{E_{90} - E_{180}} \right) - \pi \begin{cases} 0, E_0 - E_{180} > 0 \\ 1, E_0 - E_{180} < 0 \end{cases}.$$

Аналогичная система уравнений для алгоритма Курганова В.В. и Джигана В.И. [12] для трех значений фаз $\{0^\circ, 90^\circ, 270^\circ\}$ имеет вид:

$$E_0^2 = E_\Sigma^2 + E_n^2 - 2E_\Sigma E_n \cos \gamma,$$

$$E_{90}^2 = E_\Sigma^2 + E_n^2 - 2E_\Sigma E_n \cos(\gamma + 90^\circ),$$

$$E_{270}^2 = E_\Sigma^2 + E_n^2 - 2E_\Sigma E_n \cos(\gamma + 270^\circ),$$

$$E_\Sigma^2 = E_0^2 + E_n^2 - 2E_0 E_n \cos \delta\psi.$$

Совместное решение полученных уравнений позволяет определить значение фазы $\delta\psi$

$$\delta\psi = \left(2 \begin{cases} n = 0, E_{90} > E_{270} \\ n = 1, E_{90} < E_{270} \end{cases} - 1 \right) \arccos \left(\frac{E_0^2 + E_n^2 - E_\Sigma^2}{2E_0 E_n} \right).$$

Значение фазы $\varphi_{\text{ОПТ}} = 180^\circ - \delta\psi$ обеспечивает минимальную мощность помех на выходе АР.

Изменение фазы и определение ее оптимального значения необходимо последовательно проводить для каждого из N элементов АР. Совокупность этих операций составляет полный цикл адаптации. Далее полный цикл адаптации может повторяться для обновления настроек АР в соответствии с изменением сигнально-помеховой обстановки.

Алгоритмы фазовой адаптации, в том числе полученные в работах [11, 12], не могут гарантировать сходимость к глобальному минимуму мощности помех на выходе АР из-за многоэкстремальности целевой функции в многомерном пространстве. Поэтому оптимальное значение фазового распределения и мощность помех на выходе АР зависят от начального фазового распределения. Для получения глобального минимума помех предлагается модификация алгоритма фазовой адаптации, использующая многократное формирование начальных условий в каждом из K_1 периодов полной адаптации и последующее определение минимальной мощности и оптимального значения фазы, которое обеспечивает наименьшую мощность помех на выходе АР. При $K_1 = 1$ получаем немодифицированные варианты алгоритмов фазовой адаптации [11, 12].

Начальное фазовое распределение может формироваться различными способами:

1) с помощью датчика равномерно распределенных независимых случайных чисел

$$\varphi_0(k) = \{\varphi_{0n}(k) = 2\pi \times \operatorname{rand}, n = 1, \dots, N\}, k = 1, \dots, K_1, \quad (1)$$

2) равномерно с априорно заданным шагом $\Delta\varphi = \frac{2\pi}{b}$

путем перебора всех возможных $K_A = b^N$ комбинаций фаз элементов АР

$$\varphi_0(k) = \left\{ \varphi_{0n}(k) = \frac{\pi}{N} + \frac{2\pi}{N} k_n, n = 1, \dots, N, k_n = 1, \dots, b \right\}, k = 1, \dots, K_1.$$

Для каждого из K_1 вариантов начального фазового распределения производится полный цикл адаптации и определяется фазовое распределение в соответствии с алгоритмами [11, 12] $\varphi(k) = \{\varphi_n(k), n = 1, \dots, N\}$ и мощность помех $P_{\text{ВЫХ}}(k) = E_{\text{ВЫХ}}^2(k)$. После этого можно определить оптимальное фазовое распределение:

$$\varphi_{\text{ОПТ}} = \{\varphi_{\text{ОПТ}n}, n = 1, \dots, N\} = \arg \min_{k=1, \dots, K_1} P_{\text{ВЫХ}}(k).$$

Таким образом, цикл полной адаптации модифицированного алгоритма состоит из K_1 циклов полной адаптации немодифицированного алгоритма. Далее циклы полной адаптации могут повторяться для обновления настроек АР. В связи с переключением фаз элементов АР в момент окончания цикла полной адаптации возникает изменения ДН и, следовательно, искажаются спектры узкополосных помех и сигналов. В результате возникает необходимость выбора времени измерения мощности помехи T , числа циклов адаптации K_1 , числа циклов полной фазовой адаптации K_A таким образом, чтобы на выходе компенсатора спектр сигнала не перекрывался со спектром узкополосной помех

Результаты моделирования

Исследование влияния алгоритма фазовой адаптации на спектральные характеристики узкополосной помехи и эффективность модифицированного алгоритма фазовой адаптации производится методом компьютерного моделирования. Пусть линейная эквидистантная АР состоит из $N = 5$ элементов расположенных на расстоянии $d = \frac{\lambda}{2}$ друг от друга; λ – длина волны. Примем

для моделирования следующие значения параметров помех: число источников широкополосных помех $M = 2$, угловые координаты помех $\alpha_{ш1} = 10^\circ$, $\alpha_{ш2} = 20^\circ$, источник узкополосной помехи расположен в направлении с угловой координатой $\alpha_y = 0^\circ$, отношение

широкополосная помеха-шум $q_{ш} = \frac{P_{ВХ}}{P_{ШУМ}} = 10$ дБ.

Для исследования спектральных искажений узкополосной помехи возьмем алгоритм фазовой адаптации Ю.М. Щапова [11]. На рис. 1 а приведен нормированный

спектр гармонической узкополосной помехи на выходе компенсатора широкополосной помехи с фазовой адаптацией немодифицированным алгоритмом для $K_A = 15$.

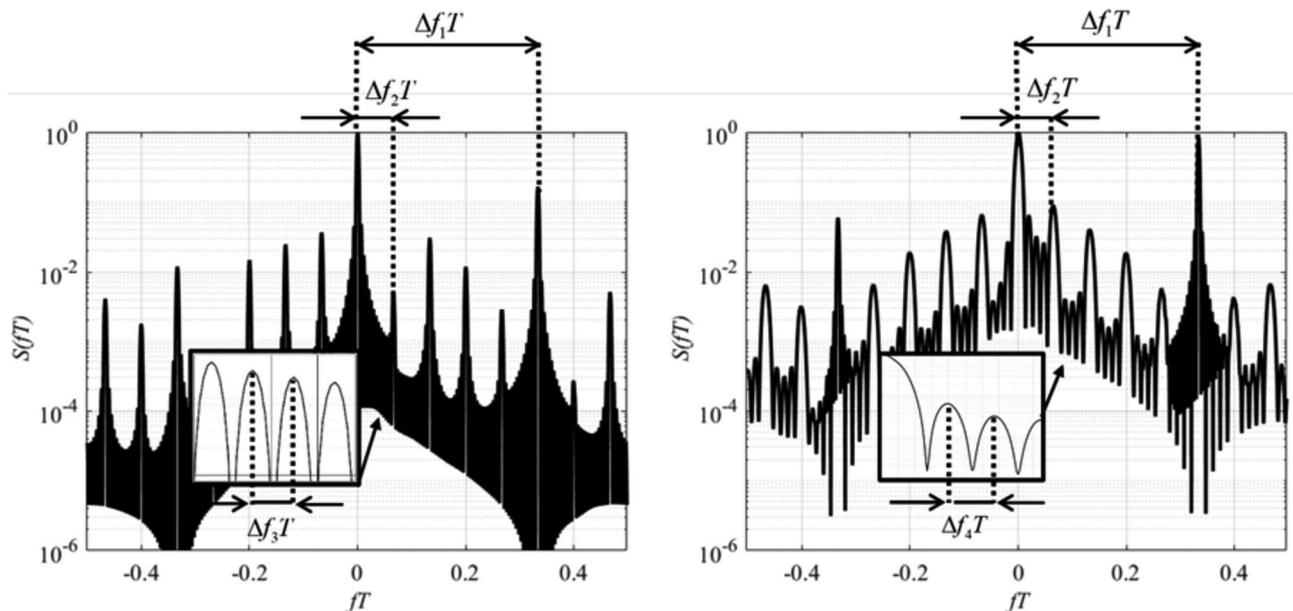
Для модифицированного алгоритма (рис. 1 б) число циклов полной адаптации равно $K_A = 3$, а в каждом цикле реализуется $K_1 = 5$ циклов адаптации со случайным начальным фазовым распределением. Полагается, что измерение выходной мощности помехи производится без ошибок. Вследствие модуляции ДН АР в спектре узкополосной помехи появляются максимумы на частотах

$$\Delta f_1 T = \frac{1}{3}, \quad \Delta f_2 T = \frac{1}{3N}, \quad \Delta f_3 T = \frac{1}{3NK_A}, \quad \Delta f_4 T = \frac{1}{3NK_1},$$

а также увеличивается уровень спектра между этими максимумами. Можно отметить увеличение ширины полосы частот на гармониках спектра, что вызвано случайным изменением начального фазового распределения в модифицированном алгоритме фазовой адаптации.

Рассмотрим эффективность компенсации широкополосной помехи, используя коэффициент подавления помехи. Так как результат фазовой адаптации зависит от начального фазового распределения, то производится усреднение коэффициента подавления помехи по реализациям начального фазового распределения $K_{\Pi} = \frac{P_{ВХ}}{P_{ВЫХ}}$. Число реализаций при усреднении выбрано достаточно большим, чтобы погрешности моделирования не были заметны на рисунке. Мощности помех определяются направлением на источник помехи и величиной диаграммы направленности в этом направлении на данном этапе адаптации.

На рис. 2 приведены зависимости коэффициентов подавления широкополосной помехи от номера цикла полной адаптации немодифицированного алгоритма для немодифицированного и модифицированного алгоритмов при $K_1 = 10$, а число отсчетов при измерении мощности помехи равно 10.



а) немодифицированный алгоритм

б) модифицированный алгоритм с начальной фазой (1)

Рис. 1. Спектр узкополосной помехи на выходе АР

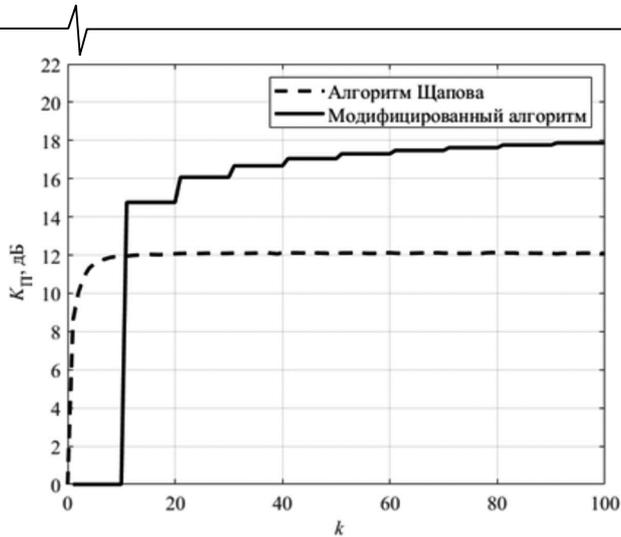


Рис. 2. Коэффициент подавления широкополосной помехи AP

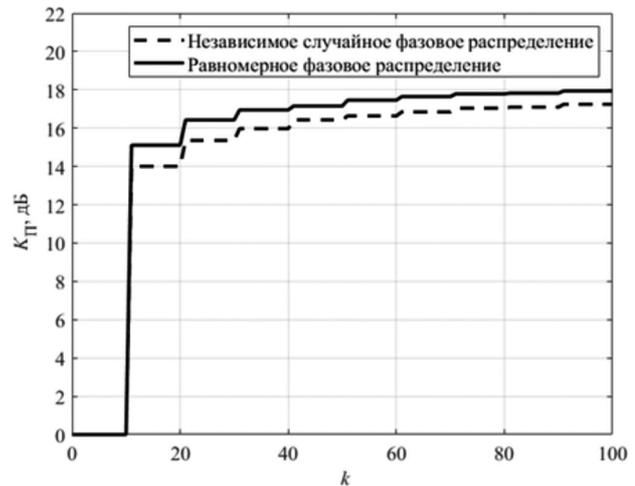


Рис. 3. Влияние начального фазового распределения на коэффициент подавления

На рис. 3 приведены коэффициенты подавления широкополосной помехи с использованием модифицированного алгоритма фазовой адаптации при случайном (1) и равномерном (2) начальном фазовом распределении. Равномерное фазовое распределение дает больше на 0,5...1,0 дБ коэффициент подавления помехи.

На рис. 4 приведены зависимости коэффициента подавления широкополосной помехи от отношения широкополосная помеха-шум для немодифицированного и модифицированного алгоритмов. Выигрыш от применения модифицированного алгоритма фазовой адаптации увеличивается с увеличением помеха-шум и достигает 5 дБ.

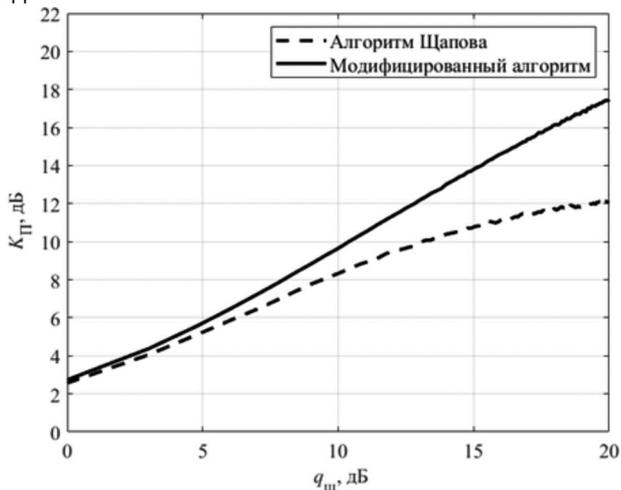


Рис. 4. Зависимость коэффициента подавления широкополосной помехи от отношения широкополосная помеха-шум

Заключение

Результаты анализа показывают, что изменение диаграммы направленности AP при фазовой адаптации для подавления широкополосной помехи искажает спектр узкополосной помехи, приводит к появлению максимумов спектра на определенных частотах и увеличению уровня спектра между этими максимумами. Положение максимумов спектра зависят от времени измерения мощности помехи, числа элементов AP, числа циклов адаптации. Изменяя параметры адаптации можно достигнуть компромисса между подавлением

узкополосной помехи и выделения полезного сигнала.

Проведенное моделирование показало, что модифицированный алгоритм обеспечивает сходимость выходной мощности помехи к глобальному минимуму. Выигрыш от применения модифицированного алгоритма по сравнению с немодифицированным увеличивается с увеличением числа циклов адаптации и достигает 5...7 дБ и более. Вместе с тем результат работы модифицированного алгоритма формируется только в конце всего времени адаптации, что может привести к недопустимым задержкам в некоторых сценариях использования.

Необходимо отметить, что искажение узкополосной помехи и сигнала в процессе фазовой адаптации уменьшает потенциальную помехоустойчивость. Поэтому при технической реализации целесообразно предусмотреть возможность разделения во времени процесса адаптации и приема полезного сигнала. Другим направлением совершенствования адаптивного компенсатора помехи является использование двухпроцессорной структуры: один процессор осуществляет компенсацию помехи и выделение полезного сигнала, а второй процессор производит адаптивную подстройку фаз первого процессора.

Литература

1. Сосулин Ю.Г. Методы оптимальной обработки сигналов на фоне комплекса помех. Радиотехника и электроника. 1982. Т. 27. № 6. С. 1171-1181.
2. Сосулин Ю.Г., Костров В.В., Паршин Ю.Н. Оценочно-корреляционная обработка сигналов и компенсация помех. М.: Радиотехника, 2014. 632 с.
3. Паршин Ю.Н. Хаотическая динамика адаптивной системы компенсации комплекса точечной и протяженной помех. Радиотехника и электроника. 1988. Т. 43. № 11. С. 1336-1342.
3. Мальцев А.А., Зимина С.В. Спектрально-корреляционные характеристики выходного сигнала адаптивных антенных решеток с учётом флуктуаций весового вектора. Радиотехника и электроника 2001. Т. 46. № 11. С.1350-1355.
4. Morgan D.R. Effect of gradient noise on the adaptive cancellation of a sinusoid in white noise. IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing. 1983, vol.

5. Зимина С.В. Спектральные характеристики и диаграмма направленности адаптивной антенной решётки, настраиваемой по LMS алгоритму с квадратичным ограничением, с учётом флуктуаций весового вектора. Антенны. № 9. 2014. С. 64-69.

6. Паршин Ю.Н., Гусев С.И. Определение оптимальной пространственной структуры системы обработки сигналов по критерию максимального правдоподобия. Вестник Рязанской государственной радиотехнической академии. Вып.2. Рязань: РГРТА. 1997. С. 5-11.

7. Паршин Ю.Н., Гусев С.И. Формирование нулей диаграммы направленности антенной решетки методом максимального правдоподобия. Вестник Рязанской государственной радиотехнической академии. Вып.3. Рязань: РГРТА. 1997. С. 9-15.

8. Паршин Ю.Н., Лавров А.М., Гусев С.И. Синтез робастных пространственных структур радиосистем с использованием регуляризации. Вестник Рязанской государственной радиотехнической академии. Вып. 6. Рязань: РГРТА. 2000. С. 11-14 .

9. Паршин Ю.Н., Грачев М.В. Многоэтапная реконфигурируемая обработка сигналов в пространственно распределенной радиосистеме. Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. Рязань: РГРТУ. 2019. № 67. С. 3-10.

10. Щапов Ю.М. Алгоритм фазовой адаптации антенных решеток произвольной геометрии. Изв. вузов СССР. Радиоэлектроника. 1990. Т. 33. № 9. С. 30-34.

11. Курганов В.В., Джиган В.И. Бесфазовые алгоритмы калибровки антенных решеток с минимальным числом измерений выходной мощности. Радиотехника. 2021. Т. 85. № 3. С. 96-108.

12. Паршин Ю.Н., Буй К.В. Комплекс пространственного подавления помех с использованием алгоритмов фазовой адаптации. 25-я международная конференция по цифровой обработке сигналов и ее приложениям (DSPA). 2023. С. 1-4.

13. Буй К.В., Паршин Ю.Н. Пространственное подавление помех с помощью модифицированного алгоритма фазовой адаптации. Радиолокация, навигация, связь: сборник трудов ХХІХ МНТК. 2023. Т. 5. С. 21-25.

НОВЫЕ КНИГИ



Шарамет А.В.

Информационное обеспечение систем защиты летательных аппаратов от управляющих средств поражения: Научное издание.

М.: Изд-во «Горячая линия-Телеком», 2023 г. 178 с.: ил.

Рассмотрены вопросы повышения информативности бортового комплекса обороны летательного аппарата для увеличения эффективности его защиты от управляемого ракетного оружия за счет согласованного помехового, маневренного и огневого противодействия. Изложены и систематизированы основные проблемы по защите летательного аппарата от управляемых средств поражения, а также рассмотрены основные пути повышения эффективности его защиты от них. Даны оценочные расчеты отражательных свойств головок самонаведения управляемых ракет класса «воздух-воздух» и «земля-воздух», как объектов радиолокационного наблюдения. Представлено описание и проведен анализ результатов полунатурного экспериментального исследования. На основе векторно-

алгебраического подхода к формализации задач определения координат объектов в многопозиционной измерительной системе проведен синтез алгоритма оценки декартовых координат атакующей ракеты по суммарно-дальномерной информации.

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

УДК 621.391:621.396.96

АНАЛИЗ МНОГОКАНАЛЬНЫХ ОБНАРУЖИТЕЛЕЙ МНОГОЧАСТОТНЫХ СИГНАЛОВ

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

ANALYSIS OF MULTICHANNEL DETECTORS MULTI-FREQUENCY SIGNALS

Popov D.I.

Based on the correlation properties and the above algorithms for detecting multi-frequency radar signals, the analysis of the detection characteristics of multi-channel Doppler frequency detection systems for multi-frequency signals for various types of interperiod processing (optimal or quasi-optimal) in frequency channels is carried out. The multichannel construction of systems when detecting a target at an unknown speed leads to separate detection in each frequency channel. The use of the matrix eigenvalue method made it possible to transform the characteristic function of the output (decisive) statistics to a form convenient for integration and obtain calculated expressions for the probabilities of false alarm and correct detection, with the help of which the desired detection characteristics are determined. In particular, the gains in the signal-to-noise threshold ratio of the multi-frequency signal detection system, invariant in each frequency channel to Doppler phase shifts, are established in comparison with the known detection system and in comparison with the multi-channel Doppler frequency system. At the same time, energy gains are achieved in comparison with single-frequency interperiod processing systems. The analysis of the effectiveness of optimal systems makes it possible to establish the maximum detection capabilities of the target signal for this class of systems. A comparative analysis of multichannel detection systems shows that the proposed quasi-optimal detection system based on single-channel coherent accumulation, although inferior in threshold signal-to-noise ratio to the optical system, but unlike it is technically feasible.

Key words: detection algorithm, analysis, Doppler phase, multi-frequency signal, block diagrams, radial velocity of the target, detection characteristic.

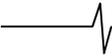
Ключевые слова: алгоритм обнаружения, анализ, доплеровская фаза, многочастотный сигнал, структурные схемы, радиальная скорость цели, характеристика обнаружения.

Введение

Когерентно-импульсные радиолокационные системы нашли применение для решения широкого круга задач гражданского и оборонного характера, включающих обнаружение и измерение координат целей [1-4]. При этом априорная неопределенность корреляционных характеристик пассивных помех существенно затрудняет реализацию эффективного обнаружения движущихся целей, что стимулирует инновационное развитие радиолокационных систем и методов обработки радиолокационных сигналов. 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 работах [6, 7] синтезированы алгоритмы оценивания и предложены принципы построения и структурные схемы автокомпенсаторов доплеровской фазы пассивных помех с прямой

На основе корреляционных свойств и приведенных алгоритмов обнаружения многочастотных радиолокационных сигналов проведен анализ характеристик обнаружения многоканальных по доплеровской частоте систем обнаружения многочастотных сигналов для различных характеров межпериодной обработки (оптимальной или квази-оптимальной) в частотных каналах. Многоканальное построение систем при обнаружении цели с неизвестной скоростью приводит к разделению обнаружению в каждом частотном канале. Использование метода собственных значений матриц позволило преобразовать характеристическую функцию выходной (решающей) статистики к удобному для интегрирования виду и получить расчетные выражения для вероятностей ложной тревоги и правильного обнаружения, с помощью которых определяются искомые характеристики обнаружения. Установлены, в частности, выигрыши в пороговом отношении сигнал/шум системы обнаружения многочастотного сигнала, инвариантной в каждом частотном канале к доплеровским сдвигам фаз, по сравнению с известной системой обнаружения и по сравнению с многоканальной по доплеровской частоте системой. При этом достигаются энергетические выигрыши по сравнению с одночастотными системами межпериодной обработки. Анализ эффективности оптимальных систем позволяет установить предельные возможности обнаружения сигнала от цели для данного класса систем. Сравнительный анализ многоканальных систем обнаружения показывает, что предложенная система квазиоптимального обнаружения на основе одноканального когерентного накопления хотя и уступает в пороговом отношении сигнал/шум оптимальной системе, но в отличие от нее является технически реализуемой.

и обратной связью. Особенности адаптации к корреляционным свойствам помехи на выходе автокомпенсатора и последующего ее режектирования рассмотрены в



работе [8]. Определенное упрощение процедуры адаптации достигается в АРФ каскадного типа [9]. Другим вариантом упрощения процедуры адаптации является переход от комплексных весовых коэффициентов к действительным, 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 [10]. 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 [11]. Повышение эффективности нерекурсивных режекторных фильтров высоких порядков достигается при оптимизации их параметров по вероятностному критерию [12].

При измерении координат движущихся целей актуальной задачей является измерение радиальной скорости (частоты), основанное на измерении доплеровского сдвига частоты сигнала [13-16]. Для исключения отсчетов по шумам измерение должно быть совместным с обнаружением. Совместное обнаружение-измерение пачки когерентных радиоимпульсов при неизвестной доплеровской частоте основано на многоканальной фильтрации, позволяющей измерять частоту по номеру канала с максимальной величиной выходного сигнала [13-14].

При совместном измерении времени запаздывания (дальности) и частоты (радиальной скорости) возникают известные противоречия между условиями однозначного измерения данных координат. В плане преодоления данных противоречий заслуживают внимания многочастотные сигналы, применение которых позволяет повысить эффективность обнаружения отраженных сигналов и дальность действия радиолокатора.

В работе [17] синтезированы алгоритмы и соответствующие им системы оптимальной и квазиоптимальной обработки многочастотных сигналов. Представляет интерес сравнительный анализ эффективности обнаружения в предложенных и известных системах, начиная с системы оптимальной обработки, указывающей теоретический предел при обработке многочастотных сигналов. В данной статье анализ ограничивается многоканальными по доплеровской частоте системами обнаружения многочастотных сигналов.

Алгоритм оптимального обнаружения

В результате внутривыборочной обработки для каждой из частотных компонент, представляющих собой когерентные пачки радиоимпульсов, образующих с внутренним шумом приемника аддитивную смесь, получаем последовательность N цифровых отсчетов комплексных огибающих $U_j^{(l)} = x_j^{(l)} + iy_j^{(l)}$, следующих через период повторения T и образующих совокупность векторов $\{U_l\} = \{U_1, \dots, U_L\}$, где вектор-столбец $U_l = \{U_j^{(l)}\}^T$, $j = \overline{1, N}$, $l = \overline{1, L}$, L – число используемых частотных каналов. Учитывая, что полезный сигнал и шум являются нормальными случайными процессами,

совместное распределение величин $U_j^{(l)}$ определяется $N \times L$ -мерным нормальным распределением. При условии статистической независимости сигналов в каждом частотном канале, что обеспечивается соответствующим разносом несущих частот, искомое распределение записывается в виде произведений плотностей вероятностей для каждого частотного канала [17], а элементы корреляционной матрицы для суммы сигнала и шума $R_l^{cum} = q_l R_l^c + R_l^w$ и диагональной матрицы для одного шума $R_l^w = R^w = I$ соответственно имеют вид:

$$R_{jk}^{cum(l)} = q_l R_{jk}^{c(l)} + R_{jk}^w = q_l \rho_l(j, k) e^{i(j-k)\varphi_l} + \delta_{jk}, \quad R_{jk}^w = \delta_{jk},$$

где q_l – отношение сигнал/шум для l -го частотного канала; $\rho_l(j, k)$ – коэффициенты межпериодной корреляции сигнала; φ_l – доплеровские сдвиги фаз сигнала за период повторения T в l -м частотном канале, причем $\varphi_l = r_l \varphi_1$, где $r_l = f_l / f_1 < 1$ – отношение несущих частот l -го и 1-го частотных каналов; δ_{jk} – символ Кронекера.

Алгоритм оптимального обнаружения определяется путем вычисления отношения правдоподобия [17]. При этом для обнаружения отраженного сигнала достаточно сравнить с пороговым уровнем u_0 величину:

$$u = \sum_{l=1}^L u_l = \sum_{l=1}^L U_l^T Q_l U_l = \sum_{l=1}^L \sum_{k=1}^N Q_{jk}^{(l)} U_j^{(l)*} U_k^{(l)} \geq u_0, \quad (1)$$

где $Q_l = I - W_l^{cum}$ – матрица обработки для l -го частотного канала, элементы которой $Q_{jk}^{(l)} = \delta_{jk} - W_{jk}^{cum(l)}$; W_l^{cum} – матрица, обратная соответствующей матрице R_l^{cum} , причем $W_{jk}^{cum(l)} = (1/q_l) w_l(j, k) e^{i(j-k)\varphi_l}$.

Алгоритм (1) определяет структуру оптимального обнаружителя многочастотных сигналов (рис. 1, где ПБ – пороговый блок), в соответствии с которой в каждом частотном канале необходимо осуществлять весовое суммирование попарных произведений входных величин $U_j^{(l)}$ с последующим суммированием результатов обработки всех частотных каналов. Причем весовые коэффициенты зависят от корреляционных свойств сигнала и шума и доплеровского смещения частоты, которое в данном случае предполагается известным.

Анализ алгоритма оптимального обнаружения

Для расчета характеристик обнаружения необходимо найти распределение случайной величины u , получаемой на выходе системы оптимальной обработки многочастотного сигнала (рис. 1). При этом будем использовать универсальную методику анализа на основе метода характеристических функций [18]. Характеристическая функция величины u при нормальном распределении вектора U_l определяется как:

$$\begin{aligned} \Theta_u(it) &= \overline{\exp(itu)} = \\ &= \prod_{l=1}^L \overline{\exp(itu_l)} = \prod_{l=1}^L [\det(I - 2itR_l Q_l)]^{-1}. \end{aligned} \quad (2)$$

Плотность вероятности величины u определяется при помощи преобразования Фурье характеристической

функции (2):

$$w(u) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \Theta_u(it) \exp(-itu) dt. \quad (3)$$

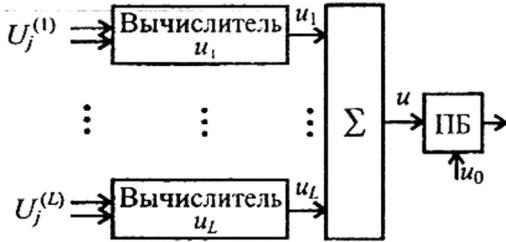


Рис. 1. Структурная схема оптимального обнаружителя многочастотных сигналов

Дальнейший анализ зависит от метода приведения определителя в подынтегральном выражении к более удобному для исследования виду. Используем для этой цели метод собственных значений [18]. Тогда характеристическую функцию (2) можно представить в виде:

$$\Theta_u(it) = \prod_{l=1}^L \Theta_{u_l}(it) = \left(\prod_{l=1}^L \prod_{j=1}^N (1 - 2it\lambda_j^{(l)}) \right)^{-1}, \quad (4)$$

где $\lambda_j^{(l)}$ – собственные значения матриц $\mathbf{R}_l \mathbf{Q}_l$, $l = \overline{1, L}$.

Точное выражение для искомой плотности вероятности $w(u)$ получается при интегрировании в соотношении (3) с использованием метода вычетов и с учетом выражения (4). При этом необходимо учитывать, что собственные значения являются кратными $\lambda_j^{(l)} = \lambda_j$, $l = \overline{1, L}$, причем кратность числа λ_j равна L . Тогда вероятность превышения порога u_0 величиной u может быть представлена в виде:

$$P(u \geq u_0) = \int_{u_0}^{\infty} w(u) du = \sum_{j=1}^K \frac{1}{(L-1)!} \frac{d^{L-1}}{d\lambda_j^{L-1}} \left[\lambda_j^{L-1} \exp\left(-\frac{u_0}{\lambda_j}\right) \prod_{\substack{n=1 \\ n \neq j}}^N \left(1 - \frac{\lambda_n}{\lambda_j}\right)^{-L} \right], \quad (5)$$

где K – число различных положительных собственных значений матриц $\mathbf{R}_l \mathbf{Q}_l$, не равных нулю.

Использование в (5) собственных значений матриц $\mathbf{R}^{\text{ш}} \mathbf{Q}_l = \mathbf{Q}_l$, $l = \overline{1, L}$, приводит к вычислению вероятности ложной тревоги F , а собственных значений матриц $\mathbf{R}_l^{\text{сш}} \mathbf{Q}_l = \mathbf{R}_l^{\text{сш}} (\mathbf{I} - \mathbf{W}_l^{\text{сш}}) = q_l \mathbf{R}_l^{\text{с}}$ – вероятности правильного обнаружения D .

На практике скорость движения цели является неизвестной, что предполагает многоканальное построение алгоритма обработки в каждом частотном канале. При этом интервал значений фазы $[-\pi, \pi]$ разбивается на M подынтервалов, каждому из которых соответствует доплеровский канал, настроенный на величину $\psi_m^{(l)} = \psi_m = \Delta\psi(m-1)$, где $\Delta\psi = 2\pi/M$ – интервал неопределенности величины φ_l в каждом доплеровском канале. Тогда алгоритм обработки в l -м частотном канале имеет вид:

$$u_m^{(l)} = \mathbf{U}_l^T \mathbf{Q}_{lm} \mathbf{U}_l = \sum_{j,k=1}^N Q_{jk}^{(lm)} U_j^{(l)*} U_k^{(l)} \geq u_{0m}^{(l)}, \quad (6)$$

$$l = \overline{1, L}, \quad m = \overline{1, M},$$

где элементы матрицы обработки

$$Q_{jk}^{(lm)} = \delta_{jk} - W_{jk}^{\text{сш}(lm)} = \delta_{jk} - (1/q_l) w_l(j, k) e^{i(j-k)\psi_m},$$

В связи с тем, что отраженный от движущейся цели сигнал попадает в различные доплеровские каналы каждого из частотных каналов, объединение последних посредством линейного суммирования не представляется возможным. Это приводит к необходимости отдельного обнаружения в каждом частотном канале путем сравнения с пороговым уровнем обнаружения $u_{0m}^{(l)}$ в каждом доплеровском канале величин $u_m^{(l)}$ (рис. 2), учитывая, что доплеровские каналы системы обработки инвариантны относительно некоррелированного (внутреннего) шума, пороговые уровни обнаружения $u_{0m}^{(l)} = u_0^{(l)}$, а вероятности ложной тревоги одинаковы и равны F_{l1} . Вероятности правильного обнаружения в частотных каналах D_l зависят от соответствующих расстроек между величинами φ_l и ближайшими к ним значениями $\psi_m^{(l)} = \psi_m$.

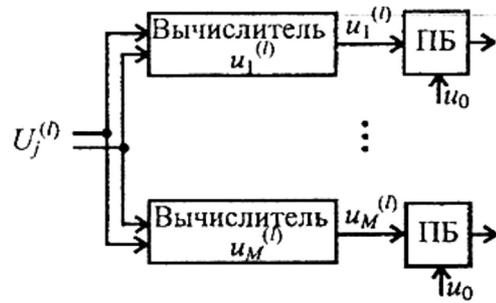


Рис. 2. Структурная схема l -го канала обнаружителя многочастотных сигналов

Для определения вероятностей F_{l1} и D_l находим характеристическую функцию величины $u_m^{(l)}$ и применяем метод собственных значений:

$$\Theta_{u_m^{(l)}}(it) = \overline{\exp(itu_m^{(l)})} = [\det(\mathbf{I} - 2it\mathbf{R}_l \mathbf{Q}_{lm})]^{-1} = \left(\prod_{j=1}^N (1 - 2it\lambda_j^{(lm)}) \right)^{-1},$$

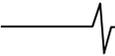
где $\lambda_j^{(lm)}$ – собственные значения матрицы $\mathbf{R}_l \mathbf{Q}_{lm}$.

Последующие вычисления интеграла (3) и вероятности превышения порога u_0 величиной $u_m^{(l)}$ с учетом некратных собственных значений $\lambda_j^{(lm)}$ приводят к выражению:

$$P(u_m^{(l)} \geq u_0) = \sum_{j=1}^K \exp\left(-\frac{u_0}{\lambda_j^{(lm)}}\right) \prod_{\substack{n=1 \\ n \neq j}}^N \left(1 - \frac{\lambda_n^{(lm)}}{\lambda_j^{(lm)}}\right)^{-1}, \quad (7)$$

по которому вычисляются вероятности F_{l1} и D_l при использовании собственных значений $\lambda_j^{(lm)}$ соответственно матриц $\mathbf{R}^{\text{ш}} \mathbf{Q}_{lm} = \mathbf{Q}_{lm}$ и $\mathbf{R}_l^{\text{сш}} \mathbf{Q}_{lm} = \mathbf{R}_l^{\text{сш}} (\mathbf{I} - \mathbf{W}_{lm}^{\text{сш}})$.

Вероятность ложной тревоги в каждом доплеровском



канале $F_{i1} = F_1$ связана с вероятностью ложной тревоги F для всей многоканальной системы:

$$F = 1 - \prod_{l=1}^L (1 - F_{il})^M \approx 1 - (1 - F_1)^{LM} = LM F_1. \quad (8)$$

Из (8) следует, что $F_1 \approx F / LM$. При условии статистической независимости сигналов в каждом частотном канале вероятность пропуска сигнала от цели одновременно во всех частотных каналах равна $\prod_{l=1}^L (1 - D_l)$.

Тогда вероятность правильного обнаружения сигнала хотя бы в одном частотном канале определяется как:

$$D = 1 - \prod_{l=1}^L (1 - D_l). \quad (9)$$

На рис. 3 приведены характеристики обнаружения системы обработки по алгоритму (1) (сплошные линии), рассчитанные в соответствии с (5), и многоканальной системы по алгоритму (6) (штриховые кривые), рассчитанные в соответствии с выражениями (7)-(9) при $\varphi_l = \psi_m$. Расчеты соответствуют $F = 10^{-6}$, $M = N = 20$, отношению несущих частот $r_2 = f_2 / f_1 = 0,95$ и равномерному распределению излучаемой мощности между частотными каналами, при котором $q_l = q / L$, где q – отношение суммарной мощности многочастотного сигнала к шуму. Кроме того, при расчете использовались совместные флуктуации сигнала ($\rho_l(j, k) = 1$), которые являются предельным случаем медленных флуктуаций, описываемых экспоненциальной функцией корреляции $\rho_l(j, k) = \exp(-\pi \Delta f_l T |j - k|)$. Отличия в величине пороговых отношений сигнал/шум для обеих моделей флуктуаций при нормированной ширине спектра $\Delta f_l T \leq 0,01$, $D = 0,9$ и $L > 1$ не превосходит долей децибела. Из сравнения сплошных и штриховых кривых на рис. 3 следует, что обусловленное априорной неопределенностью величин φ_l многоканальное построение системы обработки приводит к незначительным (менее 0,4 дБ) проигрышам в величине порогового отношения сигнал/шум. Аналогичная ситуация имеет место и при $L > 2$.

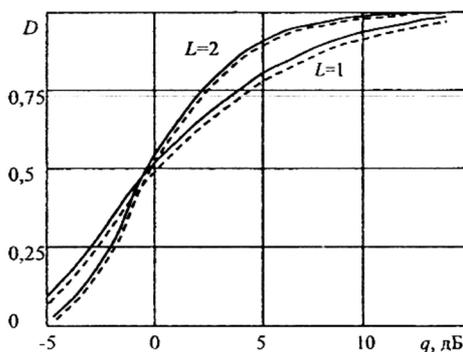


Рис. 3. Характеристики обнаружения многочастотных сигналов

Применение многочастотного сигнала в области больших вероятностей $D > 0,5$, как видно из приведенных кривых, позволяет уменьшить известные потери, присущие медленно флуктуирующему сигналу. Это объясняется тем, что вероятность одновременного за-

мирания на нескольких частотах оказывается меньше, чем на одной частоте. Так как при статистической независимости отраженных компонент многочастотного сигнала максимумы диаграмм вторичного излучения цели на различных частотах смещены друг относительно друга, что приводит к уменьшению изрезанности суммарной диаграммы вторичного излучения и, следовательно, к уменьшению относительной величины флуктуаций отраженного сигнала.

Анализ алгоритма квазиоптимального обнаружения

Весовые коэффициенты в алгоритмах (1) и (6) зависят от априорно неизвестных корреляционных свойств сигнала и доплеровского смещения частоты (скорости цели), что вызывает известные трудности при реализации оптимальных алгоритмов. В связи с этим представляет интерес многоканальный квазиоптимальный алгоритм [17]:

$$u_m^{(l)} = e^{-i\psi_m} X_l + e^{-i\psi_m} X_l^* = \sum_{j,k=1}^N Q_{jk}^{(lm)} U_j^{(l)*} U_k^{(l)} \geq u_0, \quad (10)$$

$$l = \overline{1, L}, \quad m = \overline{1, M},$$

где $X_l = \sum_{j=2}^N U_{j-l}^{(l)*} U_j^{(l)}$, элементы матриц обработки

$$Q_{j-1,j}^{(lm)} = e^{-i\psi_m}, \quad Q_{j,j-1}^{(lm)} = e^{i\psi_m}, \text{ остальные элементы равны } 0.$$

Структурная схема многоканального обнаружителя на основе алгоритма (10) в каждом частотном канале реализуется на основе одноканального когерентного накопления попарных произведений поступающих отсчетов (см. рис. 1 в работе [17]). Расчет характеристик обнаружения такой системы осуществляется в соответствии с выражениями (7)-(9) при выше приведенных элементах матриц обработки.

Для сравнительного анализа представляет интерес система на основе многоканального когерентного накопления поступающих отсчетов, алгоритм обработки которой в l -м частотном канале имеет вид:

$$u_l = \left| \sum_{j=1}^N e^{-i\psi_l} U_j^{(l)} \right|^2. \quad (11)$$

При неизвестной скорости цели данный алгоритм обработки реализуется в виде N -канального построения в каждом частотном канале, что приводит к необходимости отдельного сравнения с пороговым уровнем величин $u_m^{(l)}$, $l = \overline{1, L}$, $m = \overline{1, N}$. Эффективность такой системы определяется величиной порогового отношения сигнал/шум:

$$q = \frac{L}{N} \left(\frac{\log(F / LN)}{\log(1 - (1 - D)^{1/L})} - 1 \right).$$

На рис. 4 приведены зависимости порогового отношения сигнал/шум от числа частотных каналов L для рассматриваемых многоканальных по доплеровской частоте систем обнаружения многочастотного сигнала при $D = 0,9$, $M = N$, $\varphi_l = \psi_m$ и тех же значениях F и N . Кривая 1 соответствует оптимальной системе обработки на основе алгоритма (6), 2 – системе на основе алгоритма (11), 3 – квазиоптимальной системе на основе алгоритма (10).

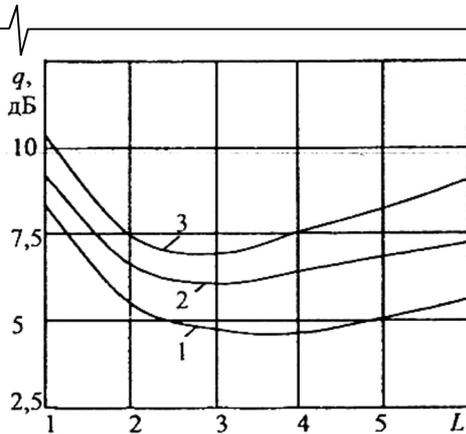


Рис. 4. Зависимости порогового отношения сигнал/шум от числа частотных каналов

Полученные зависимости $q(L)$ для многоканальных систем обнаружения многочастотных сигналов имеют минимумы в пороговом отношении сигнал/шум, которые соответствуют оптимальному числу частотных каналов $L = 2 \dots 4$. При этом для рассматриваемых систем эти минимумы смещены в зависимости от характера обработки в частотных каналах. Система квазиоптимальной обработки многочастотного сигнала (кривая 3) при $L = 2 \dots 4$ имеет выигрыш в пороговом отношении сигнал/шум 3...3,5 дБ по сравнению с обработкой одночастотного сигнала ($L = 1$), а по сравнению с системой многоканального накопления (кривая 2) имеются незначительные потери в эффективности обнаружения, которые не превышают 1 дБ при $L = 1 \dots 3$, однако, техническая реализация системы многоканального накопления является более сложной. Максимальный выигрыш в пороговом отношении сигнал/шум по сравнению с квазиоптимальными системами обработки (кривые 2 и 3) соответственно 1,5...2,5 дБ обеспечивает оптимальная система (кривая 1), которая в силу известных затруднений практически не реализуема.

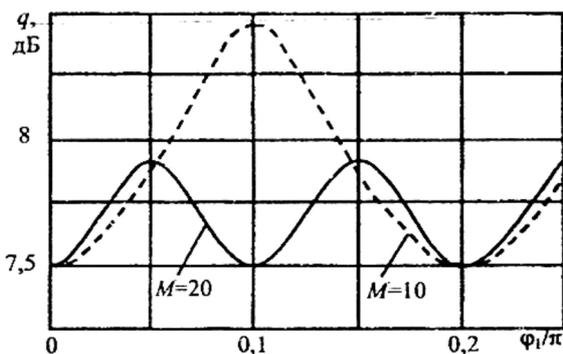


Рис. 5. Зависимости порогового отношения сигнал/шум от значения доплеровской фазы

На рис. 5 приведены зависимости порогового отношения сигнал/шум от значения доплеровской фазы φ_l для системы обнаружения на основе алгоритма (10) при $L = 2$, прежних значениях D , N , F и различном числе доплеровских каналов M . Минимумы кривых соответствуют условию $\varphi_l = \psi_m$. В остальных случаях имеют место межканальные потери, не превосходящие 0,5 дБ при $M = N = 20$. При сокращении числа каналов ($M = N/2 =$

$= 10$) межканальные потери увеличиваются до 1 дБ.

Заключение

Таким образом, многоканальное построение систем при обнаружении цели с неизвестной скоростью приводит к отдельному обнаружению в каждом частотном канале. При этом достигаются энергетические выигрыши по сравнению с одночастотными системами межпериодной обработки. Анализ эффективности оптимальных систем позволяет установить предельные возможности обнаружения сигнала от цели для данного класса систем. Сравнительный анализ многоканальных систем обработки показывает, что предложенная в работе [17] система квазиоптимальной обработки на основе одноканального когерентного накопления хотя и уступает в пороговом отношении сигнал/шум оптимальной системе, но в отличие от нее является технически реализуемой.

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. Сколника; пер. с англ. под ред. В.С. Вербы. М.: Техносфера, 2014. 672 с.
5. Попов Д.И. Адаптация нерекурсивных режекторных фильтров. Известия вузов. Радиоэлектроника. 2009. Т. 52. № 4. С. 46-55.
6. Попов Д.И. Автокомпенсация доплеровской фазы пассивных помех. Цифровая обработка сигналов. 2009. № 2. С. 30-33.
7. Попов Д.И. Автокомпенсация доплеровской фазы многочастотных пассивных помех. Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. 2018. № 65. С. 32-37.
8. Попов Д.И. Адаптивное подавление пассивных помех. Цифровая обработка сигналов. 2014. № 4. С. 32-37.
9. Попов Д.И. Адаптивные режекторные фильтры каскадного типа. Цифровая обработка сигналов. 2016. № 2. С. 53-56.
10. Попов Д.И. Адаптивные режекторные фильтры с действительными весовыми коэффициентами. Цифровая обработка сигналов. 2017. № 1. С. 22-26.
11. Попов Д.И. Оптимизация нерекурсивных режекторных фильтров с частичной адаптацией. Цифровая обработка сигналов. 2018. № 1. С. 28-32.
12. Попов Д.И. Оптимизация режекторных фильтров по вероятностному критерию. Цифровая обработка сигналов. 2021. № 1. С. 55-58.
13. Кузьмин С.З. Цифровая радиолокация. Введение в теорию. Киев: КВиЦ, 2000. 428 с.
14. Цифровая обработка сигналов в многофункциональных радиолокаторах. Методы. Алгоритмы. Аппаратура: монография / под ред. Г.В. Зайцева. М.: Радиотехника, 2015. 376 с.
15. Ключко В.К., Кузнецов В.П., Левитин А.В. и др. Алгоритмы определения координат движущихся целей на базе многоканальной доплеровской РЛС. Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. 2015. № 53. С. 3-10.
16. Ключко В.К., Кузнецов В.П., Ву Ба Хунг. Оценка параметров радиосигналов от подвижных маловысотных объектов. Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. 2022. № 80. С. 12-23.
17. Попов Д.И., Белокрылов А.Г. Синтез обнаружителей-измерителей многочастотных сигналов. Известия вузов. Радиоэлектроника. 2001. Т. 44. № 11. С. 33-40.
18. Миддлтон Д. Введение в статистическую теорию связи: в 2 т. / Пер. с англ. М.: Сов. Радио, 1961. Т. 1. 782 с.; 1962. Т. 2. 832 с.

АДАПТАЦИЯ КОДЕКОВ РЕЧЕВЫХ СИГНАЛОВ НА ОСНОВЕ ТЕОРЕМЫ В.А. КОТЕЛЬНИКОВА И МОДИФИКАЦИИ АЛГОРИТМА ХУРГИНА-ЯКОВЛЕВА К ШУМАМ В КАНАЛЕ СВЯЗИ

Дмитриев В.Т., к.т.н., доцент, зав. кафедрой РЭС РГРТУ, e-mail: vol77@rambler.ru

ADAPTATION OF CODECS OF SPEECH SIGNALS ON THE BASIS OF THEOREM V.A. KOTELNIKOV AND MODIFICATIONS OF THE KHURGIN-YAKOVLEV ALGORITHM TO NOISE IN THE COMMUNICATION CHANNEL

Dmitriev V.T.

An algorithm for adapting primary codecs to noise and distortion in a communication channel is proposed. Algorithms of adaptation of primary codecs of speech signals are considered. Adaptation algorithms are proposed under the influence of interference in the communication channel in order to ensure the optimal ratio of the quality of the restored speech at the minimum transmission rate based on the theorem of V.A. Kotelnikov and the proposed modification of the Khurgin-Yakovlev algorithm.

It is shown that the use of a modification of the Khurgin-Yakovlev algorithm with separate coding of signal samples and derivative allows to increase the quality of the restored speech by 0.5 ... 1.2 points according to GOST R 50840-95 compared to similar non-adaptive codecs based on V.A. Kotelnikov or the possibility of reducing the required transmission rate by 15 ... 30 % for software-defined radio systems for receiving, transmitting and processing information.

Key words: speech signals, primary codec, software-defined systems, codec adaptation, reception and transmission of information, signal processing, acoustic noise, interference, communication channel.

Ключевые слова: речевые сигналы, первичный кодек, программно-конфигурируемые системы, адаптация кодека, прием и передача информации, обработка сигналов, акустические шумы, помехи, канал связи.

Введение

В радиотехнических системах приема, передачи и обработки информации необходим рациональный выбор алгоритмов первичного кодирования речевых сигналов (РС), обладающих возможностью более гибкой перестройки скорости передаваемой информации как с целью сохранения качества восстановленной речи на приеме, так и с целью поддержания постоянной скорости при необходимости изменения параметров помехоустойчивого кодека при действии помех различной интенсивности в канале связи.

В настоящее время распространение адаптивных кодеков РС обусловлено переходом на системы с коммутацией пакетов, которые не требуют применения первичных кодеков с постоянной скоростью передачи, как в системах с коммутацией каналов. Это обстоятельство обуславливает актуальность адаптивных кодеков РС, которые имеют набор скоростей передачи и обладают возможностью их адаптивной перестройки. К таким кодекам можно отнести кодеки AMR, обеспечивающего возможность перестройки скорости от 4,7 до 12,2 кбит/с, кодек стандарта G722.2 при скоростях передачи РС от 1,2 до 2,4 кбит/с, кодек стандарта G729.1 при скоростях передачи от 8 до 32 кбит/с и многие другие стандарты и алгоритмы первичного кодирования РС [1...4]. Наиболее широкое распространение данные стандарты получили в системах сотовой связи, как в наиболее ди-

Предложен алгоритм адаптации первичных кодеков к шумам и искажениям в канале связи. Рассмотрены алгоритмы адаптации первичных кодеков речевых сигналов. Предложены алгоритмы адаптации при действии помех в канале связи с целью обеспечения оптимального соотношения качества восстановленной речи при минимальной скорости передачи на основе теоремы В.А. Котельникова и предложенной модификации алгоритма Хургина-Яковлева.

Показано, что применение модификации алгоритма Хургина-Яковлева при отдельном кодировании отсчетов сигнала и производной позволяет увеличить качество восстановленной речи на 0,5...1,2 балла согласно ГОСТ Р 50840-95 по сравнению с аналогичными неадаптивными кодеками на основе теоремы В.А. Котельникова или возможность снижения требуемой скорости передачи на 15...30 % для программно-конфигурируемых радиосистем приема, передачи и обработки информации.

намично развивающейся области телекоммуникационных технологий [5, 6].

Для более гибкой адаптации первичных кодеков РС для систем приема, передачи и обработки информации возможно использование модификации алгоритма Хургина-Яковлева, рассматривающее представление сигнала в виде прореженных отсчетов сигнала и его производных [7, 8]. Применение данного представления позволит повысить помехоустойчивость передаваемой информации и качество восстановленной речи на приеме, обеспечит возможность параллельной обработки, а также более простую реализацию синтезирующих фильтров. В [8] показано, что при использовании данного представления возможно более гибко изменять скорость передачи в системах передачи РС за счет отдельного кодирования прореженных отсчетов сигнала и производной.

Цель данной статьи является разработка алгоритма адаптации первичных кодеков РС на основе теоремы В.А. Котельникова и модификации алгоритма Хургина-Яковлева к помехам и искажениям в канале связи.

Методы адаптации кодеков речевых сигналов с переменной скоростью

Рассмотрим основные методы построения адаптивных кодеков РС с переменной скоростью передачи информации. Наиболее простой из них за счет использования алгоритма VAD [3], действие которой основано на выявлении и исключении пауз в разговоре. Применение данного алгоритма позволяет сократить скорость передачи до 30 %. При этом в течении времени разговора передаются различное количество бит и для выравнивания скорости передачи необходима задержка нескольких кадров.

При воздействии помех в канале связи возможна совместная адаптация алгоритмов первичного и помехоустойчивого кодирования. Совместная адаптация двух данных кодеров обеспечит не только выбор оптимального соотношения скорость/качество необходимого для пользователей данных сетей, но и возможности улучшения качества речи в данных системах при действии различного рода помех за счет подбора наилучших сочетаний кодеков. Адаптация параметров первичного и помехоустойчивого кодера к помехам и искажениям в канале связи обеспечивает повышение помехоустойчивости передаваемого по каналу связи речевого трафика при незначительных изменениях скорости передачи, а также сохранение приемлемого качества восстановленной речи в случае действия помех в радиосистемах приема, передачи и обработки информации.

Необходимо найти оптимальное сочетание между алгоритмом первичного и помехоустойчивого кодирования при перегрузках, возникающих в сетях связи, чтобы снизить нагрузку на канал связи и исключить потери пакетов при незначительном снижении качества речи на выходе системы связи. Задача выбора такого сочетания впервые обоснована как оптимизационная задача выбора первичного и канального кодирования в [9]. Возможные варианты решения данной проблемы при высоких скоростях передачи проанализированы в работах [10, 11]. При этом необходимо выбрать наиболее помехоустойчивый алгоритм первичного кодирования.

Рассмотрим алгоритм адаптации первичного кодера к помехам в канале связи, когда при увеличении вероятности ошибок в канале связи возможно частично компенсировать качество восстановленной речи за счет применения алгоритмов первичного кодирования с большей избыточностью или с большей сложностью реализации, обеспечивающий лучшее качество на выходе.

Адаптация первичных кодеков речевых сигналов на основе теоремы В.А. Котельникова к помехам в канале связи

Для построения адаптивных первичных кодеков на основе теоремы В.А. Котельникова необходимо провести исследование воздействия помех в канале связи, обеспечивающих вероятность ошибки $P_{ош}$ на качество

речи на выходе первичных кодеков и осуществить выбор алгоритмов кодирования обеспечивающих наилучшее качество в рамках определенных диапазонов скоростей передачи. Для разработки соответствующих рекомендаций проведены исследования известных кодеков РС при действии помех и искажений в канале. В качестве модели искажений принята известная в литературе модель, когда биты передаваемой информации искажаются с вероятностью $P_{ош}$ по случайному закону. Для оценки качества речи использовались десять тестовых акустически взвешенных фраз, приведенных в ГОСТ Р 50840-95 [12]. Речевой материал был записан десятью дикторами (3 женщины и 7 мужчин). Запись РС осуществлялась в специальном помещении кабинетного типа (с размерами 5,7*2,9*3 м и временем реверберации порядка 350 мс) при наличии естественного фонового шума слабого уровня. Для записи использовался профессиональный диктофон Olympus LS-10 (Linear PCM recorder), обеспечивающий возможность записи РС в формате WAV со следующими параметрами: частота дискретизации – 44,1 кГц; разрядность квантования – 16 бит; тип кодирования – ИКМ. Диктофон был установлен на расстоянии 0,5 м перед диктором на уровне его лица. Для исследований выбраны наиболее часто используемые в настоящее время кодеки: LBRAMR (1 кбит/с), LBRAMR (1,2 кбит/с), MMBE (1,2 кбит/с), LBRAMR (2 кбит/с), LBRAMR (2,4 кбит/с), MMBE (2,4 кбит/с), RMMBE (2,4 кбит/с), ICELP (4,8 кбит/с), G.723.1 (5,3 кбит/с), ICELP (6 кбит/с), G.723.1 (6,3 кбит/с), G.726 (32 кбит/с), G.726 (40 кбит/с), G.722 (48 кбит/с), G.722 (56 кбит/с), G.722 (64 кбит/с). В ходе экспериментальных исследований проведена оценка качества РС на выходе различных групп кодеков: низкоскоростных (1...2,4 кбит/с), среднескоростных (4,8...8 кбит/с) и высокоскоростных (16...64 кбит/с). Выбраны алгоритмы первичного кодирования, обеспечивающие лучшее качество восстановленной речи на выходе кодера для своей группы. При приблизительно равных оценках качества восстановленной речи (порядка 0,1...0,2 баллов согласно ГОСТ Р 50840-95) предпочтение отдавалось алгоритмам кодирования с наименьшей скоростью передачи. Результаты экспериментальных исследований алгоритмов первичного кодирования для программно-конфигурируемых радиосистем приема, передачи и обработки информации приведены в табл. 1-3.

Таблица 1. Алгоритмы первичного кодирования РС, обеспечивающие наибольшее качество речи при действии помех в канале связи для низкоскоростных кодеков

$P_{ош}, \%$	Кодек, наиболее устойчивый к помехам
0	LBRAMR 1 кбит/с.
1	LBRAMR 1 кбит/с.
2	MMBE 1.2 кбит/с.
3	MMBE 2.4 кбит/с.
5	MMBE 2.4 кбит/с.

Проведено исследование первичных кодеков при действии равномерно распределённых ошибок, действующих на битовый поток на выходе. Показано, что наиболее устойчивые к действию ошибок в канале связи являются для высокоскоростных кодеков кодеки на основе ИКМ и АИКМ, а для среднескоростных кодеков

кодеки на основе алгоритма CELP. Низкосортные кодеки в равной степени подвержены значительному воздействию ошибок в канале связи и требуют применения помехоустойчивого кодирования с достаточной избыточностью для устранения ошибок в канале связи. Кроме того, в случае загрузки в радиосети, необходимо применение алгоритмов адаптации для снижения скорости передачи с целью снижения потерь пакетов. При этом необходим переход с первичных кодеков обеспечивающих среднюю скорость передачи РС на алгоритмы низкоскоростного кодирования РС при незначительной потере качества восстановленного сигнала. Поэтому в таких системах необходимо применять для адаптации низкоскоростные кодеки, обеспечивающие высокое качество восстановленной речи на выходе системы.

Таблица 2. Алгоритмы первичного кодирования РС, обеспечивающие наибольшее качество речи при действии помех в канале связи для среднескоростных кодеков

Р _{ош} , %	Кодек, наиболее устойчивый к помехам
0	ICELP 6 кбит/с.
1	G.729a 8 кбит/с.
2	G.729a 8 кбит/с.
3	G.729a 8 кбит/с.
5	G.729a 8 кбит/с.

Таблица 3. Алгоритмы первичного кодирования РС, обеспечивающие наибольшее качество речи при действии помех в канале связи для высокоскоростных кодеков

Р _{ош} , %	Кодек, наиболее устойчивый к помехам
0	G.726 40 кбит/с.
1	G.726 24 кбит/с.
2	G.726 24 кбит/с.
3	G.726 24 кбит/с.
5	G.726 24 кбит/с.

На рис. 1 представлена структурная схема предложенного алгоритма совместной адаптации первичного

кодека РС к помехам в канале связи для программно-конфигурируемых радиосистем приема, передачи и обработки информации. РС поступает на вход Микрофона (М) системы передачи, а затем в аналого-цифровом преобразователе (АЦП) происходит переход в цифровую форму.

Затем РС поступает на алгоритм определения параметров шума и оценки зашумленности речи, в которых осуществляется определение паузы в РС, в рамках которых осуществляется определение вида акустического шума (широкополосный, узкополосный, импульсный), а также оценка энергетика шума. Затем сигнал поступает на первичный кодер, алгоритм кодирования и его параметры определяются в устройстве управления (УУ) на основе данных получаемых в блоке определения параметров шума и оценки зашумленности речи, а также в блоке оценки качества на выходе первичного кодера. При смене алгоритма первичного кодирования возможна также замена алгоритма помехоустойчивого кодирования. На приеме происходит анализ качества восстановленной речи. В соответствии с данной информацией в УУ в приемнике принимается решение о изменении алгоритма первичного кодера или его параметров, которое по обратному каналу передается на передающую сторону. Предложенная схема позволяет выявлять изменения и характер трех основных мешающих факторов: акустических помех, искажений в первичном кодеке и искажения в канале связи. Результирующее качество восстановленной речи во многом определяется воздействием данных факторов на РС и снижение качества РС на выходе системы передачи $\Delta k_{вых}$ в общем виде можно представить следующей формулой $\Delta k_{вых} = \Delta k_{код} + \Delta k_{акп} + \Delta k_{кс}$, где $\Delta k_{акп}$ – изменение качества речи под воздействием акустических помех, $\Delta k_{код}$ – изменение качества речи при кодировании РС первичным кодеком, $\Delta k_{кс}$ – изменение качества речи при передаче РС в канале связи. Данная схема обеспечивает возможность обеспечения хорошего качества восстановленной речи

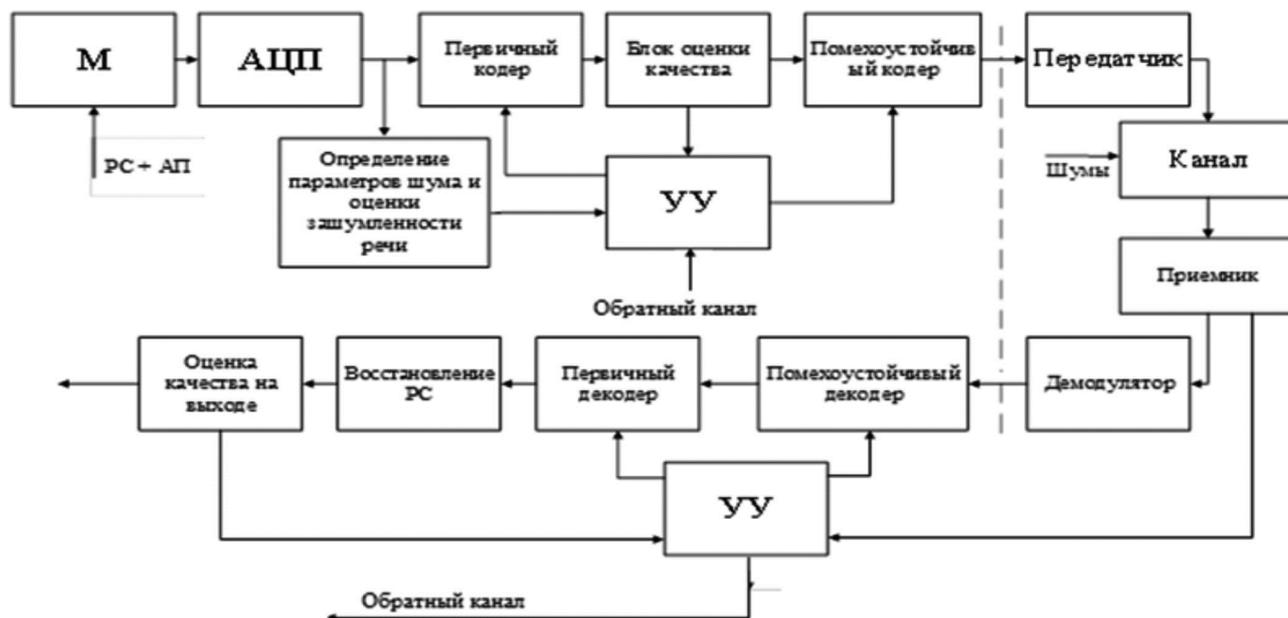


Рис. 1. Структурная схема адаптации программно-конфигурируемых первичного к искажениям в канале связи

на выходе декодера при воздействии помех в канале связи при изменении их параметров в течении времени передачи за счет перестройки параметров кодера и самого алгоритма первичного кодирования.

После адаптивного помехоустойчивого декодера в адаптивном первичном декодере происходит восстановление переданного РС. На выходе декодера происходит оценка качества восстановленной речи на приемной стороне по объективным алгоритмам оценки качества речи [13, 14].

В результате проведенных исследований показано, что при использовании липридеров целесообразно использовать комплексный алгоритм оценки качества восстановленной речи, с учетом известных на приемной стороне искажений, видом используемого первичного кодека, а также учитывает модифицированный критерий на основе функции спектральной динамики [14, 15]:

$$MFOSD = \tag{1}$$

$$= \sum_{m=2}^M \sum_{g=1}^G \beta_g \sum_{n=1}^{N_{b,g}} (|Y(f_n, g, N_{seg} m)| |Y(f_n, g, N_{seg} (m-1))| - |X(f_n, g, N_{seg} m)| |X(f_n, g, N_{seg} (m-1))|),$$

где M – количество сегментов РС, β_g – коэффициент «значимости» спектральных составляющих g -й критической полосы, $X(f_n, g, m)$ и $Y(f_n, g, m)$ – g -я критическая полоса спектра сегмента m с длиной N_{seg} исходного и декодированного РС.

Для оценки широкого класса кодеков необходимо использовать комплексного алгоритма оценки, основанного на применении трех основных критериев. В случае применения кодеков формы наилучшие оценки обеспечивает критерий ОСШ (SNR), в случае использования

вокодеров модификации критерия $MESC$, а в случае использования современных липридеров и полувокодеров критерий $MFOSD$ [13]:

$$k = \alpha k_1 SNR + \beta k_2 MESC + \gamma k_3 MFOSD, \tag{2}$$

где k_1, k_2, k_3 – нормировочные коэффициенты, для нормировок методов объективной оценки, α, β, γ – коэффициенты, с помощью которых осуществляется оценка различного вклада каждого из методов SNR, BSD и $FOSD$. α, β, γ изменяются в пределах $[0, 1 \dots 1]$ с шагом 0,1. При этом необходимо выполнить условие: $\alpha + \beta + \gamma = 1$. Показано [13], что предложенный алгоритм обеспечивает корреляцию с субъективными оценками, полученными согласно ГОСТ Р 50840-95 с точностью до 0,5 баллов.

Применение модификации алгоритма Хургина-Яковлева при адаптации кодеков речевых сигналов

Для увеличения качества восстановленного РС в первичных кодеках предложено использовать модификацию алгоритма Хургина-Яковлева [8], который обеспечивает представление РС в виде прореженных отсчетов сигнала и производной, что дает возможность параллельной обработки и передачи в сетях связи. Также возможно применение кодеков на основе предложенного алгоритма при адаптации к ошибкам в канале связи по схеме представленной на рис. 2 для программно-конфигурируемых радиосистем приема, передачи и обработки информации. Как видно из представленной схемы происходит разложение согласно предложенному алгоритму для двухканальной системы $N = 2$ для которой ошибка восстановления является приемлемой при $T = K$ этапов разложения данного алгоритма.

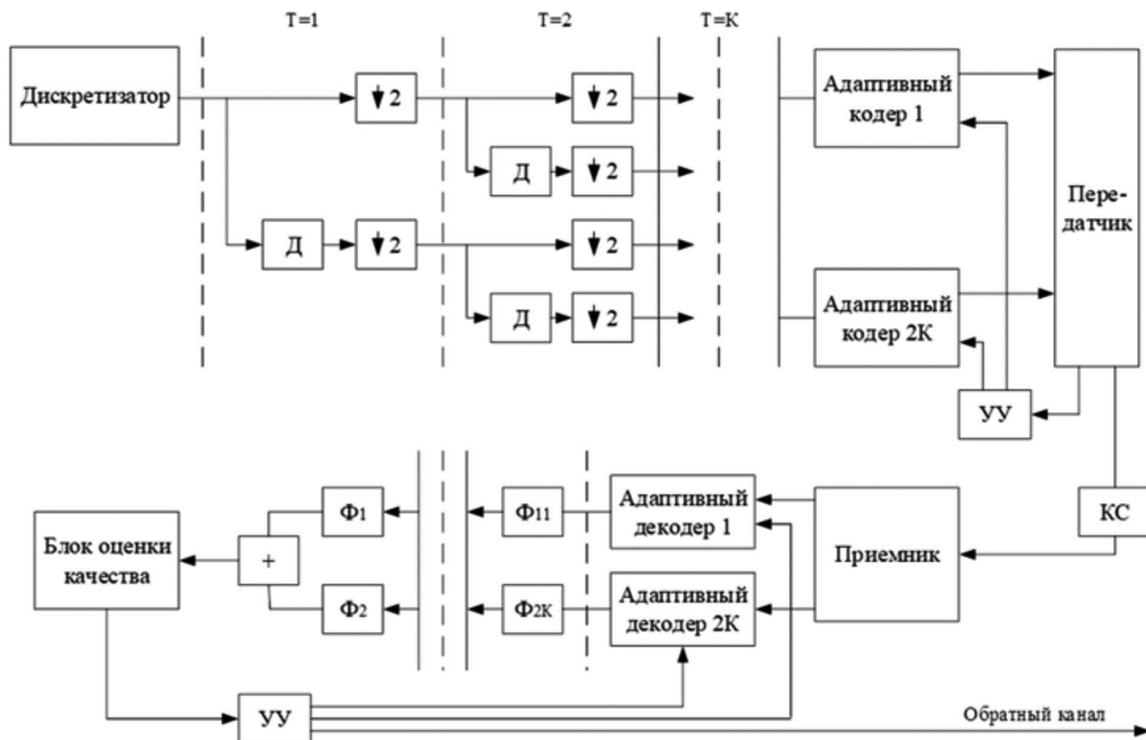


Рис. 2. Структурная схема адаптации программно-конфигурируемого первичного кодека на основе модификации алгоритма Хургина-Яковлева к искажениям в канале связи



В результате получается $2K$ канала, при этом для каждого канала возможно использовать индивидуальный первичный кодек. Как показано в результате экспериментальных исследований скорость передачи первичных кодеков прямо пропорциональна доли энергии элементов разложения $C_1 / C_2 / \dots / C_n = E_1 / E_2 / \dots / E_n$. Согласно данному правилу возможно зафиксировать скорость первого кодека, а скорости других кодеков уменьшаются пропорционально энергетике элементов разложения. При этом общая скорость на выходе системы кодеков может быть записана в виде следующего равенства $C_{\Sigma} = (C_1 + C_1 \cdot E_2 / E_1 + \dots + C_n \cdot E_{2K} / E_1) / 2K$, тогда с учетом что $E_1 / E_n > 1$, $C_{\Sigma} / C_1 < 1$, т.е. удается получить выигрыш в скорости передаваемой информации за счет применения предложенного алгоритма при незначительном уменьшении качества.

В ходе экспериментальных исследований проведена оценка качества РС на выходе различных групп кодеков на основе предложенной модификации: низкоскоростных (1...2,4 кбит/с), среднескоростных (4,8...8 кбит/с) и высокоскоростных (16...64 кбит/с). Выбраны отдельные алгоритмы первичного кодирования, обеспечивающие лучшее качество восстановленной речи на выходе кодека для кодеков своей группы. Результаты экспериментальных исследований алгоритмов первичного кодирования на основе предложенного алгоритма для программно-конфигурируемых радиосистем приема, передачи и обработки информации приведены в табл. 4-6.

Таблица 4. Алгоритмы первичного кодирования РС с наилучшим качеством при действии помех для низкоскоростных кодеков на основе модификации алгоритма Хургина-Яковлева

Рош, %	Кодек, наиболее устойчивый к помехам
0	LBRAMR 1 кбит/с.
1	LBRAMR 1 кбит/с.
2	LBRAMR 2.4 кбит/с.
3	ММВЕ 2.4 кбит/с.
5	ММВЕ 1.2 кбит/с.

Таблица 5. Алгоритмы первичного кодирования РС с наилучшим качеством при действии помех для среднескоростных кодеков на основе предложенного алгоритма

Рош, %	Кодек, наиболее устойчивый к помехам
0	ICELP 6 кбит/с.
1	G.729a 8 кбит/с.
2	G.729a 8 кбит/с.
3	G.729a 8 кбит/с.
5	G.729a 8 кбит/с.

В [16] показано, что применение модификации алгоритма Хургина-Яковлева относительно известных кодеков, построенных на основе теоремы В.А. Котельникова обеспечивает выигрыш в качестве восстановленной речи на 0,1...0,5 баллов согласно ГОСТ Р 50840-95 за счет раздельного кодирования отсчетов сигнала и его

первой производной и частичной компенсации шумов квантования при восстановлении сигнала в декодере.

Таблица 6. Алгоритмы первичного кодирования РС с наилучшим качеством при действии помех для высокоскоростных кодеков на основе предложенного алгоритма

Рош, %	Кодек, наиболее устойчивый к помехам
0	G.726 40 кбит/с.
1	G.726 24 кбит/с.
2	G.726 24 кбит/с.
3	G.726 24 кбит/с.
5	G.726 24 кбит/с.

В [17] показано, что снижение качества речи при уменьшении разрядности квантования производной гораздо меньше, чем при аналогичном снижении разрядности прореженного сигнала. Кодек прореженной производной может обеспечивать скорость передачи на 30 % меньше по сравнению с кодеком прореженного РС. Таким образом, результирующая скорость суммарного потока для кодека на основе модификации алгоритма Хургина-Яковлева уменьшается на 15 %.

Таким образом, применение предложенного алгоритма адаптации в программно-конфигурируемых радиосистемах приема, передачи и обработки информации на основе модификации алгоритма Хургина-Яковлева, позволит повысить исправляющую способность применяемого помехоустойчивого кодирования без существенного уменьшения качества восстановленного РС при действии помех.

Заключение

Проанализированы алгоритмы адаптации алгоритмов первичного кодирования при действии помех в канале связи с целью обеспечения оптимального соотношения качества восстановленной речи при минимально возможной скорости передачи в программно-конфигурируемых радиосистемах приема, передачи и обработки информации, алгоритмы первичного кодирования РС на основе теоремы В.А. Котельникова и модификации алгоритма Хургина-Яковлева, обеспечивающие наибольшее качество речи при действии помех в канале связи, для низкоскоростных, среднескоростных и высокоскоростных кодеков.

Предложены алгоритмы адаптации первичного кодека к помехам и искажениям в канале связи за счет применения более помехоустойчивых алгоритмов первичного кодирования на основе теоремы В.А. Котельникова и модификации алгоритма Хургина-Яковлева.

Применение предложенной модификации алгоритма Хургина-Яковлева в структуре адаптивного кодека, позволяет увеличить качество восстановленной речи на 0,5...1,2 балла согласно ГОСТ Р 50840-95 при действии помех в канале связи, по сравнению с аналогичными неадаптивными кодеками на основе теоремы В.А. Котельникова или возможность снижения скорости передачи на 15...30 % для программно-конфигурируемых радиосистем приема, передачи и обработки информации.

Литература

1. ITU-T Recommendation G.722. 7 kHz audio-coding within 64 kbit/s, 1988.
2. ITU-T: Recommendation G.729. C source code and test vectors for implementation verification of the G.729 8 kbit/s CS-ACELP speech coder. – Geneva, 1996.
3. ITU-T Recommendation G.729 Annex A. Reduced complexity 8 kbit/s CS-ACELP speech codec, 1996.
4. Jean-Marc Valin Speex: A Free Codec For Free Speech. [Электронный ресурс]. URL: <https://arxiv.org/pdf/1602.08668.pdf>
5. Басов О.О., Рыболовлев А.А. Анализ степени адаптации современного парка кодеков речи. Цифровая обработка сигналов и ее применение. Доклады 9-й международной конференции. С. 157-160.
6. Афанасьев А.А., Басов О.О., Богачев Г.В. Особенности системы с переменной структурой для кодирования речевых сигналов. 6-я Международная конференция и выставка «Цифровая обработка сигналов и ее применение». Доклады 1. М.: 2004. С. 76-79.
7. Хургин Я.И., Яковлев В.П. Фinitные функции в физике и технике. М.: Наука. 1971. 408 с.
8. Кириллов С.Н., Дмитриев В.Т. Реализационные возможности и помехоустойчивость процедуры восстановления сигналов на основе алгоритма Хургина-Яковлева. Радиотехника. 2003. №1. С. 73-75.
9. Бабкин В.В., Ланнэ А.А., Шантала В.С. Оптимизационная задача выбора речевого и канального кодирования. Материалы международной конференции DSPA-2005. Москва 2005. С. 345-347.
10. Помехоустойчивые кодеки – будущее цифровой телефонии [Электронный ресурс]. URL: <https://www.osp.ru/nets/1997/10/142940/>
11. Кириллов С.Н., Дмитриев В.Т., Крысяев Д.Е., Попов С.С. Исследование качества передаваемой речевой информации при различном сочетании алгоритмов кодирования источника и канала связи в условиях действия помех. Вестник РГРТУ 2008 № 1 (Выпуск 23). С. 53-56.
12. ГОСТ Р 50840-95. Передача речи по трактам связи. М.: Госстандарт России, 1995. 180 с.
13. Дмитриев В.Т., Константинова Алгоритм комплексной оценки качества речи в канале связи. Вестник РГРТУ. 2016. № 56. С.42-47.
14. Кириллов С.Н., Дмитриев В.Т. Комплексный алгоритм объективной оценки качества декодированного речевого сигнала при действии акустических помех. Труды СПИИРАН 2018. №1. С. 34-55.
15. Кириллов С.Н., Дмитриев В.Т., Картавенко Я.О. Алгоритм объективной оценки качества декодированного речевого сигнала на основе изменения спектральной динамики критических полос спектра. Вестник РГРТУ. 2011. № 37. С. 3-7.
16. Дмитриев В.Т. Помехоустойчивость кодеков речи на основе алгоритма Хургина-Яковлева. Вестник РГРТА № 12, 2003 С.133-136.
17. Кириллов С.Н., Дмитриев В.Т. Устойчивость первичных кодеков речевых сигналов на основе представления Хургина-Яковлева к действию акустических шумов. Вестник РГРТУ. 2019. № 3. С.17-25.

НОВЫЕ КНИГИ

Фильтрация и спектральный анализ радиосигналов. Алгоритмы. Структуры. Устройства. Под ред. Ю.В. Гуляева: Монография.
М.: Изд-во Радиотехника, 2020 г. - 504 с.: ил.

Рассмотрены устройства на поверхностных и объемных акустических волнах. Приведены принципы построения акустооптических Фурье-процессоров, даны методики их описания и характеристики. Синтезированы алгоритмы многоканальных частотных дискриминаторов, имеющих широкую дискриминационную характеристику с большой зоной линейности, что повышает точность измерения частоты радиосигналов, а также стабильность работы следящих измерителей частоты при интенсивных воздействиях помех. Обобщены результаты математического моделирования и экспериментальных исследований волноводных СВЧ-фильтров и мультиплексоров X-диапазона частот на основе прямоугольных и круглых волноводов. Показано, что устройства предназначены для работы в составе негерметизированных радиоэлектронных комплексов спутниковых систем космической связи. Исследованы двумерные периодические структуры в виде перфорированных тонких металлических экранов, малые размеры и масса которых делают их технологически привлекательными в технике миллиметрового и субмиллиметрового диапазонов.

Представленные известные и оригинальные авторские решения по широкому спектру вопросов проектирования устройств селекции могут быть полезны широкому кругу научных работников и инженеров, специализирующихся в области проектирования фильтров и аналоговых Фурье процессоров.



ПОДВОДНЫЙ БЕСПРОВОДНЫЙ ОПТИЧЕСКИЙ КАНАЛ С ДВУХЦВЕТНОЙ СХЕМОЙ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ

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

UNDERWATER WIRELESS OPTICAL CHANNEL WITH BI-COLOR DATA TRANSMISSION SCHEME

Dmitriev V.T., Aronov L.V.

The article proposes to use a two-color data transmission scheme based on NDB4116 and NDA4216 semiconductor laser LEDs in an underwater wireless optical channel to increase the range. Computer modeling has shown that the gain in distance ranges from 1.6 % to 5.6 % for given initial data, however, a twofold increase in throughput is possible. It is proposed to use this property to increase the rarefaction of video data streams transmitted over an underwater wireless optical channel, and also to use an optical transmitter based on a 473 nm laser as a service or reverse low-speed channel. Brief recommendations are given to improve the efficiency of the proposed scheme.

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

Основным недостатком подводного беспроводного канала передачи данных является значительная величина коэффициента ослабления, который, с учётом геометрических потерь и мутности воды может достигать нескольких дБ/м [1]. В результате с увеличением дальности передачи данных падает пропускная способность подводного канала, при этом увеличение концентрации хлорофилла и органических взвесей также приводит к дополнительному ослаблению, и как следствие, снижению скорости передачи данных. Основное назначение беспроводного оптического канала на основе полупроводникового лазера в условиях морской среды – передача потоков видеоданных в реальном масштабе времени. Например, для целей управления автономным необитаемым подводным аппаратом (АНПА) достаточно скорости до 3 кбит/с, что может быть обеспечено обычным гидроакустическим каналом передачи данных, с помощью серийно производимых модемов и аппаратуры акустической связи. [2]. Однако дистанционное управление подводными беспилотниками требует наличия высокоскоростного канала, обеспечивающего передачу потоков видеоданных в реальном масштабе времени, в интересах передачи информации с бортовых камер АНПА на пункт управления, в роли которого может выступать буй, маяк или другой погруженный подводный аппарат, пилотируемый или необитаемый [3].

Скорость передачи видеопотока стандартной четкости с разрешением 720x480@15 (максимальное количество кадров в секунду – 15) составляет не менее

В статье предложено использовать двухцветную схему передачи данных на основе полупроводниковых лазерных светодиодов NDB4116 и NDA4216 в подводном беспроводном оптическом канале, в увеличении дальности. Компьютерное моделирование показало, что выигрыш по расстоянию составляет от 1,6 % до 5,6 % при заданных исходных данных, однако при этом возможен двухкратный рост пропускной способности. Предложено использовать это свойство для увеличения разрежения передаваемых по подводному беспроводному оптическому каналу потоков видеоданных, а также использовать оптический передатчик на основе 473 нм лазера в качестве служебного или обратного низкоскоростного канала. даны краткие рекомендации по повышению эффективности предложенной схемы.

4 Мбит/с. Применяя помехоустойчивое кодирование возможно обеспечить передачу данных с заданной скоростью на расстояние до 180 метров, однако следует учитывать, что уменьшение кодовой скорости связано с расширением полосы канала, в результате на фотоприёмнике уменьшается отношение сигнал-шум, поэтому данный метод работает в определённых рамках, применительно к условиям распространения сигнала и у учётом вида кодирования [4]. Очевидный способ, увеличение мощности ограничен излучаемой мощностью серийно выпускаемых полупроводниковых лазеров, оптической прочностью линз оптической системы и требованиями по энергоэффективности, связанными с ограниченными возможностями бортового источника питания. Таким образом для увеличения дальности передачи потоков видеоданных нужны аппаратные технические решения, одним из которых может быть использование многоцветной схемы передачи данных. При этом поток видеоданных разбивается на два потока, которые передаются отдельно лазерами разных длин волн, а на приёмном конце принятые потоки объединяются в один.

Целью работы является исследование двухцветной схемы передачи данных в подводном беспроводном

оптическом канале, определение максимальной дальности передачи без кодирования и сравнение со стандартной одноцветной схемой.

Структурная схема двухцветного подводного беспроводного оптического канала

Рассмотрим возможную структуру подводного беспроводного оптического канала передачи данных с двумя полупроводниковыми лазерами разных длин волн. Схема подразумевает необходимость размещения на борту АНПА двух оптических передатчиков, которые целесообразно сделать с отдельными линзами. Приёмная часть также должна включать два оптических приёмника с отдельными линзами, при этом вследствие расхождения и рассеяния, при достаточно большом расстоянии, оба приёмника окажутся в зоне пятна, образованного пересечением лучей оптических передатчиков (рис. 1).

В общем случае угол рассеяния лазерного пучка в морской воде зависит от ряда параметров: глубины, температуры, солёности, длины волны и т.д. Расчёты показывают, что на расстоянии $L = 50$ м средний угол рассеяния составит $\theta = 0,9^\circ$, а радиус пятна, образованного срезом лазерного луча на данном расстоянии составляет $R_{\text{луч}} = 1,58$ м [5, 6]. Таким образом, если взять линзы диаметром 5 см и расположить их в пределах 5 см друг от друга, оба оптических приёмника окажутся в зоне одновременного действия двух оптических передатчиков. Однако в таком случае необходимо до-

полнительно добавить светофильтры на соответствующие длины волн, при этом структурная схема примет вид, показанный на рис. 2.

В качестве источников излучения выберем лазерные светодиоды NDB4116 и NDA4216 с мощностью оптического излучения 100 мВт, имеющих близкую длину волны, 445 нм и 473 нм соответственно. Эти длины волны соответствуют синему диапазону и близки к оптимальному значению для прозрачного моря [6]. Основной технической проблемой для, представленной на рис. 2 является необходимость разделения на приёмной стороне двух близко расположенных оптических несущих. Выполнить это возможно с помощью светофильтров, например, серийно производимых GCC-2021. К достоинствам данных устройств можно отнести узкополосность: полуширина спектра подавления составляет 10 ± 2 нм, при максимальном отклонении длины волны ± 2 нм от центральной. Коэффициент подавления составляет 0,01 %, а коэффициент прохождения светофильтра не менее $\tau_{\text{сф}} \geq 0,85$. Таким образом вносимые потери мощности не превышают 0,7 дБ.

С учётом того, что разнос длин волн, выбранных лазерных светодиодов составляет 28 нм. Для более подробного анализа представим параметры лазерных светодиодов и соответствующих им светофильтров в виде табл. 1.

Проанализируем данные табл., светофильтр GCC-202101 имеет центральную длину волны 442 нм, с учётом возможного отклонения характеристик его полоса может составлять 430-454 нм, а светофильтр GCC-202102 с

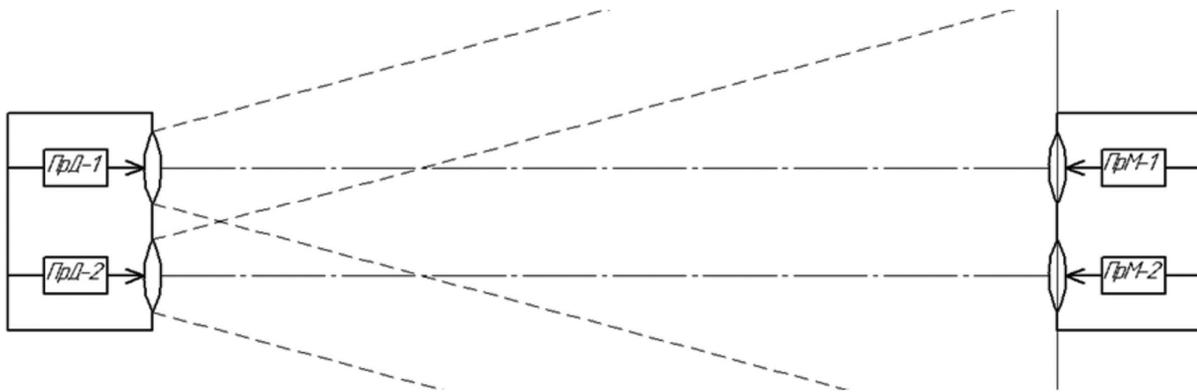


Рис. 1. Ход лучей и относительное расположение приемников и передатчиков

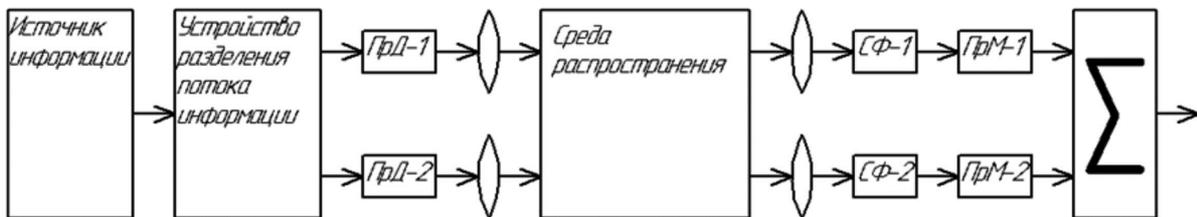


Рис. 2. Структурная схема подводного беспроводного оптического канала передачи данных на основе двух полупроводниковых лазеров с разными длинами волн

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

Светодиод	Длина волны λ , нм			Светофильтр	
	min	средняя	max	Марка	λ , нм
NDB4116	440	445	450	GCC-202101	442
NDA4116	468	473	478	GCC-202102	470

центральной длиной волны 470 нм может иметь разброс 458-482 нм. Таким образом минимальное возможное расстояние между полосами светофильтров по половинной ширине спектра составит 4 нм. Оба светофильтра включают в себя весь возможный разброс длин волн для соответствующего лазерного светодиода. При этом минимально возможное расстояние между границами спектров полупроводниковых лазеров NDB4116 и NDA4216, исходя из их характеристик, составит 18 нм. Эту величину можно считать защитным интервалом т.к. фактически большего сближения спектров оптических сигналов в данном случае невозможно.

Выбор исходных данных моделирования и расчёт предельной дальности

В качестве фотоприёмника выбран фотодиод S5973-02, обладающий равномерной кривой чувствительности во всём видимом диапазоне длин волн (рис. 3).

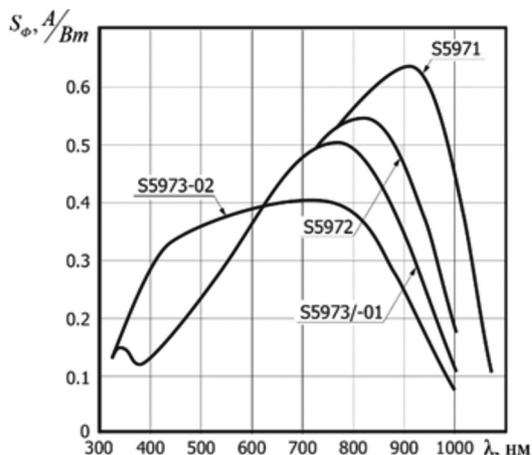


Рис. 3. Кривая чувствительности фотодиодов семейства S597х

Характеристики фоточувствительности приведены при температуре р-п – перехода $T = 298K$. Кроме того фотодиод S5973-02 способен обеспечить электрическую ширину полосы частот оптического приёмника до 1 ГГц и обладает наименьшим темновым током среди фотодиодов семейства $S597 \times (I_D \leq 0,1 \text{ нА})$. Фоточувствительность на рабочих длинах волн лазерных светодиодов NDB4116 и NDA4216 в среднем равна

$S_\phi = 0,35 \text{ А/Вт}$. Пороговая мощность, $P_{\text{ПОР}}$ равна:

$$P_{\text{ПОР}} = \frac{I_D}{S_\phi} = \frac{0,1 \cdot 10^{-9}}{0,35} \approx 0,3 \text{ нВт или } -95 \text{ дБВт}$$

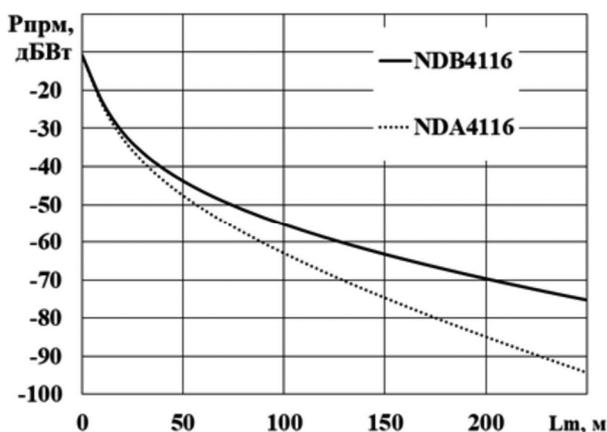
Коэффициенты пропускания линз оптической системы передатчика и приёмник примем равными 0,9, сопротивление нагрузки (входное сопротивление трансимпедансного усилителя) $R_L = 10 \text{ кОм}$, а диаметр линз оптического приёмника и оптического передатчика – 0,05 м.

Скорость передачи данных R_0 связана с шириной полосы пропускания канала B [7]: $R_0 \leq B / 3$.

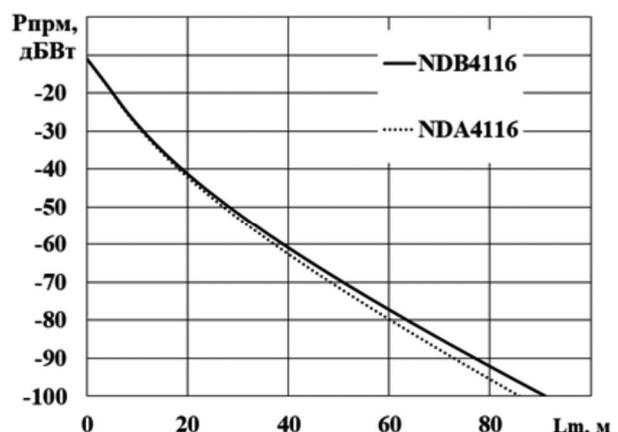
При передаче видеоизображения стандартной чёткости 720x480@15 (разрешение 720x480 точек, максимальное количество кадров в секунду – 15) требуемая пропускная способность канала передачи данных 4 Мбит/с. Проведем расчёт принятой мощности, согласно методике и алгоритму изложенному в работах [3, 4] (рис. 4). Анализ полученных результатов показывает, что в воде типа «прозрачное море» лазерный светодиод NDB4116 который достигает пороговой мощности – 95 дБВт на расстоянии более 250 метров. А NDA4116 – на расстоянии 225 метров. В воде типа «чистый океан», при замутненности 0,3 мг/м³ оба лазерных светодиода способны обеспечить пороговую мощность на расстоянии 80±3 метра, т.е. зависимость затухание от расстояния примерно одинаковая. Нужно учитывать, что обеспечение скорости передачи данных требует мощности существенно превышающей порог чувствительности фотодетектора оптического приёмника.

Приняв допустимую величину вероятности битовой ошибки $BER \leq 10^{-6}$ оценим предельную дальность для оптических передатчиков на основе полупроводниковых лазеров NDB4116 и NDA4216 при текущих параметрах моделирования для канала с кодоимпульсной модуляцией по интенсивности, используя методику расчёта описанную в работе [3]. Результаты расчёта вероятности битовой ошибки при фиксированной скорости 4 Мбит/с приведены на рис. 5.

В «прозрачном море» дальность связи составит 190 м для полупроводникового лазера NDB4116 и 123 м для полупроводникового лазера NDA4216. Таки образом, на длине волны 445 нм дальность передачи данных



а) «прозрачное море»



б) чистый океан

Рис. 4. Принятая мощность для вод

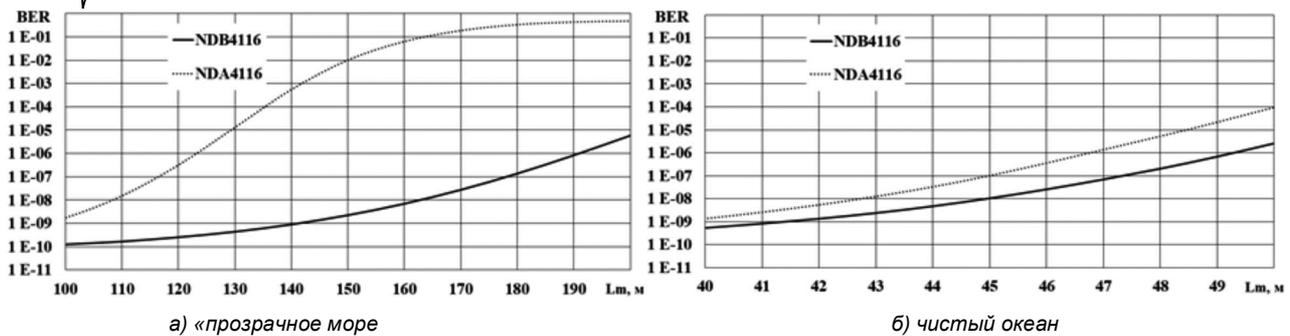


Рис. 5. Вероятность битовой ошибки для скорости 4 Мбит/с в воде

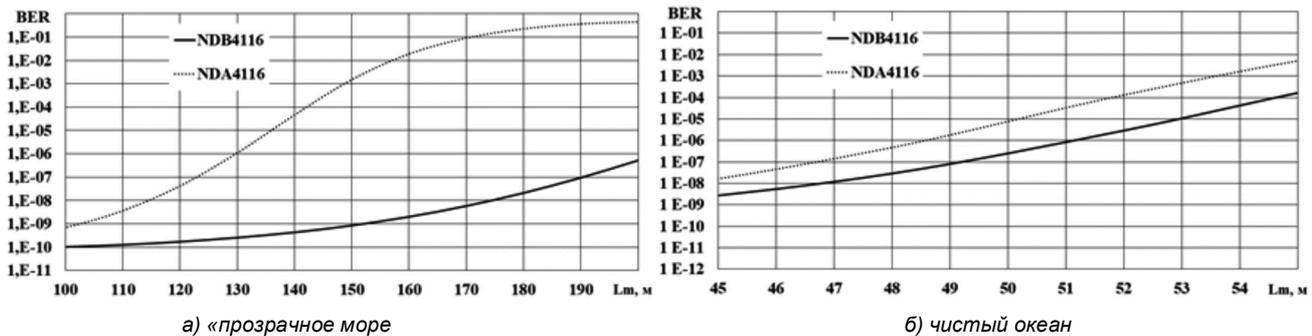


Рис. 6. Вероятность битовой ошибки для скорости 2 Мбит/с в воде

на 54 % выше, чем на длине волны 473 нм, при заданных параметрах моделирования. В воде типа «чистый океан» дальность действия подводного беспроводного оптического канала передачи данных будет различаться на 6,5 %, а формы зависимостей вероятности битовой ошибки от расстояния близки между собой, при этом дальность связи уменьшится в 2,6 раза. Аналогичные закономерности при приёме наблюдаются и для скорости 2 Мбит/с (рис. 6).

Здесь уменьшение скорости в 2 раза даёт увеличение дальности на 1,6 % для полупроводникового лазера NDB4116 и 5,6 % м для полупроводникового лазера NDA4216 в воде типа «прозрачное море». В случае более мутной воды типа «чистый океан», выигрыш по расстоянию составит 3 % и 5,4 % соответственно.

Заключение

Результаты исследований, проведенных в настоящей статье, показывают, что уменьшению скорости не даёт значимого выигрыша по расстоянию, кроме того характеристики канала с расщеплённым видеопотоком существенно отличаются в прозрачной и замутнённой воде. Однако возможно использовать обе ветви двухцветного канала для увеличения скорости передачи данных, и как следствие, увеличения разрешения передаваемого видеоизображения. В сочетании с другими методами увеличения дальности связи, в частности применением помехозащищённого кодирования [4, 8] данный метод может быть более эффективен, но этот вопрос нуждается в отдельных исследованиях.

В случае низкой мутности воды, близких к типу «прозрачное море» канал 473 нм может играть роль служебного канала для передачи дополнительной телеметрической и служебной информации, а также возможно использование его в качестве обратного служебного канала. Это потребует минимальных аппаратных затрат в виде введения светофильтров, что приведёт также к снижению энергетического бюджета примерно на 0,7 дБ. Однако, что касается двухцветной схемы передачи, то в

текущем виде она способна дать увеличение пропускной способности, но не дальности. Причем для мутной воды возможно двукратное увеличение пропускной способности подводного беспроводного оптического канала передачи данных.

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

Литература

- 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.
- Вершинин А.С. Сравнительный анализ гидроакустических модемов / А.С. Вершинин. Молодой ученый. 2015. № 12 (92). С. 156-161. URL: <https://moluch.ru/arc-hive/92/19982/> (дата обращения: 27.04.2021)
- Кириллов С.Н. Пропускная способность подводного оптического канала передачи информации с кодоимпульсной модуляцией по интенсивности. Вестник РГРТУ. 2020. № 4 (74). С. 3-13. DOI:10.21667/1995-4565-2020-74-3-13к.
- Аронов Л.В. Коды Рида-Соломона в подводном оптическом канале передачи информации с кодоимпульсной модуляцией по интенсивности. Вестник РГРТУ 2021. № 4 (78). С. 12-20. DOI: 10.21667/1995-4565-2021-78-12-20
- Аронов Л.В. Геометрические потери в подводном канале передачи информации на основе источника когерентного оптического излучения. Современные технологии в науке и образовании – СТНО-2019: сб. тр. междунар. науч.-техн. и науч.-метод. конф.: в 10 т. / под общ. ред. О.В. Миловзорова. Рязань: Рязан. гос. радиотехн. ун-т, 2019; Рязань. С. 118-121.
- Кириллов С.Н. Определение характеристик подводного открытого оптического канала передачи информации на больших глубинах. Вестник РГРТУ 2018. № 1 (63). С. 40-48.
- Баскаков С.И. Радиотехнические цепи и сигналы. 3-е изд. М.: Высшая школа, 2000. 462 с.
- 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.

ИМИТАЦИОННОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ КАЛИБРОВКИ ИМПУЛЬСНОГО РЕФЛЕКТОМЕТРИЧЕСКОГО УРОВНЕМЕРА С ПОМОЩЬЮ РЕПЕРНЫХ МЕТОК

Корячко В.П., д.т.н., профессор, заведующий кафедрой САПР РГРТУ, koryachko.v.p@rsreu.ru
Румянцев С.С., начальник отдела обеспечения ГОЗ АО «Моринсис-Азам-КИП», R0806rus@yandex.ru
Аронов Л.В., доцент кафедры РЭС РГРТУ, e-mail: aronov.l.v@rsreu.ru

THE MODEL WITH CALIBRATION A PULSE REFLECTOMETRIC LEVEL GAUGE USING REFERENCE MARKS

Koryachko V.P., Romyancev S.S., Aronov L.V.

In order to control the coolant level in the primary circuit of a nuclear power plant, it is proposed to use pulsed reflectometric level gauges. In this article, a method for calibrating a sensitive element based on reference marks is substantiated, which makes it possible to level the influence of temperature from 277 K to 523 K and pressure from 0.1 to 25 MPa. Various designs of labels are considered, their advantages and disadvantages are described. A computer simulation of a pulsed reflectometric level gauge was performed using the SimInTech dynamic simulation environment. The simulation results, including the appearance of the reflectogram, correspond to theoretical assumptions. The resulting model allows optimization to select the parameters of the fiducial marks, and can be extended to study additional inhomogeneities in the sensitive element of a pulsed reflectometric level gauge.

Key words: reflectometric level gauge, pulsed reflectometer, mathematical model, nuclear power plant, computer model, SimInTech.

Ключевые слова: рефлектметрический уровнемер, импульсный рефлектметр, математическая модель, ядерная энергетическая установка, компьютерная модель, SimInTech.

Введение

Существуют различные способы измерить уровень жидкости в ёмкостях промышленного оборудования, технологических установок, хранилищ и т.д. Выбор и применение конкретного метода зависит от особенностей решаемой задачи, например, высокая температура, агрессивность среды, радиоактивность, вязкость, токсичность, высокое давление и прочие факторы. Первый контур ядерной энергетической установки омывает непосредственно активную зону реактора, поэтому для теплоносителя (дистиллированной воды) характерны высокая температура от 277 К до 523 К, большой разброс давления от 0,1 до 25 МПа, экстремальный уровень радиации, причем не только в самом контуре, но и снаружи вблизи его конструктивных элементов. Применение обычных поплавковых датчиков в такой ситуации невозможно, так как они требуют периодического обслуживания и могут разрушаться. Для агрессивных сред обычно применяются бесконтактные датчики, ультразвуковые, радиолокационные и рефлектметрические. Ультразвуковые уровнемеры имеют ряд ограничений, в частности не работают в условиях высоких температур и давлений [1]. Радиолокационные датчики эффективны для агрессивных сред [2-4], однако подразумевают нахождение электронной части непосредственно на ёмкости, к которой он крепиться, что в свою очередь требует герметичного крепления в условиях высокого давления и защиту электроники от высокой температуры. Кроме того,

В интересах контроля уровня теплоносителя в первом контуре ядерной энергетической установки предложено использовать импульсные рефлектметрические уровнемеры. В настоящей статье обоснован метод калибровки чувствительного элемента на основе реперных меток, позволяющий нивелировать влияние температуры от 277 К до 523 К и давления от 0,1 до 25 МПа. Рассмотрены различные конструкции меток, описаны их достоинства и недостатки. Выполнено компьютерное моделирование импульсного рефлектметрического уровнемера, с использованием среды динамического моделирования SimInTech. Результаты моделирования, в том числе внешний вид рефлектграммы, соответствуют теоретическим предположениям. Полученная модель позволяет провести оптимизацию, для выбора параметров реперных меток, и может быть расширена для исследования дополнительных неоднородностей в чувствительном элементе импульсного рефлектметрического уровнемера.

высокий уровень радиации приведёт к отказу и разрушению электрической части. Возможным вариантом является использование конструкции, описанной в работе [2], но при этом возникает техническая проблема ввода в чувствительный элемент зондирующих импульсов сверхвысокой частоты и герметизации.

Импульсные рефлектметрические уровнемеры, предназначенные для измерения уровня воды в первом контуре ядерной энергетической установки, обладают рядом достоинств по сравнению с другими методами. Данные устройства надежны, способны работать в условиях высоких температуры и давления, устойчивы к воздействию жесткого ионизирующего излучения. Измерение уровня воды происходит бесконтактно, что позволяет вынести электронную часть импульсного рефлектметрического уровнемера в отдельное помещение, тем самым избавив его от влияния радиации, одновременно

с этим упрощается техническое обслуживание.

Главный недостаток рассматриваемого способа измерения – влияние температуры и давления на точность измерения уровня жидкости, вследствие изменения относительной диэлектрической проницаемости, от которой зависит скорость распространения зондирующих импульсов [6]. Выходом из данной проблемы может быть установка датчиков температуры и давления внутри ёмкости с теплоносителем, либо калибровка с использованием реперных меток, расположенных в чувствительном элементе импульсного рефлектометрического уровнемера.

Целью работы является исследование различных вариантов конструктивной реализации реперных меток и определение их параметров.

Математическое обоснование калибровки чувствительного элемента по реперным меткам

Чувствительный элемент импульсного рефлектометрического уровнемера для измерения уровня воды в первом контуре ядерной энергетической установки представляет собой жёсткую коаксиальную линию длиной 6 м, в которой роль внешней металлизации играет трубка из нержавеющей стали или титана с внутренним диаметром 21 мм, а внутренний проводник представляет собой полнотелый металлический стержень диаметром 6 мм. На конце чувствительного элемента располагается короткозамыкающая шайба, а волновое сопротивление при воздушном заполнении 75 Ом. В процессе эксплуатации чувствительный элемент можно разделить на затопленную часть длиной l_3 и незатопленную l_{H3} участка чувствительного элемента датчика импульсного рефлектометрического уровнемера, с учётом того, что скорость распространения сигнала v_n равна [7]:

$$v_n = c / \sqrt{\varepsilon}. \quad (1)$$

где $c = 3 \cdot 10^8$ м/с – скорость света в вакууме, а ε – относительная диэлектрическая проницаемость.

Определяется по формулам [7]:

$$\begin{aligned} l_3 &= \tau_3 \cdot c / \sqrt{\varepsilon_3}; \\ l_{H3} &= \tau_{H3} \cdot c / \sqrt{\varepsilon_{H3}}, \end{aligned} \quad (2)$$

где τ_3 – время прохождения затопленного участка чувствительного элемента импульсного рефлектометрического уровнемера, с; τ_{H3} – время прохождения незатопленного участка чувствительного элемента импульсного рефлектометрического уровнемера, с; ε_3 – относительная диэлектрическая проницаемость затопленного участка чувствительного элемента импульсного рефлектометрического уровнемера; ε_{H3} – относительная диэлектрическая проницаемость незатопленного участка чувствительного элемента импульсного рефлектометрического уровнемера.

Скорость распространения зондирующего сигнала уменьшается, пропорционально, зависящему от относительной диэлектрической проницаемости, коэффициенту замедления равному $1/\sqrt{\varepsilon}$ [7]. В результате настоя-

щие длины затопленного l_3^* и незатопленного l_{H3}^* участков чувствительного элемента могут отличаться от измеренных, так как расчётные диэлектрические проницаемости затопленного ε_3^* и незатопленного ε_{H3}^* участков тоже отличны от реальных. В таком случае, погрешность измерения длин затопленного Δl_3^* и незатопленного Δl_{H3}^* участков составит:

$$\begin{aligned} \Delta l_3 &= |l_3 - l_3^*|; \\ \Delta l_{H3} &= |l_{H3} - l_{H3}^*|. \end{aligned} \quad (3)$$

Допустим у нас есть две реперные метки, причём первая отстоит от изолятора в начале чувствительного элемента на длину l_1 , а вторая от короткого замыкания на длину l_2 . Расположение меток выбирается так, чтобы первая метка с большой вероятностью находилась в незатопленной части, а вторая в затопленной. При этом измеряться может как длина затопленной части, так и длина незатопленной. Для проведения калибровки выполняется измерение скорости распространения зондирующего сигнала на этих участках с известной заранее длиной.

Реперные метки позволяют выполнить измерение скорости распространения сигнала в затопленном v_3 и незатопленном v_{H3} участке чувствительного элемента импульсного рефлектометрического уровнемера, на основе известных длин отрезков l_1 и l_2 , ограниченных реперными метками:

$$\begin{aligned} v_3^* &= c / \sqrt{\varepsilon_3^*} = l_2 / \tau_2; \\ v_{H3}^* &= c / \sqrt{\varepsilon_{H3}^*} = l_1 / \tau_1, \end{aligned} \quad (4)$$

где τ_1 – время прохождения первого реперного отрезка, с; а τ_2 – время прохождения второго реперного отрезка, с.

После проведения калибровки, длины затопленного l_3 и незатопленного l_{H3} участка чувствительного элемента определяются по формулам:

$$\begin{aligned} l_3 &= \tau_3 v_3^* = \tau_3 \cdot l_2 / \tau_2; \\ l_{H3} &= \tau_{H3} v_{H3}^* = \tau_{H3} \cdot l_1 / \tau_1. \end{aligned} \quad (5)$$

В результате применения данного метода компенсации влияния колебаний температуры и давления на относительную диэлектрическую проницаемость теплоносителя и сухого пара в ёмкости первого контура ядерной энергетической установки отпадает необходимость установки дополнительных датчиков температуры и давления. Затопление или осушения обоих меток возможно обнаружить по рефлектограмме и внести соответствующие поправки в алгоритм калибровки, однако в любом случае хотя бы одна метка будет затоплена или осушена полностью, что позволит осуществлять калибровку независимо от уровня теплоносителя.

Конструктивное исполнение реперных меток в чувствительном элементе

Рассмотрим возможные варианты конструктивного исполнения реперных меток для калибровки чувствительного элемента рефлектометрического уровнемера.

Волновое сопротивление коаксиального фидера рассчитывается по формуле [7]:

$$Z_B = \frac{60}{\sqrt{\varepsilon}} \ln \frac{D}{d}, \quad (6)$$

где D – внутренний диаметр внешнего проводника коаксиальной линии, м; d – диаметр внутреннего проводника коаксиальной линии, м.

Создание неоднородности – реперной метки, путём изменения волнового сопротивления, можно осуществить либо сужением внешней части чувствительного элемента (рис. 1), либо расширением внутреннего проводника (рис. 2).

Возникшая в результате неоднородность на i -м отрезке чувствительного элемента имеет коэффициент отражения R_i , которой определяется по формуле [7]

$$R_i = \frac{Z_{i+1} - Z_i}{Z_{i+1} + Z_i}, \quad (7)$$

Из выражения два следует, что задав желаемый коэффициент отражения R_i можно переделить сопротивление реперной метки по формуле:

$$Z_{i+1} = Z_i \frac{(R_i + 1)}{(1 - R_i)}. \quad (8)$$

От коэффициента отражения зависит амплитуда отраженной волны, которая впоследствии отобразится на рефлектограмме в виде эхо-сигнала, однако нужно учесть, что коэффициент прохождения сигнала T_i через неоднородность равен

$$T_i = 1 - |R_i|. \quad (9)$$

Из этого следует, что коэффициент отражения следует подбирать с учётом последующих за реперной меткой неоднородностей, а задача по его определению – является задачей многокритериальной оптимизации, в которой, в первом приближении, следует учесть амплитуды волны, отраженной от каждого участка. Более подробный анализ может также учитывать коэффициенты отражения отраженных волн со стороны конца чувствительного элемента. В случае больших значений коэффициентов отражения сделать это целесообразно, так как эхо-сигналы могут теряться в процессе обратного прохождения или возникать ложные отражения.

На основе изложенного вытекает недостаток предложенной конструкции, реперная метка (рис. 1, 2) состоит из 2-х неоднородностей в начале и конце метки. Вследствие этого происходит двойное отражение, а фактический коэффициент прохождения равняется $(1 - |R_i|)^2$.

На практике это означает с одной стороны уменьшение амплитуды сигнала, прошедшего через реперную метку, и как следствие, амплитуд всех последующих эхо-сигналов. С другой стороны, два близко расположенных отражения могут создать неопределенность при измерении скорости в процессе калибровки, внося дополнительную погрешность измерения на величину длины метки. Устранить этот недостаток можно введя протяжённую реперную метку, образованную сужением внешней части (рис. 3) либо расширением внутреннего проводника (рис. 4) чувствительного элемента, где фактической меткой-неоднородностью является граница начала и окончания сужения или расширения внутренней полости чувствительного элемента.

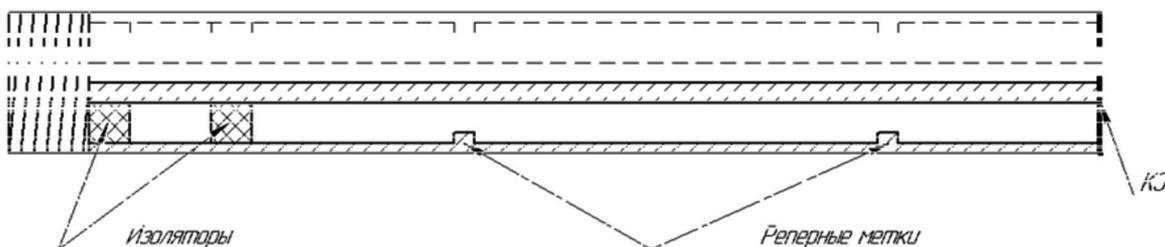


Рис. 1. Реперная метка, образованная сужением внутреннего диаметра корпуса чувствительного элемента

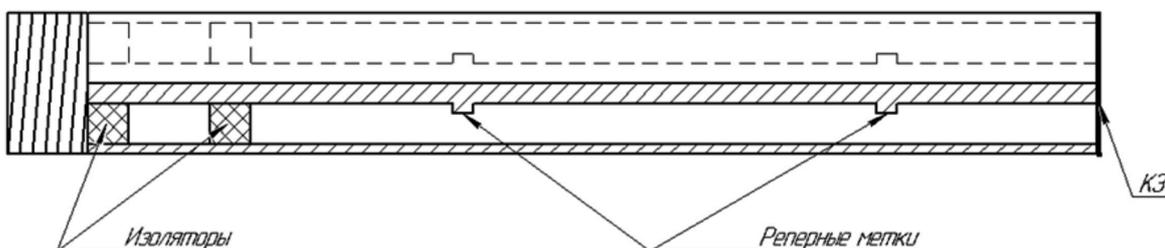


Рис. 2. Реперная метка, образованная расширением внутреннего проводника

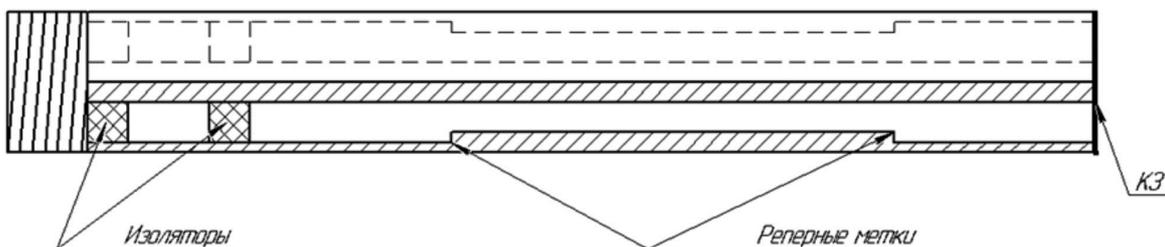


Рис. 3. Реперная метка в виде сплошного сужения внутреннего диаметра корпуса чувствительного элемента

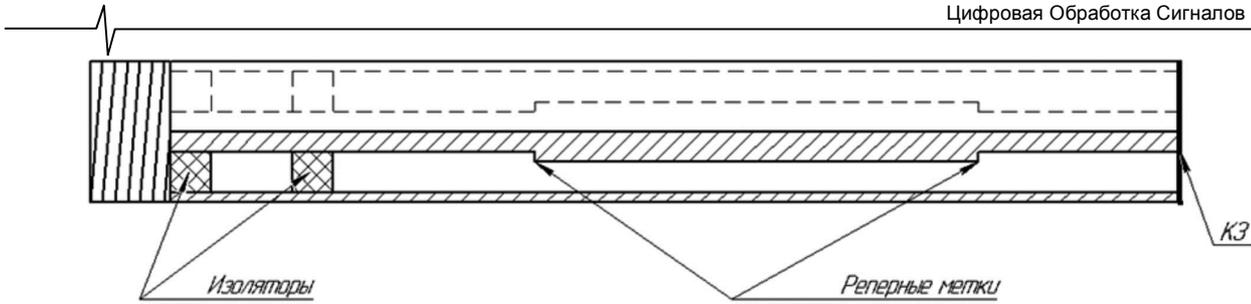


Рис. 4. Реперная метка в виде сплошного расширения внешнего проводника

В этом случае имеет место рефлектограмма не будет иметь сдвоенного эхо-сигнала на границе реперной метки, а энергетические характеристики системы в целом улучшатся, за счёт увеличения коэффициента прохождения через неоднородность.

Математическая модель чувствительного элемента с реперными метками

Однородный отрезок чувствительного элемента импульсного рефлектометрического уровнемера, имеющий неизменные электрические параметры вдоль своей длины и граничащий с другими отрезками можно представить в виде линии, которая характеризуется временной задержкой и потерями, с неоднородностью на конце.

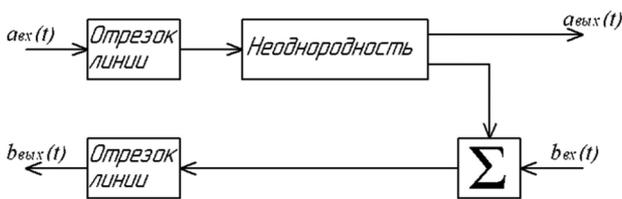


Рис. 5. Модель отрезка линии с неоднородностью на конце

Каждый *i*-й отрезок чувствительного элемента импульсного рефлектометрического уровнемера характеризуется входной $a_{вхi}$ и выходной $a_{выхi}$ падающими и входной $b_{вхi}$ и выходной $b_{выхi}$ отраженными волнами, которые вычисляются согласно выражению:

$$\begin{cases} a_{выхi}(t) = V_i T_i a_{вхi}(t - \tau_i); \\ b_{выхi}(t) = V_i^2 R_i a_{вхi}(t - 2\tau_i) + V_i T_i b_{вхi}(t - \tau_i), \end{cases} \quad (10)$$

где V_i – коэффициент передачи *i*-го участка импульсного рефлектометра; T_i – коэффициент прохождения на границе раздела *i*-го и *i* + 1-го участка импульсного рефлектометра; R_i – коэффициент отражения на границе раздела *i*-го и *i* + 1-го участка импульсного рефлектометра; τ_i – задержка распространения сигнала в *i*-м участке импульсного рефлектометра, с.

Коэффициент передачи *i*-го отрезка чувствительного элемента импульсного рефлектометрического уровнемера V_i определяется по формуле:

$$V_{ли} = 10^{-\frac{\alpha_i l_i}{20}}, \quad (11)$$

где α_i – коэффициент затухания, дБ/м; l_i – длина *i*-го участка импульсного рефлектометра, м;

Задержка распространения сигнала τ_i равна

$$\tau_i = l_i / v_i, \quad (12)$$

где v_i – скорость распространения сигнала на *i*-м

участке импульсного рефлектометра, м/с.

Непосредственно чувствительный элемент и СВЧ-тракт импульсного рефлектометрического уровнемера моделируется путём комбинации отрезков, показанных на рис. 5, с соответствующим выбором параметров.

Результаты компьютерного моделирования чувствительного элемента

Построение компьютерной модели элементов СВЧ-тракта связано с использованием средств автоматического проектирования или специализированных программных продуктов, схмотехнических, таких как Microwave Office [8, 9], программ полного электродинамического моделирования, например, CST Microwave Studio [10], или сред динамического моделирования технических систем, таким как SimInTech [11]. В данном случае моделирование произведено в среде SimInTech – специализированного программного обеспечения, предназначенного для разработки математических моделей, алгоритмов управления, интерфейсов управления. Отрезок линии с неоднородностью на конце описывается визуально, с помощью блок-схемы и модель, показанная на рис. 5, построенная в среде SimInTech приведена на рис. 6.

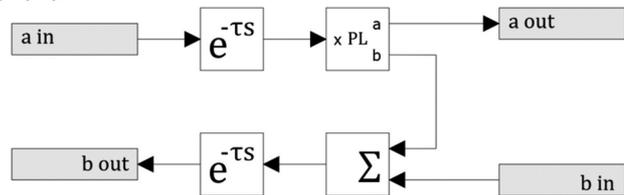


Рис. 6. Модель отрезка линии с неоднородностью на конце построенная в среде SimInTech

В данной модели падающая волна с входа попадает на блок идеального транспортного запаздывания, а затем поступает на блок разделяющий волну на прошедшую и отражённую. В результате часть волны проходит на выход, а часть суммируется с отраженной волной с последующего отрезка и поступаая на блок идеального транспортного запаздывания в обратном направлении. Модель чувствительного элемента в составе СВЧ-тракта импульсного рефлектометрического уровнемера, выполненная в среде динамического моделирования SimInTech, оказана на рис. 7.

Здесь 7 – участок между изолятором и первой реперной меткой, 8 – оставшаяся незатопленная часть чувствительного элемента, 9 – затопленная часть чувствительного элемента до второй реперной метки, 10 – участок между второй реперной меткой и концом чувствительного элемента.

Примем отклонения сопротивление на неоднородно-

стях СВЧ-тракта равным 5 %, тогда рефлектограмма, без реперных меток, построенная для уровня теплоносителя 2 метра (чувствительный элемент затоплен на 2 метра), примет вид, показанный на рис. 8.

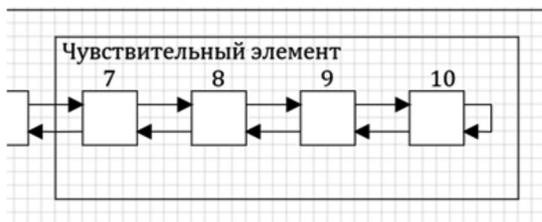


Рис. 7. Модель чувствительного элемента (фрагмент модели СВЧ-тракта) импульсного рефлектометрического уровнемера

Отметим что первые два пика соответствующие переходной муфте и пики с 3-й по 6-й. соответствующие изоляторам образованы неоднородностями с коэффициентом отражения, модуль которого равен 0,025. Коэффициент отражения эхо-сигнала равен -0,8, а коэффициент отражения от конца чувствительного элемента – -1. Посмотри на рефлектограмму с двумя реперными метками, расположенными на расстоянии 1 метр от начала и от конца чувствительного элемента импульсного рефлектометрического уровнемера (рис. 9).

Параметры СВЧ-тракта в этом случае те же, при этом коэффициент отражения от первой реперной метки (M1) равен 0,1, а от второй (M2) – 0,5. Видно, что большой коэффициент отражения не означает большую амплитуду, так как имеют место потери в линии, а кроме того часть энергии отражается, что автоматически уменьшает амплитуды последующих отражений от не-

однородностей. Данное явление согласуется с теоретическими выкладками и отсюда следует необходимость многокритериального подхода для выбора оптимальной величины коэффициента отражения для реперных меток.

Заключение

В настоящей статье была получена расширенная модель СВЧ-тракта импульсного рефлектометрического уровнемера для измерения уровня теплоносителя в первом контуре ядерной энергетической установки, позволяющая учитывать дополнительные неоднородности. Метод калибровки на основе реперных меток даёт возможность корректировать погрешность измерения уровня теплоносителя в первом контуре ядерной энергетической установки, возникающей за счёт изменения относительной диэлектрической проницаемости, в результате колебаний температуры от 277 до 523 К и давления от 0,1 до 25 МПа. Компьютерная модель среде динамического моделирования SimInTech и позволяет решать задачи, связанные с оптимизацией параметров. К недостаткам стоит отнести то, что не учитываются импульсная характеристика отрезков СВЧ-тракта и переотражения на неоднородностях, однако для анализа и принятия решений в первом приближении существующих возможностей модели достаточно, а гибкость и адаптивность среды SimInTech позволяет расширить и адаптировать модель под дополнительные задачи, с учётом новых параметров.

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

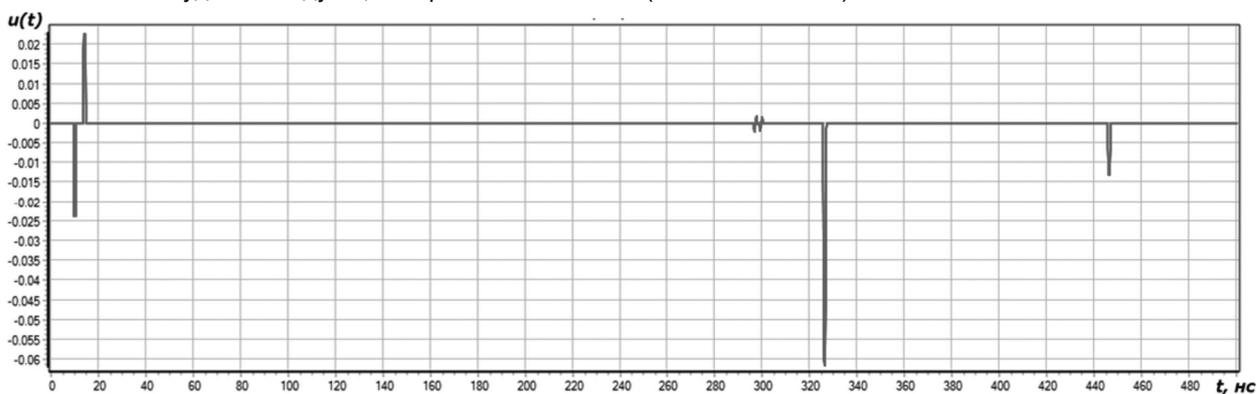


Рис. 8. Рефлектограмма для случая чувствительного элемента без реперных меток



Рис. 9. Рефлектограмм для случая чувствительного элемента с реперными метками

Литература

1. Крым А.Е. Применение ультразвуковых уровнемеров в различных областях промышленности [Электронный ресурс]. Режим доступа: <https://vzljot.ru/files/publications/014.pdf>. Дата обращения 21.04.2023
2. Атаянц Б.А. Измерение уровня заполнения волноводной направляющей системы частотным дальномером при минимальном числе отсчетов сигнала / Б.А. Атаянц, В.М. Давыдочкин, В.В. Езерский. Радиотехника. 2016. № 11. С. 97-102.
3. Баранов И.В. Влияние шума на точность определения расстояния дальномером с адаптивной частотной модуляцией / И.В. Баранов, В.В. Езерский. Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. 2007. № 21. С. 31-36.
4. Баранов И.В. Влияние помех на погрешность измерения расстояния в частотном дальномере промышленного применения / И.В. Баранов, В.В. Езерский. Вестник РГРТУ. Рязань. РГРТУ. 2011. Вып. 3 (37). С. 34-40.
5. Тренкаль Е.И. Измерение уровней жидкости методом импульсной рефлектометрии (обзор) / Е.И. Тренкаль, А.Г. Лоцилов. Доклады ТУСУР. 2016. Т. 19, № 4. С. 67-73.
6. Мулёв Ю.В. Экспериментальное исследование диэлектрической проницаемости сухого насыщенного водяного пара / Ю.В. Мулев, С.Н. Смирнов, М.Ю. Мулев.

Теплоэнергетика: Ежемесячный теоретический и научно-практический журнал / Российская академия наук. Российское научно-техническое общество энергетиков и электротехников. Москва. 2011. № 4. С. 57-60

7. Боков Л.А. Электродинамика и распространение радиоволн : учеб. пособие / Л.А. Боков, В.А. Замотринский, А.Е. Мандель. Томск: Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 2013. 410 с.

8. Васильев Е.П. Моделирование микроволновых делителей-сумматоров submodule усилителей мощности / Е.П. Васильев. Вестник РГРТУ. Рязань. РГРТУ. 2020. Вып. 1 (71). С. 23-33.

9. Васильев Е.П. Анализ методов моделирования микроволновых устройств на примере полосового фильтра с расширенной полосой заграждения / Е.П. Васильев. Вестник РГРТУ. Рязань. РГРТУ. 2020. Вып. 2 (72). С. 62-70.

10. Богословский А.В. Рассеяние электромагнитных волн диэлектрическими и металлизированными объектами с осевой симметрией / А.В. Богословский. Вестник РГРТУ. Рязань. РГРТУ. 2022. Вып. 4 (82). С. 19-26.

11. Карташов Б.А. Среда динамического моделирования технических систем SinInTech: Практикум по моделированию систем автоматического регулирования / Б.А. Карташов, Е.А. Шабаев, О.С. Козлов, А.М. Щекатуров. М.: ДМК Пресс, 2017. 424 с.

НОВЫЕ КНИГИ

Поборчая Н.Е.

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

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

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

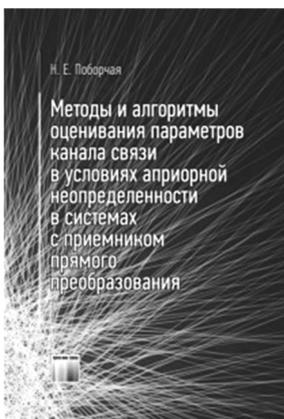
Для научных работников, инженеров и аспирантов. Может быть полезна студентам старших курсов и магистрантам, обучающимся по направлению подготовки «Радиотехника» и «Инфокоммуникационные технологии и системы связи».

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, Feccsale, Texas Instruments. Отдельная глава посвящена российским цифровым процессорам. Существенное внимание уделено многоядерным процессорам и их характеристикам. В разделе, связанном 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.



ОБРАБОТКА ЭКСПОНЕНЦИАЛЬНОГО РЕЛАКСАЦИОННОГО СИГНАЛА В СПЕКТРОСКОПИЧЕСКИХ МЕТОДАХ ИССЛЕДОВАНИЯ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ БАРЬЕРНЫХ СТРУКТУР

Ермачихин А.В., к.ф.-м.н., доцент каф. МНЭЛ, ФГБОУ ВО РГРТУ, e-mail: al.erm@mail.ru

Трусов Е.П., аспирант каф. МНЭЛ, ФГБОУ ВО РГРТУ, e-mail: eptrusov@yandex.ru

Гудзев В.В., к.ф.-м.н., доцент каф. МНЭЛ, ФГБОУ ВО РГРТУ, e-mail: valerygudzev@yandex.ru

Зубков М.В., к.т.н., доцент каф. МНЭЛ, ФГБОУ ВО РГРТУ, e-mail: mihailzubkov@yandex.ru

Литвинов В.Г., д.ф.-м.н., зав. каф. МНЭЛ, ФГБОУ ВО РГРТУ, e-mail: vglit@yandex.ru

EXPONENTIAL RELAXATION SIGNAL PROCESSING IN SPECTROSCOPIC METHODS FOR STUDYING SEMICONDUCTOR BARRIER STRUCTURES

Ermachihin A.V., Trusov E.P., Gudzev V.V., Zubkov M.V., Litvinov V.G.

The paper discusses the problems of a physical experiment related to the practical implementation of the method of deep level transient spectroscopy designed to study and control physical processes associated with the electronic levels recharge in semiconductor barrier micro- and nanostructures. The problem concerns the measurement and processing of a noisy signal that depends on temperature and varies exponentially.

Key words: signal processing, deep level transient spectroscopy, exponential signal, computer processing.

Ключевые слова: обработка сигнала, релаксационная спектроскопия глубоких уровней, экспоненциальный сигнал, компьютерная обработка.

Введение

Для контроля параметров и изучения процессов, связанных с перезарядкой электронных уровней в полупроводниковых материалах, структурах и приборах применяются электрические спектроскопические методы диагностики – разновидности релаксационной спектроскопии глубоких уровней (РСГУ). При перезарядке электронных уровней в активных слоях полупроводниковой структуры происходит релаксация электрической емкости, тока или заряда по экспоненциальному или близкому к нему закону [1, 2]. При реализации эксперимента с использованием РСГУ необходимо измерить температурную зависимость постоянной времени релаксации сигнала, отличительными особенностями которого является: изменение амплитуды полезного сигнала на 5-8 порядков величины за интервал времени 1 мкс – 1 с, экспоненциальная температурная зависимость времени релаксации полезного сигнала, наличие зависящей от температуры постоянной составляющей тока – тока утечки, наличие шума. Эти особенности накладывают определенные ограничения на условия реализации эксперимента и требования к измерительной аппаратуре и методике обработки получаемых данных.

Современные измерительно-аналитические комплексы включают в себя множество приборов, соединительных кабелей, коммутационных интерфейсов и, конечно, компьютер как средство управления. В хорошо настроенном комплексе все приборы корректно и быстро выполняют свои функции, освобождая время для

Обсуждаются проблемы физического эксперимента, связанного с практической реализацией метода релаксационной спектроскопии глубоких уровней, предназначенного для исследования и контроля физических процессов, связанных с перезарядкой электронных уровней в полупроводниковых барьерных микро- и наноструктурах. Проблема касается измерения и обработки зашумленного сигнала, зависящего от температуры и изменяющегося по экспоненциальному закону.

работы другим узлам и устройствам. На самом деле компьютер не сам производит управление, за правильность выполнения тех или иных команд «отвечает» программное обеспечение. Именно от алгоритмов, заложенных в программное обеспечение, зависит результат, получаемый при проведении эксперимента. Проблема заключается в том, что этим алгоритмам уделяется недостаточно внимания. Измерительная и компьютерная техника вносят сильный вклад в научный прогресс, но при сильном усложнении приборов методы проведения экспериментов часто остаются на том же уровне, когда компьютеры только начали применяться для автоматизации физического эксперимента.

Особое внимание следует уделить способам обработки полученных данных. Существует множество различных подходов к решению одних и тех же задач. Например, усреднение однотипных данных можно осуществлять по времени, по диапазону значений или по определенным заданным критериям. На каждом этапе можно находить «промахи» и убирать их, либо набирать всю статистику данных, а после осуществить поиск «промахов». Определенную сложность в обработке данных вносят экспоненциальные зависимости, так как на разных временных интервалах измеряемый параметр может отличаться по величине на несколько порядков [3].

Релаксационная спектроскопия глубоких уровней

В данной работе остановимся на рассмотрении в качестве анализируемого сигнала ток релаксации, возникающий в полупроводниковой барьерной структуре при периодическом воздействии на нее электрическим полем и(или) светом. Источником обрабатываемых данных выбран измерительно-аналитический комплекс токовой релаксационной спектроскопии глубоких уровней (ТРСГУ) [4]. Управление комплексом и математические операции с данными осуществляются программой, созданной в среде графического программирования LabVIEW [5, 6.]. В качестве выходных данных используются значение температуры и тока релаксации, полученной при этой заданной температуре образца. Это сделано для того, чтобы в дальнейшем иметь доступ к полным экспериментальным данным и иметь возможность обрабатывать данные различными способами. Релаксационный ток имеет вид [4, 7]

$$i(t) = \frac{qSN_tW}{2\tau} \exp\left(-\frac{t}{\tau}\right) + I_L,$$

где q – элементарный заряд; W – ширина слоя объемного заряда, в котором происходит перезарядка глубоких центров, в котором происходит опустошение глубокого уровня со скоростью эмиссии $(\tau_{max})^{-1}$; S – площадь барьерной структуры; N_t – концентрация глубоких центров; τ – постоянная времени релаксации; I_L – ток утечки.

Обработка релаксационного тока может осуществляться различными способами [3]: умножение сигнала на весовую функцию [4], разложение на экспоненты [8, 9], преобразование Лапласа [10]. Для последних двух методов применяется стороннее программное обеспечение, так что более подробно остановимся на описании использования весовых функций, а именно «lock-in» и «GS-4».

Реализация функции «lock-in»

Помимо простоты реализации использование весовой функции lock-in обеспечивает хорошее соотношение сигнал/шум и приемлемое подавление постоянной со-

ставляющей тока релаксации [3]. Реальный релаксационный ток после I-V преобразователя показан на рис. 1.

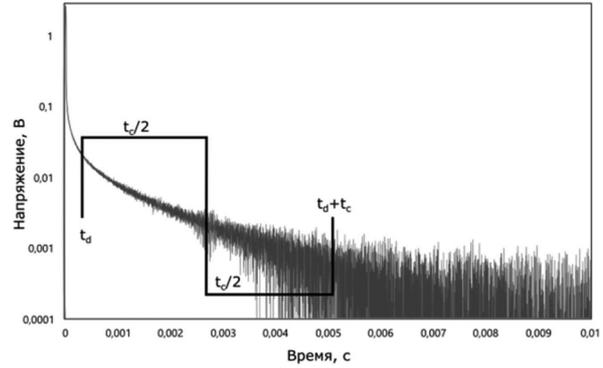


Рис. 1. Релаксационной сигнал с наложенной весовой функцией lock-in

В случае использования данной функции получают следующие выражения для пика на спектре

$$\tau_{max} = \frac{t_c}{2 \ln\left(\frac{t_c}{t_d} + 1\right)},$$

$$\Delta R(\tau_{max}) = \frac{qWSKN_t}{2} \exp\left(-\frac{t_d}{\tau_{max}}\right) \left[1 - \exp\left(-\frac{t_c}{2\tau_{max}}\right)\right]^2,$$

где t_d – время начала окна; t_c – длительность окна; τ_{max} – обратная величина скорости эмиссии носителей заряда с ГУ; K – коэффициент преобразования.

Для построения ТРСГУ-спектра можно применить несколько различных способов. Один из них это разбиение всего сигнала на множество трапеций, нижней границей у которых будет ось абсцисс, верхней – сам токовый сигнал, а боковыми границами будут служить отсчеты.

То есть площадь трапеции будет $S_{tr} = \frac{1}{2}(i_x + i_{x+1}) \times 0,5 \cdot 10^{-6}$, так как между соседними отсчетами 0,5 мкс. Теперь можно взять сумму всех трапеций от t_d до $t_d + t_c/2$ и вычесть из неё сумму всех трапеций от $t_d + t_c/2$ до $t_d + t_c$ (рис. 2).

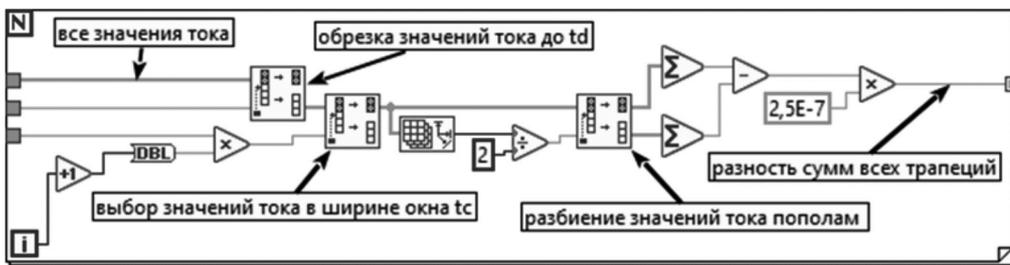


Рис. 2. Нахождение значения ΔR для ТРСГУ-спектра через площадь трапеций

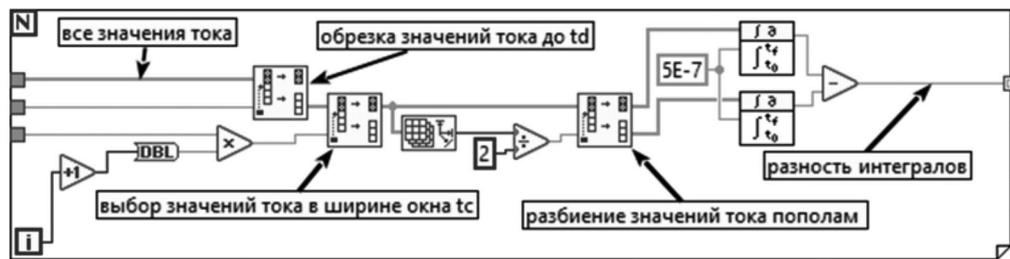


Рис. 3. Нахождение значения ΔR для ТРСГУ-спектра с помощью интегралов

Если вместо разбиения всего сигнала на трапеции использовать элементы интегралов, это позволит избежать операций суммирования и умножения (рис. 3).

Реализация функции «GS-4»

Весовая функция GS-4 [11] имеет худшее соотношение сигнал/шум по сравнению с «lock-in», однако лучшее разрешение по времени релаксации [3]. Свойства спектра, полученного с использованием окна «GS-4», параметры которого даны в [4]:

$$\Delta R(\tau_{\max}) = \frac{qWSKN_t}{2} \exp\left(-\frac{t_d}{\tau_{\max}}\right) \times \left[26 \exp\left(-\frac{t_c}{4\tau_{\max}}\right) - 73 \exp\left(-\frac{t_c}{2\tau_{\max}}\right) + 72 \exp\left(-\frac{3t_c}{4\tau_{\max}}\right) - 24 \exp\left(-\frac{t_c}{\tau_{\max}}\right) - 1 \right].$$

В выражении $\tau_{\max} = -t_c / 4 \ln x$, где x находится из решения уравнения $a_1 x^4 + a_2 x^3 + a_3 x^2 + a_4 x + a_5 = 0$, где $a_1 = 24(t_d + t_c)$; $a_2 = -72(t_d + 3t_c / 4)$; $a_3 = 73(t_d + t_c / 2)$; $a_4 = -26(t_d + t_c / 4)$; $a_5 = t_d$.

Для решения уравнения 4-го порядка в LabVIEW сперва необходимо его задать. Делается это с помощью строковой функции, как показано на рис. 4.

А после, с помощью специальных функций, найти решения уравнения и выбрать необходимые корни (рис. 5).

Алгоритм применения базиса экспоненциальных функций

Разработан алгоритм, позволяющий обрабатывать экспериментальные зависимости, обусловленные суперпозицией экспоненциальных процессов. Задача

спектрального анализа в базисе экспоненциальных функций решается в классе линейных алгоритмов. При вводе релаксационной зависимости в ОЗУ отсчеты берутся равномерно по времени с интервалом дискретизации t . Интервал дискретизации ограничивает минимальное значение измеряемой постоянной времени. Первой операцией данного алгоритма спектральной обработки является усреднение в измерительном интервале в логарифмическом масштабе по времени. Это необходимо для уменьшения погрешности измерения за счет влияния шумов. Логарифмический масштаб применяется для обеспечения необходимой разрешающей способности в широком диапазоне постоянных времен релаксации. При суммировании получаем экспоненту:

$$\sum_{i=k}^{k+n-1} \exp\left(-\frac{i\Delta t}{\tau}\right) = n \cdot \exp\left(-\frac{t_x}{\tau}\right),$$

где $t_x = k \cdot \Delta t + \frac{n-1}{2} \Delta t$, что фактически соответствует середине интервала усреднения.

Следующим производится сглаживание полученной зависимости полиномом Лагранжа второй степени. Это позволяет осуществить интерполяцию для функции с неравномерной дискретизацией.

$$\varphi_n(\tau) = L_0(\tau) \cdot f_0 + L_1(\tau) \cdot f_1 + L_2(\tau) \cdot f_2;$$

$$L_i(\tau) = \prod_{j=0, j \neq i}^2 \frac{\tau - \tau_j}{\tau_i - \tau_j};$$

По этой функции можно рассчитать значения в междоузлиях. Особенно это важно при малых значениях времени измерения, которые влияют на спектр при малых постоянных времени. Основной операцией спектральной обработки сигнала в базисе экспоненциальных функций является дифференцирование по постоянной времени. Функция в нормальном масштабе времени имеет вид:

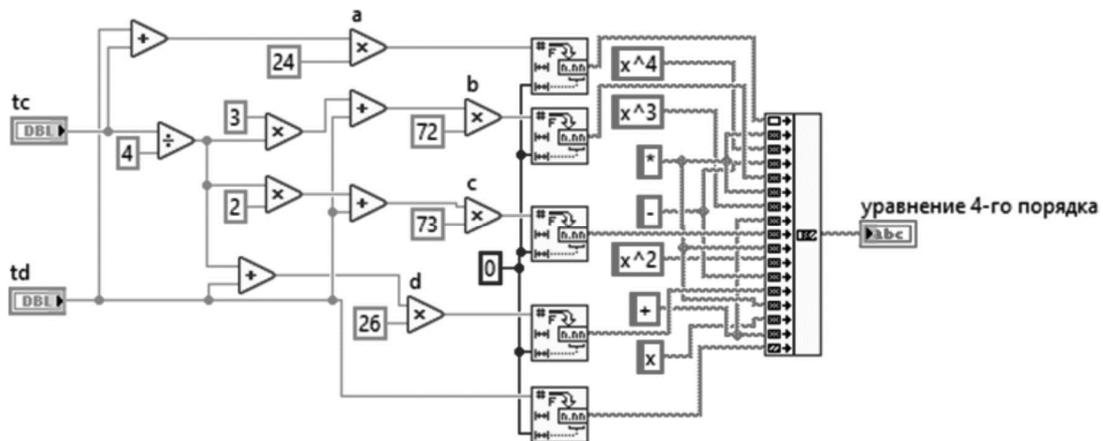


Рис. 4. Создание уравнения в LabVIEW

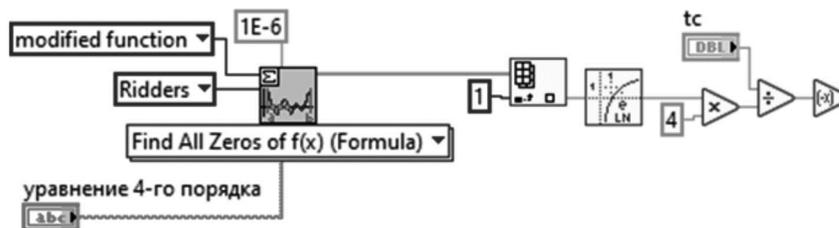


Рис. 5. Решение уравнения в LabVIEW

$$S(t) = A \cdot \exp\left(-\frac{t^2}{\tau}\right).$$

Функция в логарифмическом масштабе времени

$$S(x) = A \cdot \exp\left(-\frac{e^2}{\tau}\right), \text{ где } x = \ln(t).$$

Спектр в экспоненциальном базисе: $A \frac{dS(x)}{dx} = G(x)$.

Далее находим максимум $G(x)$, проведя примитивный алгоритм численного дифференцирования: $G_1 = [S(x_{i+1}) - S(x_i)] / \Delta x$.

Временное расположение максимума соответствует истинному значению постоянной времени релаксации. Амплитуда максимума однозначно связана с амплитудой экспоненциальной функции. Таким образом, получаем характеристики экспоненциальной зависимости. Дополнительное уменьшение влияния шумов при измерении достигается путём сглаживания результатов в спектральной области.

Таким образом, алгоритм спектральной обработки цифрового сигнала в базисе экспоненциальных функций содержит следующие основные этапы:

- 1) усреднение отсчётов измеряемого сигнала;
- 2) коррекция сигнала, полученного в результате усреднения;
- 3) интерполяция отсчетов в логарифмическом масштабе времени;
- 4) численное дифференцирование;
- 5) усреднение в спектральной области.

Данный алгоритм реализован в виде программного продукта, позволяющего вычислять спектр в широком диапазоне параметров, не прибегая к температурному сканированию исследуемой барьерной структуры.

Заключение

Использование современных измерительных устройств и компьютерной техники позволяет создавать полностью автоматизированные исследовательские комплексы. Обработка полученных экспериментальных данных может осуществляться сложными алгоритмами, включающими в себя различные способы фильтрации, сглаживания, преобразований, экстраполяцию и интер-

поляцию. Создание корректного алгоритма обработки данных позволяет получать результат во время проведения эксперимента.

Работа выполнена в рамках государственного задания Министерства науки и высшего образования РФ (FSSN-2020-0003) с использованием оборудования Регионального центра зондовой микроскопии коллективного пользования Рязанского государственного радиотехнического университета им. В.Ф. Уткина.

Литература

1. Lang D.V. J. Appl. Phys. 1974, vol. 45, pp. 3023-3032. (doi: 10.1063/1.1663719).
2. Денисов А.А., Лактюшкин В.Н., Садофьев Ю.Г. Релаксационная спектроскопия глубоких уровней. Обзоры по электронной технике. ЦНИИ «Электроника». М., 1985. № 15/144. 52 с.
3. Ермачихин А.В., Воробьев Ю.В., Трусов Е.П., Литвинов В.Г. Сравнение методов релаксационной спектроскопии глубоких уровней при анализе релаксационного тока. Вестник РГРТУ. 2022. № 82. С. 207-217.
4. Ермачихин А. В., Литвинов В. Г. Автоматизированный измерительный комплекс токовой релаксационной спектроскопии глубоких уровней. Приборы и техника эксперимента. 2018. № 2. С. 118-123.
5. Ермачихин А.В., Литвинов В.Г. LabVIEW в современной индустрии измерений (обзор). Информационные технологии. 2014. № 3. С. 25-29.
6. Essick J. Hands-On Introduction to LabVIEW for Scientists and Engineers. Oxford University Press, 2012.
7. Кузнецов Н.И. ФТП. 1993. Т. 27. Вып. 10. С. 1674.
8. Provencher S.W. An eigenfunction expansion method for the analysis of exponential decay curves. The Journal of Chemical Physics. 1976, vol. 64, issue 7, pp. 2772-2777.
9. Tittelbach-Helmrich K. An integration method for the analysis of multiexponential transient signals. Measurement Science and Technology. 1993, vol. 4, issue 12, pp. 1323-1329.
10. Dobaczewski L., Kaczor P., Hawkins I. D., Peaker A. R. Laplace transform deep-level transient spectroscopic studies of defects in semiconductors. Journal of Applied Physics. 1994, vol. 76, issue 1, pp. 194-198.
11. Istratov A.A. Rev. Scient. Instrum. 1997, vol. 68, pp. 3861. doi 10.1063/1.1148038.

МЕТОД СВЯЗАННЫХ ГИСТОГРАММ ПРИ МЕТРОЛОГИЧЕСКИХ ИСПЫТАНИЯХ АЦП

Абрамов А.М., к.т.н., доцент кафедры информационно-измерительной и биомедицинской техники Рязанского государственного радиотехнического университета имени В.Ф. Уткина, e-mail: abramov.a.job@yandex.ru

RELATED HISTOGRAM METHOD IN METROLOGICAL TESTING ADC

Abramov A.M.

The paper proposes a new method for ADC metrological testing, based on the well-known histogram method, used to determine the differential (DNL) and integral (INL) non-linearity of the ADC. The new method uses two connected non-linear signals as an input signal, with the help of which two histograms are built. The histogram data is used to determine the DNL and INL of the ADC under test.

Key words: differential nonlinearity, integral nonlinearity, ADC, histogram method, nonlinear signal, code, quantization interval.

Ключевые слова: дифференциальная нелинейность, интегральная нелинейность, АЦП, гистограммный метод, нелинейный сигнал, код, интервал квантования.

Введение

Традиционным методом измерения дифференциальной (DNL) и интегральной (INL) нелинейности АЦП является гистограммный метод [1-3]. Периодический сигнал с известной плотностью вероятности преобразуется тестируемым АЦП. Собирается большое количество отсчетов и подсчитывается количество выпадений каждого кода АЦП. В случае треугольного входного сигнала, число отсчетов для каждого кодового интервала АЦП, за исключением граничных кодов, при $DNL = 0$ и $INL = 0$ будет одинаково, а вариации отсчетов будут соответствовать ошибкам DNL и INL .

Хотя концептуально этот метод работает хорошо, он полагается на генерацию линейного сигнала. Любая нелинейность или искажения во входном сигнале приведут к тому, что изменится ожидаемое количество отсчетов для каждого кодового интервала.

В работе [4] авторы предлагают метод скользящей гистограммы позволяющий обойти этот недостаток и преодолеть метрологические ограничения средств испытаний и измерений за счет смещения входного сигнала по всему динамическому диапазону АЦП, с номинальным шагом, соизмеримым с интервалом квантования АЦП. В результате для проведения испытаний требуется 2^K (K – разрядность АЦП) смещений входного сигнала.

В данной работе приводится описание модифицированного гистограммного метода испытания АЦП, который позволяет снизить требования к линейности входного сигнала с помощью одного смещения входного сигнала.

Гистограммному методу и методу скользящей гистограммы для определения DNL и INL требуется информация о абсолютных значениях интервалов квантования h_j испытываемого АЦП

Предлагается новый метод метрологического испытания АЦП, основанный на известном гистограммном методе, использующийся для определения дифференциальной (DNL) и интегральной (INL) нелинейности АЦП. Новый метод использует в качестве входного сигнала два связанных нелинейных сигнала, с помощью которых строятся две гистограммы. Данные гистограмм служат для определения DNL и INL испытываемого АЦП.

$$DNL_j = \frac{h_j - h_{cp}}{h_{cp}}, \quad LSB, \quad (1)$$

где h_j – абсолютное значение j -го интервала квантования; h_{cp} – среднее значение интервала квантования;

$$0 \leq j \leq 2^K - 3.$$

Причем, вместо h_{cp} может использоваться значение номинального интервала квантования h_H , т.к. $h_{cp} \rightarrow h_H$.

Номинальный интервал квантования h_H определяется как

$$h_H = \frac{U_B - U_H}{2^K - 1}, \quad (2)$$

где U_B – верхнее значение напряжения, соответствующее верхней код-границе АЦП; U_H – нижнее значение напряжения, соответствующее нижней код-границе АЦП.

INL_j можно определить, как

$$INL_j = \frac{\sum_{j=0}^{j-1} h_j - j h_{cp}}{h_{cp}}, \quad LSB, \quad (3)$$

где $0 \leq j \leq 2^K - 3$.

$$INL = \max_j \{ |INL_j| \}. \quad (4)$$

Особенность нового метода заключается в определении отклонений напряжений межкодовых переходов Δ_j АЦП, причем

$$INL = \max_j \left\{ \left| \frac{\Delta_j}{h_{cp}} \right| \right\}. \quad (5)$$

Метод связанных гистограмм

Суть метода связанных гистограмм заключается в следующем:

1. Подается первый нелинейный сигнал треугольной формы (НС1) на вход и испытываемого АЦП и по количеству выпадений каждого кода n'_j строится первая гистограмма (Г1).

2. Подается второй нелинейный сигнал треугольной формы (НС2) на вход испытываемого АЦП, полученный смещением первого сигнала НС1 на значение, соизмеримое с номинальным интервалом квантования h_H испытываемого АЦП, и по количеству выпадений каждого кода n''_j строится вторая гистограмма (Г2).

3. С помощью двух связанных гистограмм Г1 и Г2 определяются DNL и INL испытываемого АЦП, как описано ниже.

Для простоты метод объясняется на примере 2-х разрядного АЦП (см. рис.).

Цель метода состоит в том, чтобы определить несоответствие номинальной (идеальной для конкретной реализации АЦП) и действительной ФП. В контексте обозначений, используемых на рисунке, эта цель состоит в определении $\Delta_0, \Delta_1, \Delta_2, \Delta_3, \Delta_4$.

На рисунке Δ_0 связано с отклонением 0-го напряжения межкодового перехода, которого в реальном АЦП не существует. В данном случае Δ_0 введено для получения простого математического описания алгоритма.

Значения n'_j и n''_j можно получить после построения соответствующих гистограмм (Г1 для НС1, Г2 для НС2).

Значения n_j связаны с номинальными интервалами квантования h_{Hj} и могут быть определены как

$$n_j = t_{Hj} \cdot f_\Delta, \tag{6}$$

где t_{Hj} – время испытания j -го номинального интервала квантования; f_Δ – частота дискретизации испытываемого АЦП.

Номинальные интервалы квантования h_{Hj} при входном сигнале НС1 могут быть представлены через значения n_j , как

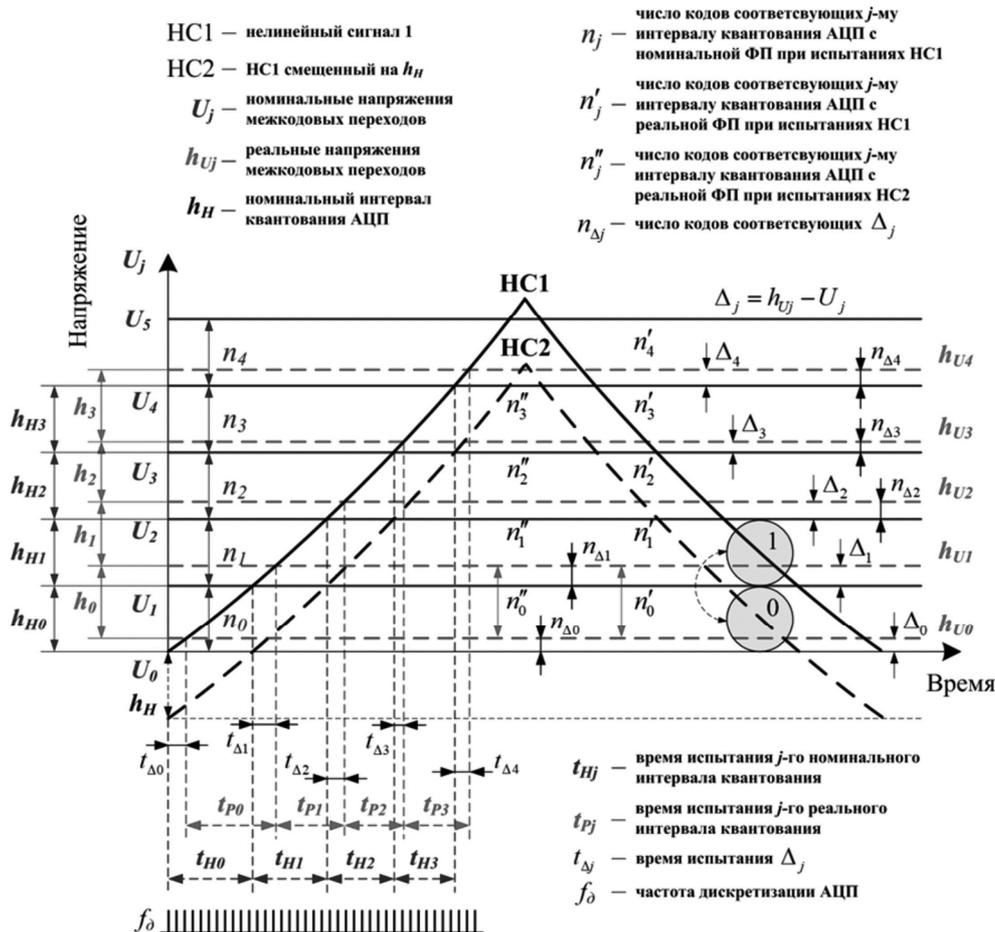
$$h_{Hj} = tg\alpha_j \cdot t_{Hj} = tg\alpha_j \cdot \frac{n_j}{f_\Delta}, \tag{7}$$

где $tg\alpha_j$ – угол наклона, связанный с нелинейностью входного сигнала НС1; t_{Hj} – время испытания j -го номинального интервала квантования.

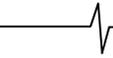
Δ_j связаны со значениями $n_{\Delta j}$

$$\Delta_j = tg\alpha_j \times t_{\Delta j} = tg\alpha_j \times \frac{n_{\Delta j}}{f_\Delta}. \tag{8}$$

Реальные интервалы квантования h_j при входном сигнале НС1 могут быть представлены через значения h_{Hj} и Δ_j следующим образом:



Метод связанной гистограммы на примере 2-х разрядного АЦП



$$h_j = h_{Hj} + \Delta_{j+1} - \Delta_j = (n_j - n_{\Delta j}) \cdot \frac{tg\alpha_j}{f_\Delta} + n_{\Delta[j+1]} \cdot \frac{tg\alpha_{j+1}}{f_\Delta}. \quad (9)$$

Следовательно, значения h_{Hj} или $n_j \times \frac{tg\alpha_j}{f_\Delta}$ можно найти как

$$h_{Hj} = n_j \times \frac{tg\alpha_j}{f_\Delta} = h_j - tg\alpha_{j+1} \times \frac{n_{\Delta[j+1]}}{f_\Delta} + tg\alpha_j \times \frac{n_{\Delta j}}{f_\Delta}. \quad (10)$$

С другой стороны, реальные интервалы квантования h_j при входном сигнале НС1 связаны со значениями t_{pj} и $t_{\Delta j}$, как

$$h_j = tg\alpha_j \times (t_{pj} - t_{\Delta[j+1]}) + tg\alpha_{j+1} \times t_{\Delta[j+1]}. \quad (11)$$

Для нахождения h_j через n'_j и n''_j делается предположение, что в диапазоне двух интервалов квантований испытываемого АЦП нелинейность входного сигнала НС1 является величиной постоянной, т.е. $tg\alpha_j = tg\alpha_{j+1}$. В этом случае

$$\begin{aligned} h_j &= tg\alpha_j \times (t_{pj} - t_{\Delta[j+1]}) + tg\alpha_{j+1} \times t_{\Delta[j+1]} = \\ &= tg\alpha_j \times t_{pj} = tg\alpha_j \cdot \frac{n'_j}{f_\Delta}. \end{aligned} \quad (12)$$

Тогда, выражение 10 может быть записано в следующем виде

$$h_{Hj} = (n'_j + n_{\Delta j}) \cdot \frac{tg\alpha_j}{f_\Delta} - n_{\Delta[j+1]} \cdot \frac{tg\alpha_{j+1}}{f_\Delta}. \quad (13)$$

На рисунке, участок второго (смещенного) сигнала НС2, попадающий на 0-й номинальный интервал квантования АЦП, соответствует участку первого сигнала НС1, попадающий на 1-й номинальный интервал квантования АЦП.

Это означает, что реальные интервалы квантования h_j могут быть представлены через значения n''_j , как

$$h_j = tg\alpha_{j+1} \times t_{pj} = tg\alpha_{j+1} \cdot \frac{n''_j}{f_\Delta}. \quad (14)$$

С другой стороны, реальные интервалы квантования h_j при входном сигнале НС2 могут быть представлены через значения h_{Hj} и Δ_j следующим образом:

$$\begin{aligned} h_j &= h_{H[j+1]} + \Delta_{j+1} - \Delta_j = \\ &= (n_{j+1} - n_{\Delta j}) \cdot \frac{tg\alpha_{j+1}}{f_\Delta} + n_{\Delta[j+1]} \cdot \frac{tg\alpha_{j+2}}{f_\Delta}. \end{aligned} \quad (15)$$

Следовательно, значения h_{Hj} или $n_j \times \frac{tg\alpha_j}{f_\Delta}$, с учетом выражения (14) и (15)

$$h_{Hj} = (n''_{j-1} + n_{\Delta[j-1]}) \cdot \frac{tg\alpha_j}{f_\Delta} - n_{\Delta j} \cdot \frac{tg\alpha_{j+1}}{f_\Delta}. \quad (16)$$

Из выражений (13) и (16) можно найти Δ_{j+1} или

$$\begin{aligned} n_{\Delta[j+1]} \times \frac{tg\alpha_{j+1}}{f_\Delta}, \text{ как} \\ \Delta_{j+1} = (n'_j - n''_{j-1} + n_{\Delta j} - n_{\Delta[j-1]}) \cdot \frac{tg\alpha_j}{f_\Delta} + n_{\Delta j} \cdot \frac{tg\alpha_{j+1}}{f_\Delta}. \end{aligned} \quad (17)$$

С учетом сделанного ранее предположения, что в диапазоне двух интервалов квантований испытываемого АЦП нелинейность входного сигнала НС1 является величиной постоянной ($tg\alpha_j = tg\alpha_{j+1}$), формула (17) может быть записана в виде

$$\Delta_{j+1} = (n'_j - n''_{j-1}) \cdot \frac{tg\alpha_j}{f_\Delta} + 2\Delta_j - \Delta_{j-1}. \quad (18)$$

Зная Δ_j можно определить значения h_{Hj} по формуле (16).

Наконец Δ_{j+1} могут быть пересчитаны относительно значений h_{Hj} , как

$$\begin{aligned} \Delta_{LSB[j+1]} = \\ = \frac{\Delta_{j+1}}{h_{Hj}} = \frac{(n'_j - n''_{j-1} + n_{\Delta j} - n_{\Delta[j-1]}) \cdot \frac{tg\alpha_j}{f_\Delta} + n_{\Delta j} \cdot \frac{tg\alpha_{j+1}}{f_\Delta}}{(n''_{j-1} + n_{\Delta[j-1]}) \cdot \frac{tg\alpha_j}{f_\Delta} - n_{\Delta j} \cdot \frac{tg\alpha_{j+1}}{f_\Delta}}. \end{aligned} \quad (19)$$

Формула (19) в компактном виде

$$\Delta_{LSB[j+1]} = \frac{(n'_j - n''_{j-1}) \cdot \frac{tg\alpha_j}{f_\Delta} + 2\Delta_j - \Delta_{j-1}}{n''_{j-1} \cdot \frac{tg\alpha_j}{f_\Delta} - \Delta_j + \Delta_{j-1}}, \quad (20)$$

где $\Delta_0 = \Delta_1 = 0$.

Как объяснялось ранее, поскольку Δ_0 вводится для получения простого математического описания алгоритма, то предположение о том, что оно равно 0, является верным. Утверждение $\Delta_1 = 0$ означает, что аддитивная погрешность отсутствует. В случае $\Delta_1 > 0$ возникает аддитивная погрешность, которая на результат расчета DNL_j не влияет, так как

$$DNL_j = \Delta_{LSB[j+1]} - \Delta_{LSB[j]}. \quad (21)$$

INL можно определить как

$$INL = \max\{\Delta_{LSB[j]}\}. \quad (22)$$

Заключение

Предложен новый метод метрологического испытания АЦП для определения DNL и INL . В отличие от классического гистограммного метода, новый метод устойчив при нелинейном входном сигнале и может использоваться если в диапазоне нескольких интервалов квантований АЦП нелинейность входного сигнала является величиной постоянной.

Литература

- Doernberg, J., Lee, H.-S., and Hodges, D.A.: Full-Speed Testing of A/D Converters, IEEE J. Solid-State Circuits, December 1984, SC-19, pp. 820-827.
- Ginetti B., Jespers, P. Reliability of Code Density Test for High Resolution ADCs, Electronics Letters, vol. 27, pp. 2231-2233, no. 21, 1991.
- J.Blair, Histogram measurement of ADC nonlinearities using sine waves, IEEE Trans. Instrum. Meas., vol. 43, pp. 373-383, June 1994.
- Виртуальные метрологические средства испытаний модулей АЦП для систем торговых измерений / Абрамов А.М., Бондарцев В.В., Гуржин С.Г. [и др.]. Рязань: Коняхин А.В., 2017 (Рязань). 256 с.