

МИНИСТЕРСТВО НАУКИ И ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ
РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ
МЕЖДУНАРОДНАЯ АКАДЕМИЯ ИНФОРМАТИЗАЦИИ
СОЮЗ МАШИНОСТРОИТЕЛЕЙ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ
МИНИСТЕРСТВО ПРОМЫШЛЕННОСТИ И ЭКОНОМИЧЕСКОГО РАЗВИТИЯ
РЯЗАНСКОЙ ОБЛАСТИ
РЯЗАНСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ РАДИОТЕХНИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ

СОВРЕМЕННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ В НАУКЕ И ОБРАЗОВАНИИ

СТНО-2019

II МЕЖДУНАРОДНЫЙ НАУЧНО- ТЕХНИЧЕСКИЙ ФОРУМ

Сборник трудов

Том 1

Рязань
Book Jet
2019

УДК 004 + 001.1 + 681.2+ 681.2+ 681.3+681.5
С 568

Современные технологии в науке и образовании – СТНО-2019 [текст]: сб. тр. II междунар. науч.-техн. форума: в 10 т. Т.1./ под общ. ред. О.В. Миловзорова. – Рязань: Рязан. гос. радиотехн. ун-т, 2019; Рязань. – 206 с.,: ил.

Сборник включает труды участников II Международного научно-технического форума «Современные технологии в науке и образовании» СТНО-2019.

В сборнике освещаются вопросы математического моделирования, новых технологий в радиотехнике, телекоммуникациях, электротехнике и радиоэлектронике, вопросы полупроводниковой наноэлектроники, приборостроения, лазерной, микроволновой техники, силовой промышленной электроники, новые технологии в измерительной технике и системах, биомедицинских системах, алгоритмическое и программное обеспечение вычислительной техники, вычислительных сетей и комплексов, вопросы систем автоматизированного проектирования, обработки изображений и управления в технических системах, перспективные технологии в машиностроительном и нефтехимическом производствах, новые технологии и методики в высшем образовании, в т.ч. вопросы гуманитарной и физико-математической подготовки студентов, обучения их иностранным языкам, перспективные технологии электронного обучения, в том числе, дистанционного, вопросы экономики, управления предприятиями и персоналом, менеджмента, а также вопросы гуманитарной сферы.

Авторская позиция и стилистические особенности сохранены.

УДК 004 + 001.1 + 681.2+ 681.2+ 681.3+681.5

ISBN 978-5-7722-0301-9

© Рязанский государственный
радиотехнический университет, 2019
© Издательство «Book Jet»,
макет, 2019

ИНФОРМАЦИЯ О МЕЖДУНАРОДНОМ ФОРУМЕ «СОВРЕМЕННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ В НАУКЕ И ОБРАЗОВАНИИ» СТНО-2019

II Международный научно-технический форум «Современные технологии в науке и образовании» СТНО-2019 состоялся 27.02.2019-01.03.2019 в г. Рязань в Рязанском государственном радиотехническом университете.

В рамках II Международного форума «Современные технологии в науке и образовании» СТНО-2019 состоялись четыре Международные научно-технические конференции:

«Современные технологии в науке и образовании. Радиотехника и электроника», секции

- Радиотехнические системы и устройства;
- Телекоммуникационные системы и устройства;
- Цифровые информационные технологии реального времени;
- Промышленная силовая электроника, электроэнергетика и электроснабжение;
- Физика полупроводников, микро- и нанoeлектроника;
- Микроволновая, оптическая и квантовая электроника;
- Современные методы обработки данных;
- Актуальные задачи химических технологий;

«Современные технологии в науке и образовании. Вычислительная техника и автоматизированные системы», секции

- Алгоритмическое и программное обеспечение вычислительных систем и сетей;
- ЭВМ и системы;
- Системы автоматизированного проектирования;
- Информационные системы и защита информации;
- Математические методы в научных исследованиях;
- Обработка изображений и управление в технических системах;
- Геоинформационные и космические технологии;
- Автоматизация производственно-технологических процессов в приборо- и машиностроении;

- Информационно-измерительные устройства и системы в технике и медицине;

«Современные технологии в науке и образовании. Экономика и управление», секции;

- Проблемы рынка: экономика и управление;
- Актуальные проблемы государственного, муниципального и корпоративного управления;

- Менеджмент и организация производства;
- Бухгалтерский учет, анализ и аудит;
- Управление персоналом;
- Экономическая безопасность;

«Современные технологии в науке и образовании. Новые технологии и методы в высшем образовании», секции

- Современные технологии электронного обучения;
- Иностранный язык в техническом вузе;
- Лингвистика и межкультурная коммуникация;
- Направления и формы гуманитаризации высшего образования;
- Методы преподавания и организация учебного процесса в вузе;
- Гуманитарная подготовка студентов;
- Физико-математическая подготовка студентов;
- Технологии обучения и воспитания на военной кафедре.

Организационный комитет Форума:

Чиркин М.В., и.о. ректора, д.ф.-м.н., проф. – председатель

Гусев С.И., проректор по научной работе, д.т.н., проф. – зам. председателя;

Бухенский К.В., проректор по учебной работе, к.ф.-м.н., доц. – зам. председателя;

Миловзоров О.В., зам. директора института магистратуры и аспирантуры, к.т.н, доц. – координатор;

Устинова Л.С., начальник отдела информационного обеспечения – отв. за информационную поддержку;

Трубицына С.Г., вед. инженер – секретарь оргкомитета;

Благодарова И.А., ведущий программист – секретарь оргкомитета;

члены оргкомитета:

Авилкина С.В., к.п.н., доцент кафедры «Государственное, муниципальное и корпоративное управление»;

Алпатов Б.А., д.т.н., профессор кафедры «Автоматика и информационные технологии в управлении»;

Бабаян П.В., к.т.н., доц., зав. кафедрой «Автоматика и информационные технологии в управлении»;

Витязев В.В., д.т.н., проф., зав. кафедрой «Телекоммуникации и основы радиотехники»;

Евдокимова Е.Н., д.э.н., проф., декан Инженерно-экономического факультета; зав. кафедрой «Экономика, менеджмент и организация производства»;

Еремеев В.В., д.т.н., проф., директор НИИ «Фотон»;

Ерзылева А.А., к.э.н., доцент кафедры «Экономика и финансовый менеджмент»;

Есенина Н.Е., к.п.н., доц., зав. кафедрой Иностранных языков;

Жулев В.И., д.т.н., проф., зав. кафедрой "Информационно-измерительная и биомедицинская техника";

Иваненко Р.В., полковник, начальник Военной кафедры;

Кириллов С.Н., д.т.н., проф., зав. кафедрой "Радиоправление и связь";

Клейносова Н.П., к.п.н., доц., директор Центра дистанционного обучения;

Ключко В.К., д.т.н., профессор кафедры «Автоматика и информационные технологии в управлении»;

Коваленко В.В., к.т.н., доц., зав. кафедрой «Химическая технология»;

Корячко В.П., д.т.н., проф., зав. кафедрой «Системы автоматизированного проектирования вычислительных средств»;

Костров Б.В., д.т.н., проф., зав. кафедрой «Электронные вычислительные машины»;

Кошелев В.И., д.т.н., проф., зав. кафедрой «Радиотехнические системы»;

Круглов С.А., к.т.н., доц., зав. кафедрой «Промышленная электроника»;

Куприна О.Г., к.п.н., доцент кафедры Иностранных языков;

Лукьянова Г.С., к. ф.-м.н., доцент кафедры «Высшая математика»;

Мусолин А.К., д.т.н., проф., зав. кафедрой «Автоматизация информационных и технологических процессов»;

Овечкин Г.В., д.т.н., профессор кафедры «Вычислительная и прикладная математика»;

Паршин Ю.Н., д.т.н., проф., зав. кафедрой «Радиотехнические устройства»;

Перфильев С.В., д.э.н., проф., зав. кафедрой «Государственное, муниципальное и корпоративное управление»;

Пржегорлинский В.Н., к.т.н., доц., зав. кафедрой «Информационная безопасность»;

Пылькин А.Н., д.т.н., проф., декан факультета Вычислительной техники, зав. кафедрой «Вычислительная и прикладная математика»;

Рохлина Т.А., к.филол.н., доцент кафедры Иностранных языков;

Серебряков А.Е., к.т.н., зам. зав. кафедрой «Электронные приборы»;

Соколов А.С., д.и.н., зав. кафедрой «Истории, философии и права»;

Таганов А.И., д.т.н., проф., зав. кафедрой «Космические технологии»;

Холомина Т.А., д.ф.-м.н., проф., зав. кафедрой «Микро- и наноэлектроника»;

Чеглакова С.Г., д.э.н, проф., зав. кафедрой «Экономическая безопасность, анализ и учет».

МЕЖДУНАРОДНАЯ НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКАЯ КОНФЕРЕНЦИЯ «СОВРЕМЕННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ В НАУКЕ И ОБРАЗОВАНИИ. РАДИОТЕХНИКА И ЭЛЕКТРОНИКА»

СЕКЦИЯ «РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ И УСТРОЙСТВА»

УДК 621.396; ГРНТИ 49.37.01

ОПТИМИЗАЦИЯ ВЕСОВОЙ ФУНКЦИИ ДЛЯ ДОПЛЕРОВСКОЙ ФИЛЬТРАЦИИ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СИГНАЛОВ

В.И. Кошелев, Д.С.Холодков

Рязанский государственный радиотехнический университет,

Российская Федерация, Рязань, holodenkov@bk.ru

Аннотация. В работе рассматривается оптимизация весовой функции для доплеровской фильтрации радиолокационных сигналов по критерию максимума вероятности правильного обнаружения. Приводятся сравнение с результатами оптимизации параметрических весовых функций Дольфа-Чебышева и Кайзера-Бесселя.

Ключевые слова: весовая функция, уровень боковых лепестков (УБЛ), АЧХ, весовые коэффициенты.

OPTIMIZATION WEIGHT FUNCTION FOR THE DOPPLER FILTRATION OF RADAR SIGNALS

V.I. Koshelev, D.S. Kholodkov

Ryazan State Radio Engineering University,

Russia, Ryazan, holodenkov@bk.ru

The summary. The paper considers the optimization of the weighting function for the Doppler filtering of radar signals by the criterion of the maximum probability of correct detection. Comparison with the results of optimization of parametric weight functions of Dolph-Chebyshev and Kaiser-Bessel is given.

Keywords: weight window, side lobe level (SLL), frequency response, weighting factors.

Устройства первичной обработки радиолокационных сигналов позволяют обнаруживать с заданной вероятностью сигналы от искомых целей на фоне различного вида шумов и помех и измерять основные параметры цели. Одной из задач первичной обработки сигнала является осуществление его частотной селекции. В практических задачах доплеровская частота неизвестна, поэтому весь диапазон частот разбивают на ряд поддиапазонов, число которых как правило выбирают равным числу импульсов в пачке. Наиболее известный вариант построения такой системы базируется на доплеровской фильтрации в так называемом процессоре быстрого преобразования Фурье (БПФ). Образующиеся из-за конечности интервала наблюдения, боковые лепестки (БЛ) в АЧХ фильтров каждого из каналов такого анализатора спектра может приводить к размыванию частотных составляющих. Для ослабления влияния этого явления используются весовые функции, называемые окнами, сглаживающие разрывы вблизи начала и окончания выборки [1,2].

Известен ряд сравнительных анализов классических, а так же синтезированных по вероятностному критерию окон, учитывающих основной параметр: пороговый сигнал или вероятностные характеристики. Результаты которых определили в качестве лучших по данному параметру окна Кайзера-Бесселя и Дольфа-Чебышева [3, 4]. Одним из часто применяемых на практике классических окон является окно Дольфа-Чебышева, применение которого обеспечивает при заданном уровне боковых лепестков (УБЛ) минимальную ширину главного лепестка. Выражение для значений отсчетов преобразования Фурье для окна Дольфа – Чебышева имеет вид:

$$W_k = (-1)^k \frac{\cos[N \arccos[\beta \cos(\pi k / N)]]}{ch(Nch^{-1}(\beta))}, \quad \beta = ch\left[\frac{1}{N} ch^{-1}(10^\alpha)\right], \quad (1)$$

где $0 \leq |k| \leq N-1$ – число каналов;

α – параметр, характеризующий логарифм отношения максимума основного лепестка к УБЛ.

Преобразования Фурье от выражения (1) и нормировка результата относительно максимального значения определяют частотные параметры окна w_n . Знакопеременный множитель $(-1)^k$, учитывает сдвиг начальной точки во временной области [4]. Зададимся характерным для РЛС обнаружения числом отсчетов $N = 16$. Параметр окна выберем $\alpha = 3$. На рисунке 1, представлено спектральное преобразование окна Дольфа-Чебышева логарифмическом масштабе.

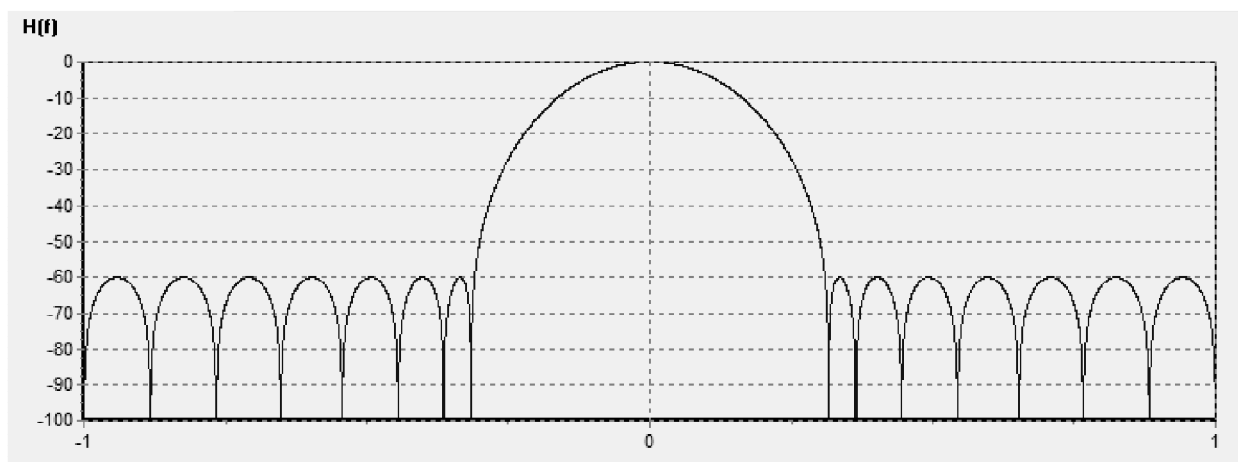


Рис. 1. АЧХ окна Дольфа-Чебышева

Расчитанное значение средней по всем доплеровским каналам вероятности правильного обнаружения $D = 0,495$. Среднее значение энергетического параметра коэффициента улучшения отношения сигнал-(помеха+шум) $\mu = 57,76$ дБ. Максимальный уровень боковых лепестков УБЛ = -60 дБ. Особенностью рассматриваемого окна является равновеликий УБЛ.

Аналогичные характеристики получим для весовой функции окна Кайзера-Бесселя. Ее коэффициенты во временной области:

$$w_n = I_0\left[\pi\alpha\sqrt{1-(2n/N)^2}\right] / I_0(\pi\alpha), \quad (2)$$

где $I_0(x)$ – модифицированная функция Бесселя нулевого порядка.

Спектральное преобразование окна для заданных параметров приведено на рисунке 2.

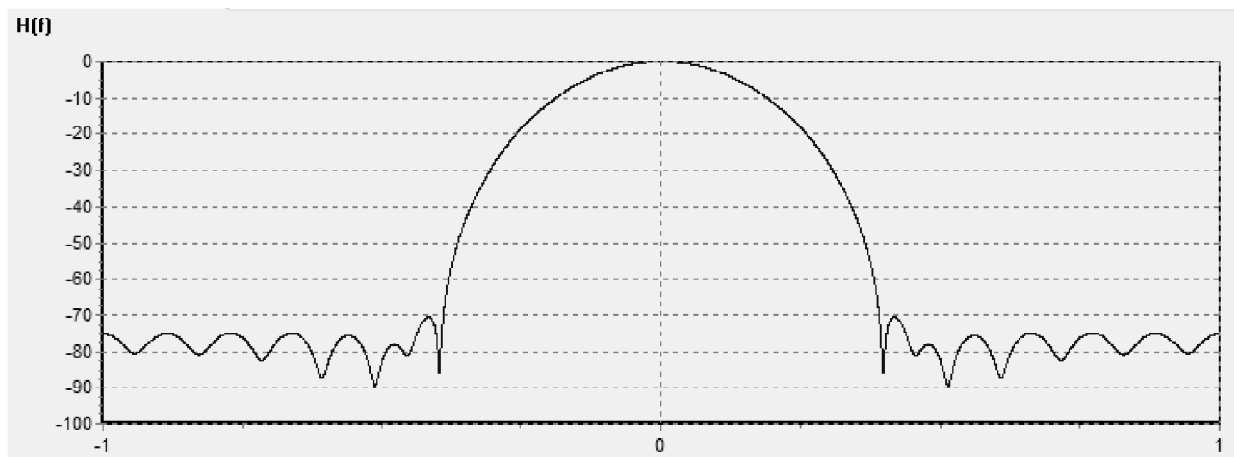
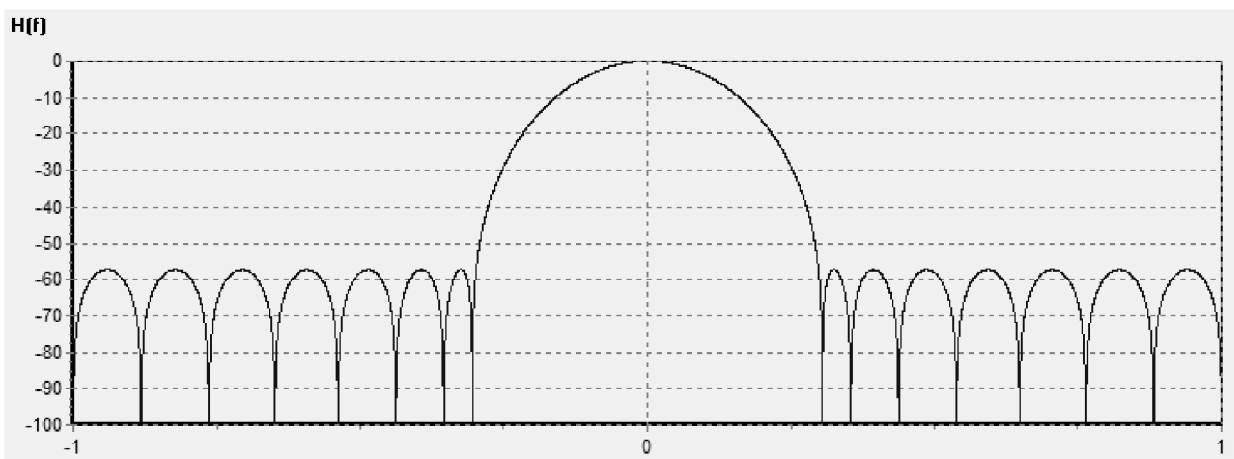


Рис. 2. АЧХ окна Кайзера-Бесселя

Средняя вероятность правильного обнаружения в этом случае $D = 0,445$. Среднее значение энергетического параметра $\mu = 63,42$ дБ. Максимальный УБЛ $= -70,6$ дБ. Особенностью весового окна Кайзера-Бесселя является наибольшая скорость убывания боковых лепестков при удалении от центральной частоты, за счет этого достигается минимум энергии за пределами некоторой заданной частотной области.

Проведем оптимизацию приведенных весовых функций по вероятностному критерию. Один из вариантов заключается в оптимизации параметра α и поиск такого его значения, при котором достигается максимальная средняя вероятность правильного обнаружения D по всем каналам. Для окна Дольфа-Чебышева при заданных параметрах оптимальным оказывается значение $\alpha = 2,87$. При этом $D = 0,497$, среднее значение энергетического параметра $\mu = 55,5$ дБ, а уровень БЛ составляет $-57,34$ дБ. АЧХ приведена на рисунке 3.

Рис. 3. АЧХ окна Дольфа-Чебышева после оптимизации параметра α

Аналогично для окна Кайзера-Бесселя оптимальный по заданному критерию параметр $\alpha = 2,2$. Вероятность правильного обнаружения при этом $D = 0,485$. Энергетического параметр $\mu = 54,36$ дБ. Максимальный УБЛ $= -50,4$ дБ. АЧХ полученного окна приведена на рисунке 4.

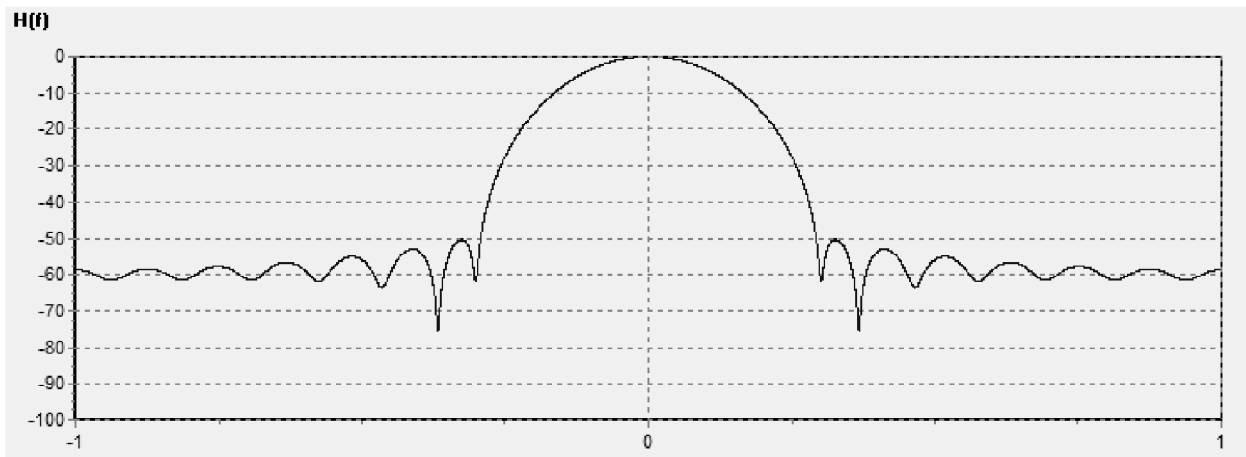


Рис. 4. АЧХ окна Кайзера-Бесселя после оптимизации параметра α

Другой вариант оптимизации по вероятностному критерию состоит в оптимизации непосредственно коэффициентов w_n весовой функции во временной области. Такая оптимизация требует ощутимо больших вычислительных затрат, чем приведенные выше, так как требуется перебор большого числа возможных комбинаций коэффициентов. Полученная АЧХ представлена на рисунке 5.

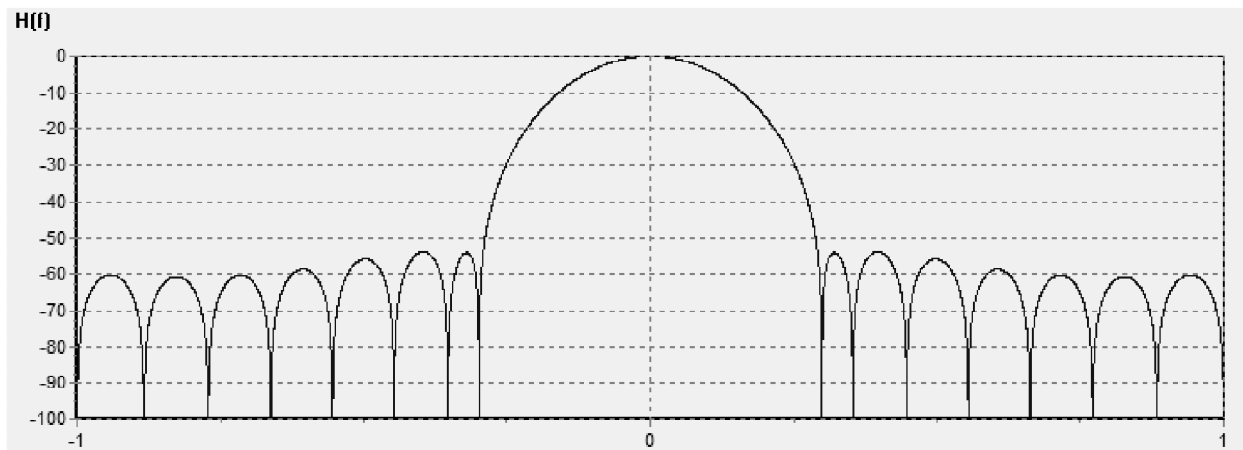


Рис. 5. АЧХ окна, оптимизированного по коэффициентам w_n

Форма АЧХ имеет черты обоих рассмотренных ранее оконных функций и может трактоваться, как оптимальная комбинация их коэффициентов. При тех же исходных параметрах $D = 0,5$, энергетический параметр $\mu = 57,6$ дБ, а уровень БЛ составляет $-53,91$ дБ.

Из рассмотренных окон при заданных параметрах с точки зрения вероятностного критерия наилучшим оказывается окно, оптимизированное непосредственно по весовым коэффициентам, визуально схожее с окном Дольфа-Чебышева, незначительно проигрывающему указанному. Дополнительно следует отметить, что в общем случае, при оптимизации параметров весовых функций по вероятностному критерию ухудшаются некоторые другие параметры (энергетический выигрыш, УБЛ).

Библиографический список

1. Бакулев П.А. Радиолокационные системы. – М.: Радиотехника, 2015. – 440 с.
2. Попов Д.И., Гуськов С.В., Кошелев В.И. Синтез систем адаптивной обработки по вероятностным критериям. Радиотехника. 1985. № 6. С. 9.
3. Кошелев В.И., Кирдяшкин В.В., Сычев М.И., Ясенцев Д.А. Актуальные вопросы радиолокации. – М.: Изд. МАИ, 2016. – 216 с.
4. Кошелев В.И. Многоканальная доплеровская фильтрация радиолокационных сигналов Радиотехника. 2012. № 3. С. 30-35.

УДК 621.391.072; ГРНТИ 49.27.31

**ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТЬ ПРИЕМА СИГНАЛОВ С
МНОГОПОЗИЦИОННОЙ ФАЗОВОЙ МАНИПУЛЯЦИЕЙ
В КАНАЛЕ СВЯЗИ С НЕФЛУКТУАЦИОННЫМИ ПОМЕХАМИ**

Г.В. Куликов, Нгуен Ван Зунг, До Чунг Тиен

МИРЭА-Российский технологический университет,

Российская Федерация, Москва, codonmaitai92@gmail.com

Аннотация. В работе проведено сравнение характеристик помехоустойчивости приема сигналов с многопозиционной фазовой манипуляцией в канале связи с различными нефлуктуационными помехами. Получены зависимости вероятности битовой ошибки от отношения сигнал/шум и от интенсивности помех.

Ключевые слова: многопозиционная фазовая манипуляция, помехоустойчивость, вероятность битовой ошибки, гармоническая помеха, ретранслированная помеха, фазоманипулированная помеха, импульсная помеха, сканирующая помеха.

**NOISE IMMUNITY OF RECEPTION OF SIGNALS WITH
MULTIPLE PHASE SHIFT KEYING IN THE COMMUNICATION CHANNEL
WITH NON-FLUCTUATIONAL INTERFERENCE**

G.V. Kulikov, Nguyen Van Dung, Do Trung Tien

MIREA - Russian Technological University,

Russia, Moscow, codonmaitai92@gmail.com

The summary. The paper compares the noise immunity characteristics of reception of signals with multiple phase shift keying in the communication channel with different non-fluctuational interference. The dependences of the probability of bit error on the signal-to-noise ratio and on the intensity of interference are obtained.

Keywords: multiple phase-shift keying, noise immunity, bit error rate, harmonic interference, re-translated interference, phase-shift interference, impulse interference, scanning interference.

Характеристики помехоустойчивости приема сигналов с многопозиционной фазовой манипуляцией (М-ФМ) на фоне белого гауссовского шума достаточно хорошо изучены и известны [1]. В реальных радиосистемах передачи информации на входе приемника, кроме шумовой, присутствуют и различные нефлуктуационные помехи, такие как гармоническая, фазоманипулированная, сканирующая, импульсная и ретранслированная. Рассмотрим их влияние на качество приема дискретной информации.

Сигнал М-ФМ и модели помех

Сигнал М-ФМ на тактовом интервале, равном длительности канального символа T_s , несущего информацию об $k = \log_2 M$ информационных битах, может принимать одно из M возможных значений:

$$s_i(t) = A_0 \cos(\omega_0 t + \varphi_i + \varphi_c), \quad \varphi_i = \frac{i2\pi}{M}, t \in (0, T_s], i = 0, 1, \dots, M-1, \quad (1)$$

где $A_0 = \sqrt{2E_s / T_s}$ – амплитуда сигнала;

$E_s = kE_b$ – энергия канального символа;

E_b – энергия, приходящаяся на один бит информации;

ω_0 – несущая частота;

φ_c – начальное фазовое смещение сигнального созвездия сигнала.

Модели помех:

1. Гармоническая помеха:

$$s_{\Pi}(t) = \mu A_0 \cos[(\omega_0 + \Delta\omega_{\Pi})t + \varphi_{\Pi}], \quad (2)$$

где φ_{Π} – случайная начальная фаза;

$\Delta\omega_{\Pi}$ – расстройка относительно центральной частоты спектра сигнала М-ФМ;

μ – относительная интенсивность.

2. Сканирующая помеха:

$$s_{\Pi}(t) = \mu A_0 \cos(\omega_{\Pi}(t)t + \varphi_{\Pi}), \quad (3)$$

$$\omega_{\Pi}(t) = \omega_0 + \Delta\omega_d - \frac{2\Delta\omega_d t}{T_c}.$$

где $\Delta\omega_d$ – девиация помехи;

T_c – период сканирования.

3. Ретранслированная помеха:

$$s_{\Pi}(t) = \mu s(t - \tau, \varphi_{\Pi}) \quad (4)$$

где τ – задержка ретранслированной помехи.

4. Фазоманипулированная помеха:

$$s_{\Pi}(t) = \mu A_0 a_j \cos[(\omega_0 + \Delta\omega_{\Pi})t + \varphi_{\Pi}], t \in ((j-1)T_{\Pi}, jT_{\Pi}], j = 1, \dots, N, \quad (5)$$

где $a_j = \pm 1$ – случайный символ помехи;

$T_{\Pi} = T_s / N$; N – относительная скорость манипуляции помехи.

5. Импульсная помеха:

$$s_{\Pi}(t) = A(t) \cos(\omega_0 t + \varphi_{\Pi}), 0 < t < \tau_{\Pi} \quad (6)$$

где $A(t)$ – дискретный марковский процесс с двумя состояниями: $A_1 = 0$ и $A_2 = \mu A_0$, моменты перехода между которыми образуют пуассоновский поток; распределение длительности импульсов помехи $\tau_{\Pi} < T_s$ описывается экспоненциальным законом $\varpi(\tau_{\Pi}) = \lambda_2 \cdot e^{-\lambda_2 \tau_{\Pi}}$.

Вероятность появления импульса на интервале длительностью T_s равна $\lambda_1 T_s \cdot e^{-\lambda_1 T_s}$, а вероятность его отсутствия $e^{-\lambda_1 T_s}$.

Алгоритм оценки помехоустойчивости приема сигналов М-ФМ

Корреляционный прием сигнала (1) в присутствии белого гауссовского шума $n(t)$ с односторонней спектральной плотностью мощности N_0 предполагает вычисление интегралов свертки I_i принимаемого колебания

$$x(t) = s_i(t) + s_{\Pi}(t) + n(t)$$

и M опорных сигналов:

$$I_i = \frac{2A_0}{N_0} \int_0^{T_s} x(t) \cos(\omega_0 t + \frac{i2\pi}{M}) dt. \quad (7)$$

Полагаем, что синхронизация приемника идеальна.

Вероятность правильного обнаружения любого канального символа, например, с индексом "0", находится при условии:

$$I_0 > \{I_i\}, i=1, \dots, M-1.$$

Учитывая симметричность сигнального созвездия, общая вероятность битовой ошибки P_{eb} равна

$$P_{eb} = [1 - \prod_{i=1}^{M-1} p_i(I_0 > I_i)] / \log_2 M. \quad (8)$$

Алгоритм расчета вероятности ошибки при приеме заключается в следующем [2,3]. Предположим, что неизвестные параметры помех являются некоторыми фиксированными величинами. В этом случае можно рассчитать статистические характеристики условных по этому параметру нормальных распределений случайных процессов I_i на выходах всех корреляторов демодулятора: средние значения, их линейные комбинации m_i и дисперсии D_i . После этого несложно определить также условные вероятности

$$p_i(I_0 > I_i) = 1 - Q\left(\frac{m_i}{\sqrt{D_i}}\right), \quad Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^{\infty} e^{-t^2/2} dt,$$

и условную вероятность битовой ошибки (8).

Для получения безусловной вероятности битовой ошибки необходимо провести усреднение полученных результатов по той или иной случайной величине, например по φ_{Π} :

$$P_{eb} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} P_{eb}(\varphi_{\Pi}) d\varphi_{\Pi}.$$

Для получения окончательных результатов можно воспользоваться численным усреднением.

Результат расчетов

Проведенные расчеты позволили получить характеристики помехоустойчивости когерентного приемника сигналов М-ФМ в присутствии различных нефлуктуационных помех. Некоторые из них подробно изложены в [2,3]. Здесь приведем сравнение полученных результатов.

На рисунке 1 показаны сводные зависимости средней вероятности ошибки P_{eb} от отношения сигнал/шум (ОСШ) E_b/N_0 при одинаковой интенсивности мешающих воздействий $\mu = 0,1$ для $M=2$ и $M=16$. Рассмотрен случай, когда все помехи являются прицельными, т.е. центральные частоты их спектров совпадают с несущей частотой ω_0 сигнала М-ФМ. Для сканирующей помехи принято $\Delta\omega_d T_s = 6$, для ретранслированной $-\tau/T_s = 0.1$, для фазоманипулированной $-N = T_s/T_{II} = 2$, для импульсной $-(\tau_{II}/T_s)_{cp} = 0.5$.

Наиболее опасной при указанных условиях является самая простая гармоническая помеха: для $M=16$ проигрыш по ОСШ по сравнению со случаем отсутствия помехи составляет при вероятности ошибки 10^{-2} около 3 дБ. В остальных случаях проигрыши меньше и составляют следующие значения: ретранслированная – 2,2 дБ; фазоманипулированная – 1,4 дБ; сканирующая – 1,3 дБ, импульсная – <0,1 дБ. Для $M=2$ при вероятности ошибки 10^{-6} проигрыши значительно меньше и составляют соответственно 0,5 дБ; 0,4 дБ; 0,25 дБ; 0,25 дБ и <0,1 дБ. При возрастании интенсивности помех ситуация сильно ухудшается. Это подтверждают графики, приведенные на рисунке 2, где показаны кривые помехоустойчивости для всех вышепересмотренных нефлуктуационных помех в зависимости от интенсивности помех μ для $M=2$ и $M=16$.

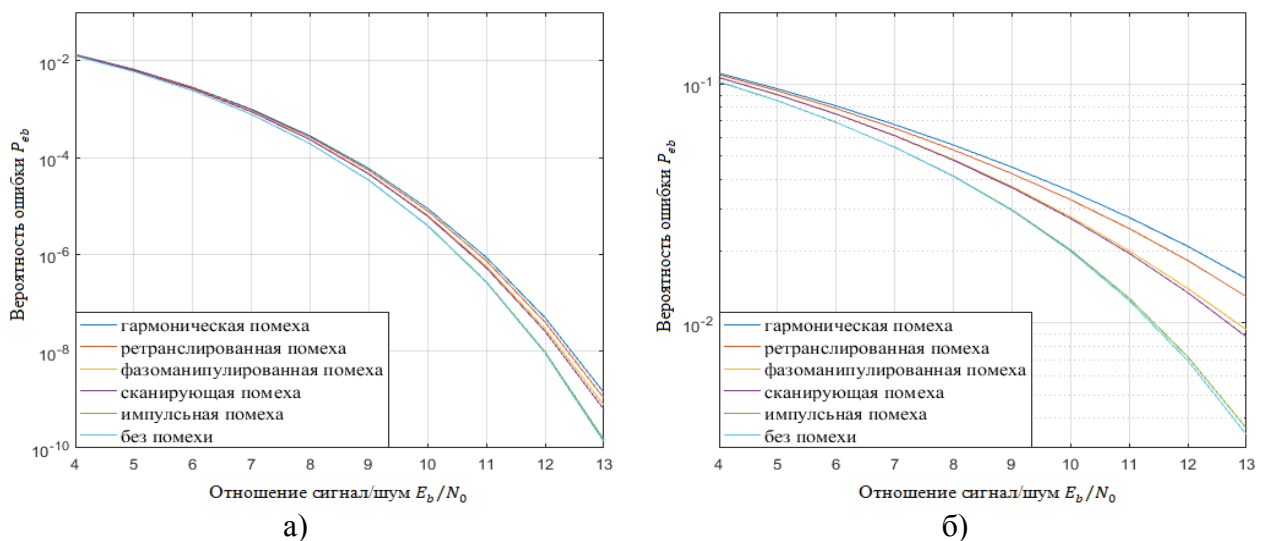


Рис. 1. Зависимость вероятности битовой ошибки P_{eb} от отношения сигнал/шум E_b/N_0 для $M=2$ (а) и $M=16$ (б).

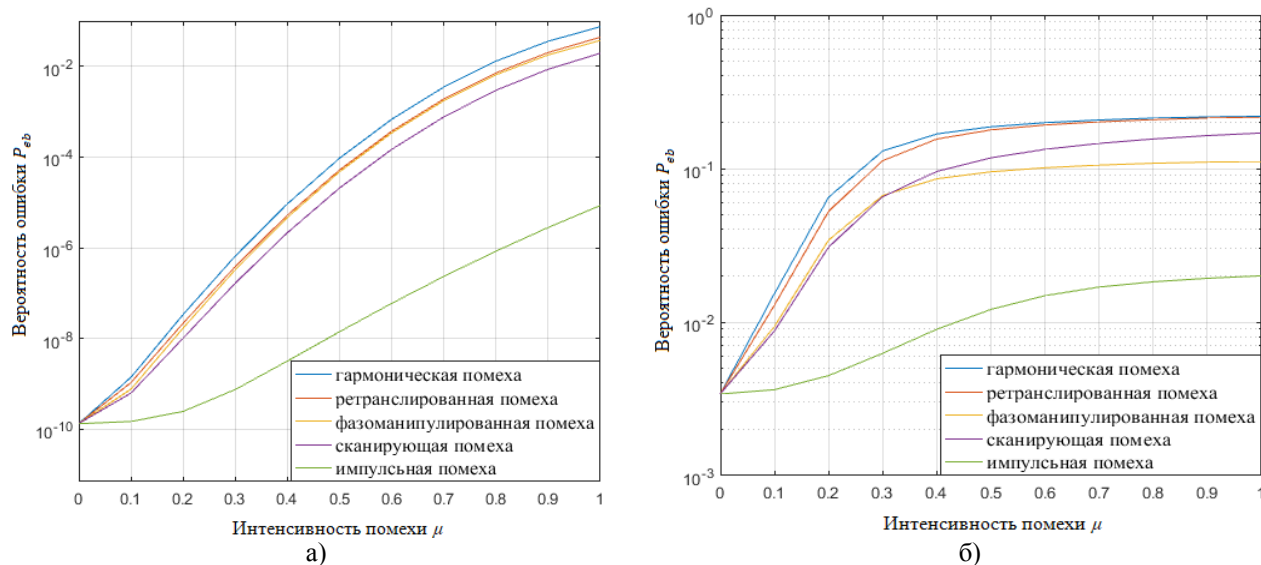


Рис. 2. Зависимость вероятности битовой ошибки P_{ob} от интенсивности помех μ для $M=2$ (а) и $M=16$ (б).

Заключение

Таким образом, вывод, который следует из полученных результатов, заключается в следующем: при разработке методов и устройств приема сигналов М-ФМ в сложной помеховой обстановке в первую очередь необходимо обратить внимание на синтез алгоритмов, направленных на подавление гармонических, в том числе и сканирующих по частоте, и ретранслированных помех, обладающих наибольшим мешающим эффектом.

Библиографический список

1. Прокис Дж. Цифровая связь. Пер. с англ. / Под ред. Д.Д. Кловского. - М.: Радио и связь. 2000. - 800 с.
2. Куликов Г.В., Нгуен Ван Зунг, Нестеров А.В., Лелюх А.А. Помехоустойчивость приема сигналов с многопозиционной фазовой манипуляцией в присутствии гармонической помехи // Научные технологии. - 2018. - № 11. - С. 32-38.
3. Куликов Г.В., Нгуен Ван Зунг. Анализ помехоустойчивости приема сигналов с многопозиционной фазовой манипуляцией при воздействии сканирующей помехи // Российский технологический журнал. - 2018. - Т. 6. - № 6. - С. 5-12.

УДК 621.379.9

АНАЛИЗ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ КВАДРАТУРНЫХ МЕТОДОВ МОДУЛЯЦИИ В ЦИФРОВЫХ СИСТЕМАХ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ

А. Михайлов, Т. Шестакова, Г. Сорокин

Технический Университет Молдовы,
Республика Молдова, Кишинэу, ger_sor@mail.ru

Аннотация. В работе рассмотрено влияние поворота сигнального созвездия на помехоустойчивость квадратурных многопозиционных методов модуляции. На основе вектора ошибки в среде моделирования Matlab + Simulink предложены модели модуляторов и демодуляторов М – QAM с поворотом сигнальных созвездий на произвольный угол. Рассмотрены наиболее часто используемые в цифровых системах передачи данных виды модуляции: 4-QAM, 16-QAM, 64-QAM и 256-QAM. Результаты моделирования предложенных моделей подтвердили совпадение рекомендованных стандартом DVB-T2 значений углов поворота сигнальных созвездий, а также выявили значения других углов, которые можно использовать для повышения помехоустойчивости многопозиционных квадратурных методов модуляции.

Ключевые слова: цифровые системы передачи данных, вектор ошибок, помехоустойчивость, сигнальное созвездие, квадратурный прием, поворот сигнального созвездия.

ANALYSIS OF THE NOISE IMMUNITY OF QUADRATURE MODULATION METHOD IN DIGITAL DATA TRANSMISSION SYSTEMS

A. Mikhailov, T. Shestakova, G. Sorokin

*Technical University of Moldova,
Republic of Moldova, Chisinau, ger_sor@mail.ru*

Abstract. The paper considers the effect of the rotation of the signal constellation on the noise immunity of quadrature multi-point modulation methods. Based on the error vector in the Matlab + Simulink simulation environment, models of M - QAM modulators and demodulators with rotation of the signal constellations at an arbitrary angle are proposed. Considered the most commonly used in digital data transmission systems modulation: 4-QAM, 16-QAM, 64-QAM and 256-QAM. The simulation results of the proposed models confirmed the coincidence of the values of the rotation angles of the signal constellations recommended by the DVB-T2 standard, and also revealed the values of other angles that can be used to improve the noise immunity of multipositional quadrature modulation methods.

Keywords: digital data transmission systems, error vector, noise immunity, signal constellation, quadrature reception, rotation of the signal constellation.

Введение

В цифровых системах передачи данных для эффективного использования отведенной полосы канала связи используются многопозиционные сигналы – многопозиционная фазовая манипуляция (М – PSK (Phase Shift Keying) и многопозиционная квадратурная амплитудная манипуляция (М – QAM (Quadrature Amplitude Modulation), так как модуляторы цифровых линий связи чаще всего строятся по квадратурным схемам. Поэтому для передачи цифровой информации чаще всего используются следующие виды модуляций: *BPSK*, *QPSK*, *8PSK*, *16QAM*, *64QAM*, *256QAM* и разновидности амплитудной фазовой манипуляции – *16APSK* и *32APSK* [1, 3].

При наличии нелинейных и фазовых искажений, помех и шумов канала возникают переходные помехи между квадратурными каналами. Сигнальные созвездия при этом размываются, то есть в каждом такте точка созвездия имеет случайные координаты.

Коэффициент битовых ошибок BER (Bit Error Ratio) является самым лучшим показателем, позволяющим оценить качество приемопередатчика, но BER тестирование не всегда возможно при разработках РЧ блока, ведь для измерения BER наряду с РЧ блоком необходимо наличие информационного тракта для полной цифровой обработки принятого сигнала. Кроме того, оценка BER может показать, что проблема качества устройства существует, но она не дает возможности выявить источник проблемы. Альтернативным измерению BER видом тестирования является исследование качества демодулируемого сигнала с помощью векторного анализа [6...8].

Одним из наиболее широко используемых количественных показателей качества модуляции в цифровых системах связи служит величина вектора ошибки EVM (*Error Vector Magnitude*). Не следует путать величину (амплитуду) вектора ошибки (*magnitude of the error vector*) с ошибкой амплитуды (*magnitude error*), и фазу вектора ошибки (*phase of the error vector*) с ошибкой фазы (*phase error*). Графическое изображение этих различий показано на рисунке 1.

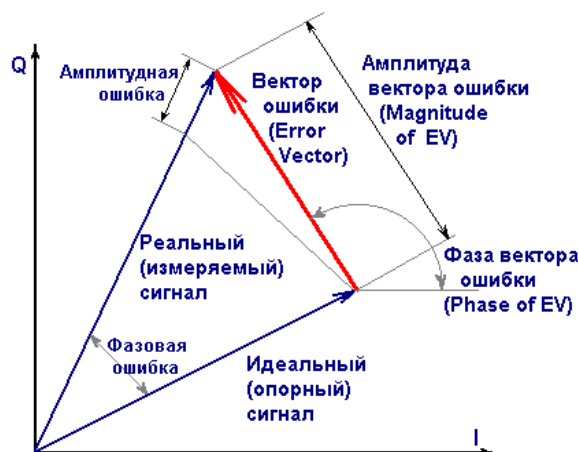
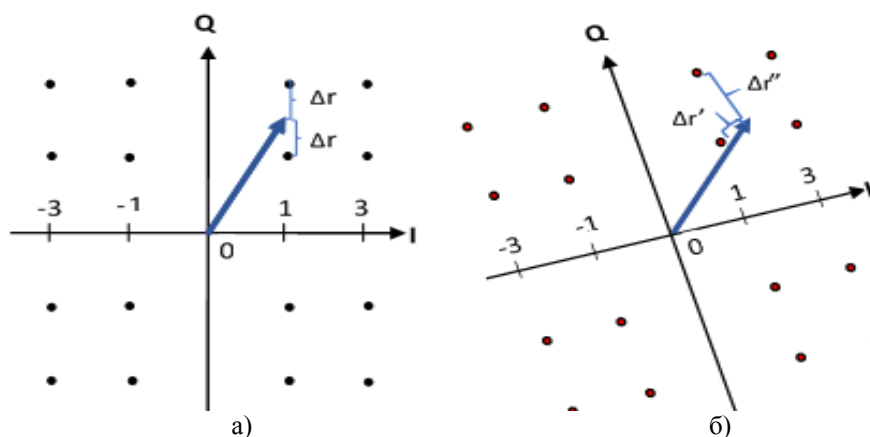


Рис. 1. Графическое представление вектора ошибки EVM

Значение вектора EVM дает возможность определить источники ошибок и их вклад в процесс формирования и обработки сигналов в цифровых системах. Он чувствителен к любому ухудшению качества сигнала, влияющему на величину и фазовую траекторию демодулируемого сигнала.

Наиболее трудным с точки зрения соотнесения измеренного вектора сигнала к идеальному является случай, когда реальный измеряемый сигнал попадает точно по середине между точками сигнального созвездия, как это показано на рисунке 2 а. В этом случае вычисление минимума метрики (Δr) дает неоднозначный результат.

Рис. 2. Неоднозначность в определении минимума метрики (Δr)

В стандарте *DVB-T2* используется поворот сигнального созвездия на определенный круговой угол [2], позволяющий улучшить помехоустойчивость системы. В таблице 1 приведены значения угла поворота созвездия в зависимости от типа модуляции.

Таблица 1. Значения угла поворота созвездия для различных типов модуляции

Тип модуляции	QPSK	16-QAM	64-QAM	256-QAM
Угол поворота созвездия	29°	16,8°	8,6°	$\arctg(1/16)$

Такой поворот может существенно повысить устойчивость сигнала при типичных проблемах эфира. Каждый вектор такого созвездия приобретает свои индивидуальные координаты I и Q (рис.1.2б). В этом случае значения вектора ошибки $\Delta r'$ и $\Delta r''$ имеют разные значения и неоднозначности в вычислении минимума метрики нет.

С другой стороны, в случае потери информации об одной из координат ее можно будет восстановить. Как правило, для уменьшения вероятности появления пакетных ошибок исходные цифровые данные подвергают перемежению. В результате перемежения компоненты I и Q передаются раздельно, что уменьшает вероятность их одновременной потери. Таким образом, если одна несущая или символ будут потеряны в результате интерференции, сохранится информация о другой координате, это позволит восстановить символ, хотя и с более низким уровнем сигнал/шум.

К настоящему времени выполнен ряд работ по изучению влияния поворота сигнального созвездия [5,6], однако и по сей день влияние поворота сигнального созвездия изучено не до конца. В частности, не исследовалось взаимное влияние сигналов, несущих одну и ту же информацию на разных углах поворота сигнального созвездия.

В работах [4] предложены математические модели системы цифрового телевизионного вещания, однако, не учитывающие возможность поворота сигнального созвездия. В работах [5,10] исследовано влияние поворота сигнального созвездия фазовых модуляций QPSK, BPSK, 8-PSK и DBPSK, но модуляции 16-QAM, 64-QAM и 256-QAM в работах по изучению поворота сигнального созвездия не рассматривались. Возможность поворота сигнального созвездия на углы, отличные от рекомендованных стандартом, и изучение взаимного влияния одного и того же сигнала, повернутого на разные углы, представляет особый для практического применения интерес.

Основная часть

Для анализа влияния поворота сигнального созвездия на помехоустойчивость квадратурных видов модуляции, была разработана усовершенствованная модель подсистемы "QAM-модулятор" → "AWGN" → "QAM-демодулятор", учитывающая поворот сигнального созвездия на заданный угол.

Разработка модели осуществлена с помощью системы компьютерной математики MATLAB/SIMULINK 9.0 (R2017b). Обработка и анализ результатов моделирования проводились с помощью программы Origin Pro 2017 [11,12].

Стандартный блок Simulink "Rectangular QAM-Modulator" на выход выдаёт квадратурный амплитудно-модулированный сигнал, который можно рассматривать как вектор комплексных чисел, действительная часть которых представляет собой синфазную составляющую квадратурного сигнала, а мнимая часть – квадратурную составляющую:

$$QAM = Re^{QAM} + Im^{QAM} = I + jQ. \quad (1)$$

Из математической теории комплексных чисел известно линейное преобразование на комплексной плоскости, приводящее к повороту точки на заданный угол φ :

$$\begin{aligned} \hat{x} &= x \cdot \cos\varphi - y \cdot \sin\varphi, \\ \hat{y} &= x \cdot \sin\varphi + y \cdot \cos\varphi. \end{aligned} \quad (2)$$

Так как абсцисса комплексной плоскости – это действительная часть комплексного числа, а ордината – его мнимая часть, формулы (1.2) можно переписать:

$$\begin{aligned} \hat{Re} &= Re \cdot \cos\varphi - Im \cdot \sin\varphi, \\ \hat{Im} &= Re \cdot \sin\varphi + Im \cdot \cos\varphi. \end{aligned} \quad (3)$$

Таким образом, в терминах квадратурной модуляции с учётом (1.1, ..., 1.3) можно записать так:

$$\begin{aligned}\dot{I} &= I \cdot \cos\varphi - Q \cdot \sin\varphi, \\ \dot{Q} &= I \cdot \sin\varphi + Q \cdot \cos\varphi.\end{aligned}\quad (4)$$

На рисунке 3 показана Simulink модель, реализующая формулу (4). Свернём её в подсистему и назовём её "Вращатель" для удобства дальнейшего использования.

Для разделения квадратурного сигнала на реальную (Re) и мнимую (Im) составляющие применим стандартный блок библиотеки Simulink "Complex to Real-Imag", а в качестве источника квадратурного сигнала используем блок "Rectangular QAM-Modulator" из блоксета Communication System расширенной библиотеки Simulink. Блок "Random Integer Generator" будет моделировать подготовленный к модуляции низкочастотный сигнал цифрового телевизионного вещания.

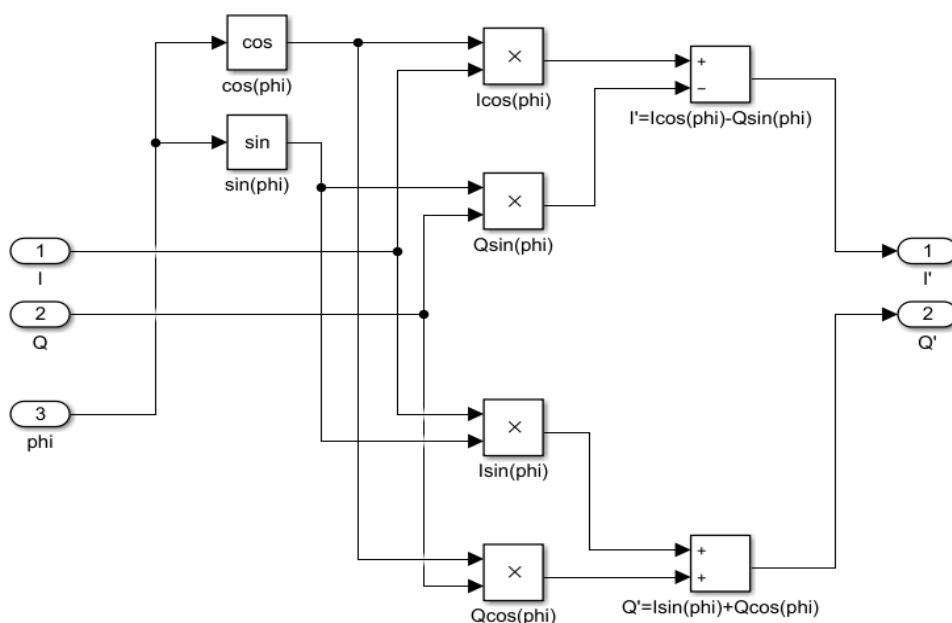


Рис. 3. Математическая модель подсистемы поворота сигнального созвездия

Угол поворота сигнального созвездия φ пока представим константой. После осуществления поворота точек сигнального созвездия надо обратно собрать целостный квадратурный сигнал, используем для этого блок библиотеки Simulink "Real-Imag to Complex". В итоге получим модель M-QAM модулятора с поворотом сигнального созвездия на заданный угол (рис. 4):

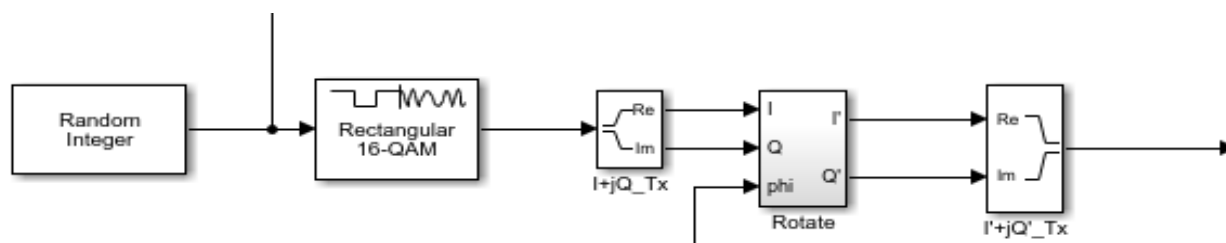


Рис. 4. Модель квадратурного модулятора с поворотом сигнального созвездия на заданный угол φ

В приёмнике необходимо восстановить исходное положение сигнального созвездия. Поэтому, перед подачей на вход демодулятора принятый сигнал необходимо повернуть на

угол, дополняющий угол поворота до 360^0 (обозначим его через ϕ'). По аналогии с передатчиком получаем подсистему "Приёмник" (Rx) (рис. 5):

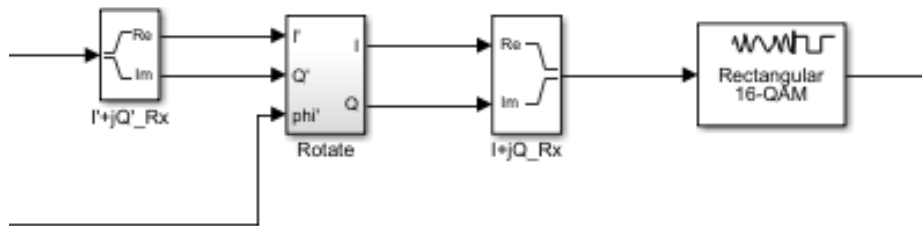


Рис. 5. Модель квадратурного демодулятора с поворотом сигнального созвездия на заданный угол φ'

Для того что бы каждый раз не требовалось вручную переводить значение угла φ из градусов в радианы и рассчитывать значение дополнительного угла φ' , дополним модель подсистемой выполнения этих расчётов (рис. 6):

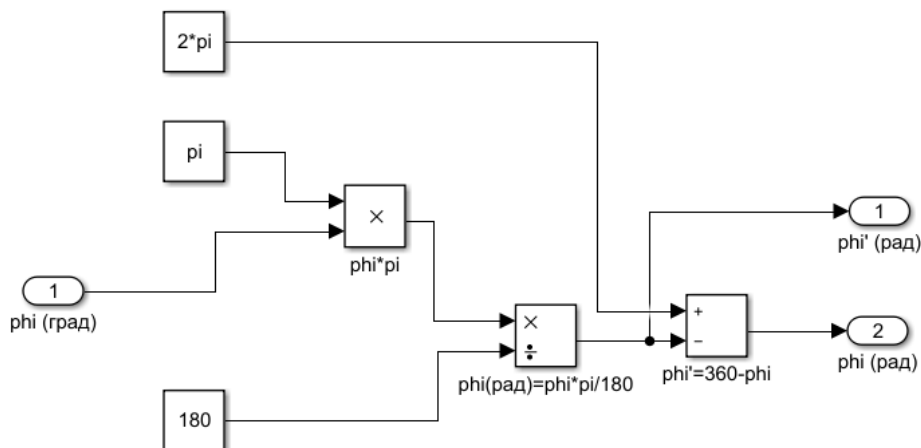


Рис. 6. Модель пересчета углов φ и φ'

Окончательная математическая модель для исследования влияния угла поворота сигнального созвездия на помехозащищённость квадратурных схем модуляций М-QAM примет следующий вид (рис. 7):

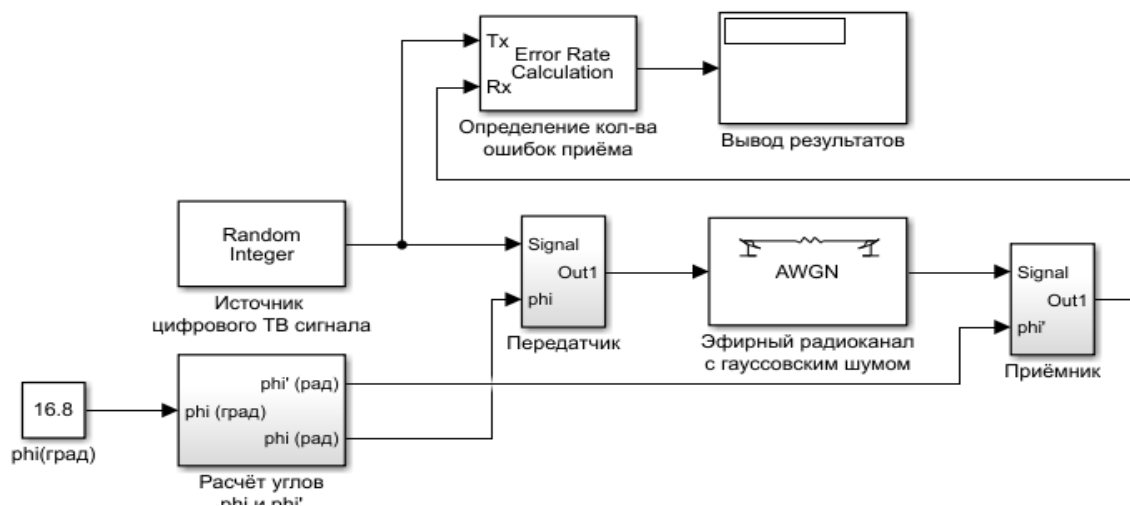


Рис. 7. Математическая модель для исследования влияния угла поворота сигнального созвездия на помехозащищённость квадратурных схем модуляции

Устанавливая значение угла поворота в градусах (0 для начального состояния без поворота), подбираем в настройках блока "AWGN" значение параметра " E_b/N_0 " при котором наблюдается наперед заданная ошибка. Заносим значения угла поворота φ и соответствующие этому углу значения " E_b/N_0 " в таблицы для построения графиков функций " $E_b/N_0 = f(\varphi)$ ". Повторяем предыдущее действие для всех углов в диапазоне (0:1:90) для каждого типа модуляции. Результаты моделирования показаны на рисунке 8.

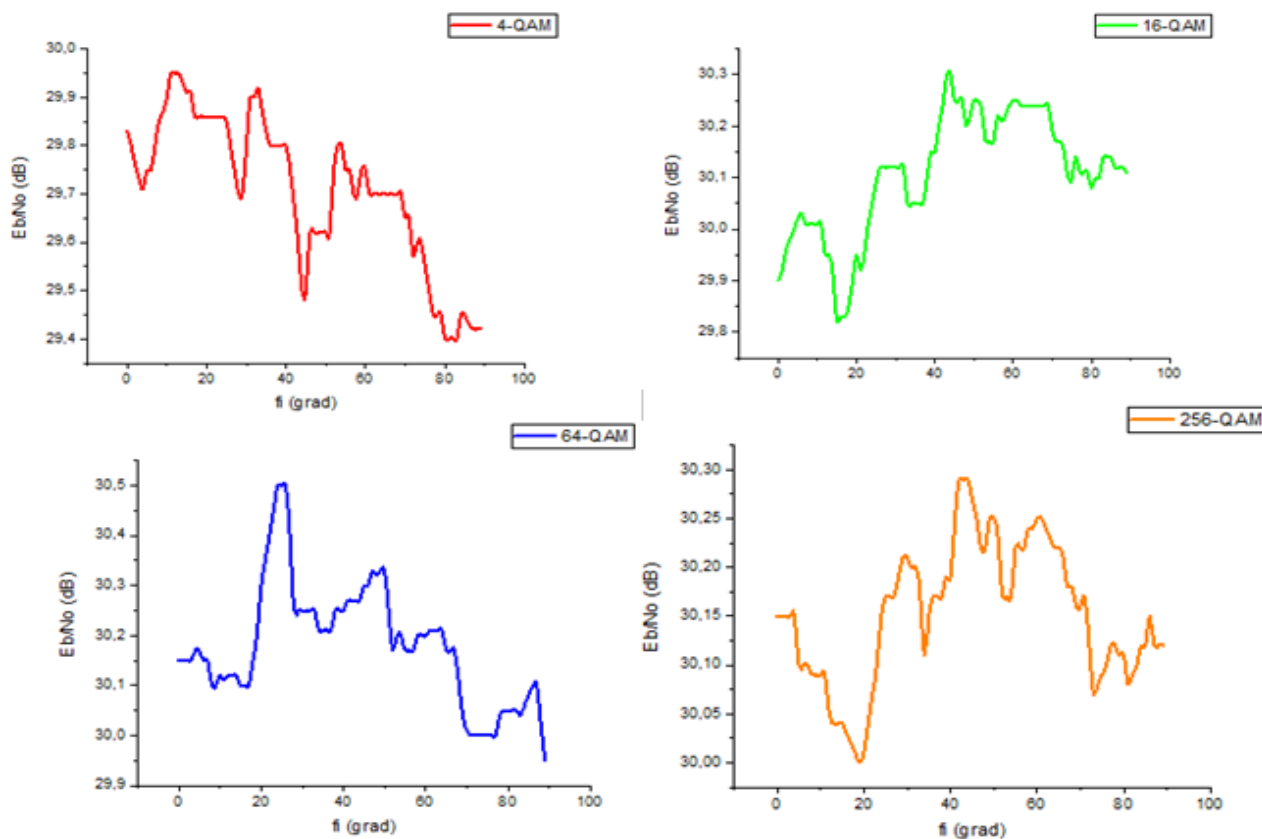


Рис. 8. Графики зависимости отношения "сигнал/шум" (E_b/N_0) от угла поворота сигнального созвездия для модуляций 4-QAM (QPSK), 16-QAM, 64-QAM и 256-QAM

Из графиков видно, что для каждой модуляции обнаружено несколько энергетических минимумов, для которых отношение "сигнал/шум" меньше, чем для не повернутого сигнального созвездия. Данные об обнаруженных энергетических минимумах сведены в таблицу 2, а основные статистические сведения – в таблицу 3.

Таблица 2. Энергетически выгодные углы поворота сигнального созвездия

Тип модуляции	Углы поворота сигнального созвездия, град.	
	Рекомендованный	Найденные экспериментально углы
4-QAM	29	3, 29, 45, 82
16-QAM	16.8	16
64-QAM	8.6	9, 17, 75, 87.5
256-QAM	0.06	1, 7, 20, 74, 82

Таблица 3. Данные статистических расчетов

Тип модуляции	$E_b/N_0 \min$, dB	$E_b/N_0 \max$, dB	$\sigma_{(E_b/N_0)}$, dB	$\Delta_{(E_b/N_0)}$, dB
4-QAM	29.4	29.95	0.15664	0.55
16-QAM	29.82	30.3	0.11847	0.48
64-QAM	29.95	30.5	0.12031	0.55
256-QAM	30	30,29	0.0714	0,29

Заключение

В пакете программ MATLAB / SIMULINK разработаны математические модели подсистем «Передатчик», «Приемник» и «Модель пересчета углов φ и φ' ». Для исследования влияния поворота сигнального созвездия на помехоустойчивость системы передачи цифровой информации на основе разработанных математических моделей подсистем предложена математическая модель системы передачи данных с AWGN каналом.

Из графиков, представленных на рисунке 8 видно, что для каждой модуляции обнаружено несколько энергетических минимумов для которых отношение "сигнал/шум" меньше, чем для не повернутого сигнального созвездия.

На основании данных, представленных в таблицах 2 и 3, можно сделать следующие выводы:

- Рекомендованные стандартом DVB-T2 углы поворота сигнального созвездия получили экспериментальное подтверждение.
- Для всех исследованных типов многопозиционной модуляции, кроме 16-QAM, помимо рекомендованного стандартом, имеются ещё и другие энергетически выгодные углы поворота сигнального созвездия. Это открывает простор для дальнейших исследований по данной теме.
- С ростом позиционности модуляции M эффект от поворота сигнального созвездия снижается.

Библиографический список

1. Скляр Б. Цифровая связь. – М.: Вильямс, 2004.
2. Коржихин Е.О. Сравнение стандартов цифрового наземного вещания DVB-T и DVB-T2, Телекоммуникации и транспорт, 2012, № 6, стр. 203 – 204
3. Волков Н.М., Немировский М.С., Шинаков Ю.С. Системы цифровой радиосвязи. Базовые методы и характеристики – М.: Экотрендз, 2005.
4. Киселёв В.В., Светлов М.С. Математическая модель канала передачи данных системы цифрового телевидения, Вестник Саратовского государственного университета, 2009, № 5, стр. 250 – 252.
5. Веденькин Д.А., Макарода Д.Г., Филареева И.Г. Анализ влияния поворота сигнального созвездия на уровень символьных и битовых ошибок в фазовых форматах модуляции, Инженерный вестник Дона, 2018, № 3
6. Sungwon Hong Eun Su Kang and Dong Seog Han. Additional data transmission with rotated qpsk constellation. // Electronics Letters, 51: pp. 394– 395, March 2015.
7. Schmogrow R., Nebendahl B., Winter M., Josten A., Hillerkuss D., Koenig S., Meyer J., Dreschmann M., Huebner M., Koos C., Becker J., Freude W., and Leuthold J. Error vector magnitude as a performance measure for advanced modulation formats // Photonics Technology Letters, IEEE, 24(1): 61–63, Jan 2012.
8. Кисельников А.Е., Дубов М.А., Приоров А.Л. Разработка алгоритма детектирования и компенсации искажения сигнального созвездия ФМН-2 на основе вектора ошибок // Цифровая обработка сигналов. 2016. №1. – с.34-39.
9. Ньюман Э. Оптимизация приемника при помощи анализа модуля вектора ошибки // Беспроводные технологии. 2007. №9. – с. 57-60.
10. Волхонская Е.В., Коротей Е.В., Власова К.В., Рушко М.В. Модельное исследование помехоустойчивости приёма радиосигналов с QPSK, BPSK и DBPSK, Известия КГТУ, 2017, № 46.

11. Дьяконов В.П. MATLAB R2006/2007/2008+Simulink5/6/7. Основы применения. – 2-е изд., перераб. и доп. – М., СОЛОН-ПРЕСС, 2008. – 800с.
12. Богданов А.А. Визуализация данных в Microcal Origin, М.: Альтекс-А, 2003.

УДК 621.396.969

КРИТИЧЕСКИЙ АНАЛИЗ ХАРАКТЕРИСТИК РЛС МЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА ПО ДАННЫМ ПРОИЗВОДИТЕЛЕЙ

И.В. Васильев

*Специальное конструкторско-технологическое бюро «Гранит»,
Казахстан, Алматы, iv@granit.kz*

Аннотация. Проводится анализ технических характеристик радиолокаторов метрового диапазона волн на предмет достоверности технических характеристик, приводимых в рекламных проспектах производителей.

Ключевые слова: вероятность обнаружения, вероятность ложной тревоги, дальность обнаружения, диаграмма направленности, радиолокация, ЭПР

A CRITICAL ANALYSIS OF THE CHARACTERISTICS OF THE RADAR METER RANGE ACCORDING MANUFACTURERS

I.V. Vassilyev

*JSC Special Design and technology Bureau "Granite",
Kazakhstan, Almaty, iv@granit.kz*

Abstract. The analysis of the technical characteristics of the radar meter range waves to determine the accuracy of the technical specifications contained in advertising brochures of the manufacturers.

Keywords: The probability of detection, probability of false alarm, detection range, radiation pattern, radar, ESR

Радиолокаторы метрового диапазона волн благодаря своей простоте в обслуживании и способности обнаруживать цели, выполненные по технологии «стелс». Чаще всего производится модернизация морально устаревших, но физически ещё не изношенных радиолокаторов, таких как П-18 или клонов радиолокатора П-12 китайского производства. Тем не менее, создаются и новые виды радиолокационных станций этого диапазона, такие как РЛС «Ниобий» [1], «Восток-Э» [2], «МШР-200» [3], «Резонанс-Н» [4] и других. Автор непосредственно участвовал в разработке нескольких вариантов модернизации радиолокаторов метровых волн, в процессе которых приходилось анализировать тактико-технические характеристики (ТТХ) РЛС, заявляемые производителями из разных стран, на предмет сравнения их между собой. При этом возник ряд трудностей в сравнительном анализе ТТХ. Для упрощения изложения материала в статье будут приводиться данные в основном по вариантам модернизации радиолокаторов П-18.

Попытки выполнить проверку заявленных характеристик обнаружения радиолокаторов разных производителей затруднялись в первую очередь тем, что производители неверно оценивали эффективные поверхности рассеивания (ЭПР) типовых целей. Так, например, в рекламах украинских изделий П-18 МУ и П-18ММ приводится ЭПР самолёта МИГ-21, равная $2,6 \text{ м}^2$, в в вариантах изделий П-18, поставленных в Казахстан ЭПР этой же цели – $2,5 \text{ м}^2$. Беларусская фирма «Тераедэр» в характеристиках изделия П-18Т приводит дальности обнаружения для целей с ЭПР 1 м^2 . В то же время, в рекламе российского радиолокатора «Резонанс-Н» утверждается, что ЭПР истребителя в диапазоне частот РЛС П-18 около 30 м^2 и она превышает ЭПР бомбардировщика, заявляемую как 10 м^2 . Учебное же пособие для офицеров радиотехнических войск [5] утверждает, что наоборот, ЭПР истребителя 10 м^2 , а бомбардировщика – около 30. Так как ЭПР самолётов имеет сложную структуру в зависимо-

сти от ракурса (рис. 1), то очень не просто определить, какое именно значение ЭПР принимали производители для расчётов дальностей обнаружения.

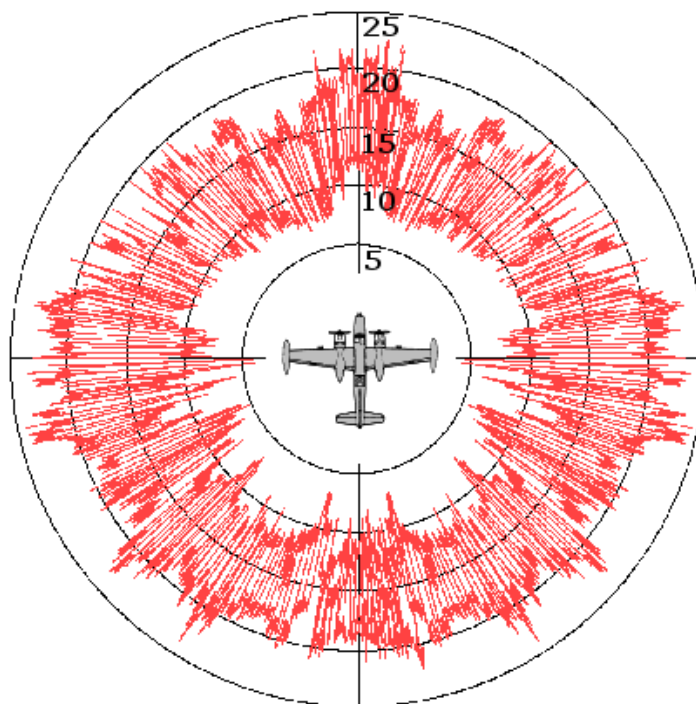


Рис. 1. ЭПР самолёта А-26 Инвэйдер [6]

Конечно, ЭПР можно определять только статистически с некоторой вероятностью, которую никто из производителей не приводит. Тем не менее, различие ЭПР в 30 раз (15 дБ) - чрезмерно велико, так как приводит к расхождению расчётных значений дальности обнаружения более чем в 1,5 раза. Именно в 1,5 раза, а не в 2,34 как можно обнаружить в некоторых источниках. Дальность обнаружения связана с ЭПР в 4 степени только для случая свободного пространства. На практике, учитывая сферичность Земли и отражения от подстилающей поверхности это соотношение – в 8 степени [7].

$$r_{\text{макс}} = \sqrt[8]{\frac{P_{\text{пер}} G_{\text{пер}} S_{\text{э}} S_{\text{пр}}}{P_{\text{пр.мин.}} \lambda^4} 16\pi^2 (h_1 h_2)^4} \quad (1)$$

В этой формуле, кроме обычных обозначений, $S_{\text{э}}$ – ЭПР цели, а h_1 и h_2 , соответственно, высота антенны РЛС и цели.

То, что в рекламных проспектах указываются не реально измеренные дальности обнаружения, а расчётные, вряд ли можно подвергать сомнению. Реальные измерения требуют организации многочисленных облётов. Вряд ли производители из разных стран имели возможности облётывать РЛС бомбардировщиками В-52 или самолётами «невидимками» F-117А, как и истребителями МИГ-21. Формула, которую выводит А.П. Сиверс в своём учебнике, позволяет легко проверить достоверность дальностей обнаружения, приводимых разными производителями. Из неё прямо следует, что при понижении высоты цели (h_2), дальность обнаружения должна снижаться пропорционально корню квадратному от величины снижения в размах, вне зависимости от ЭПР цели, мощности передающего устройства и типа антенны.

Проверим соответствие данных проспектов различных производителей (Таблица 1). В качестве эталона воспользуемся данными из формуляра оригинального изделия П-18, изготовленного в июне 1985 года.

Таблица 1. Дальности обнаружения цели типа «истребитель» (в км)

Локатор	П-18 1985г.	1Л119 Россия	П-18МУ Украина (при по- мехах)	П-18Т Беларусь	П-18-2 Россия	П-18М Россия (при по- мехах)	П-180У Украина	П- 18МЛ Литва	П- 18МН2 Венгрия
10000м	175	270	150	250	175	152	360	360	255
5000м	145								220
3000м	110		80	120	110	88	120	120	
1000м	65			80			80	80	80
500м	50	60		60			70	70	58
100м	28	25		30			32	32	30

Примем за единицу дальность обнаружения целей на эшелоне 10000 метров и рассчитаем по формуле (1) во сколько раз относительно этой высоты должна снижаться дальность обнаружения при смене эшелона. Получится для эшелона 5000м – 0,71, для 3000м – 0,55, для 1000м – 0,31, для 500м – 0,22, для 100м – 0,1. Рассчитаем коэффициенты снижения дальности для данных, приведённых в формулярах и рекламных проспектах (Таблица 2), а также относительное отклонение от расчётных значений в процентах (Таблица 3).

Таблица 2. Коэффициенты снижения дальности

Локатор	П-18 1985г.	1Л119 Россия	П-18МУ Украина (при по- мехах)	П-18Т Беларусь	П-18-2 Россия	П-18М Россия (при по- мехах)	П-180У Украина	П- 18МЛ Литва	П- 18МН2 Венгрия
10000м	1	1	1	1	1	1	1	1	1
5000м	0,83								0,86
3000м	0,63		0,53	0,48	0,63	0,58	0,33	0,33	
1000м	0,37			0,32			0,22	0,22	0,31
500м	0,29	0,22		0,24			0,19	0,19	0,23
100м	0,16	0,09		0,12			0,09	0,09	0,12

Таблица 3. Относительные отклонения

Локатор	П-18 1985г.	1Л119 Россия	П-18МУ Украина (при по- мехах)	П-18Т Беларусь	П-18-2 Россия	П-18М Россия (при по- мехах)	П-180У Украина	П- 18МЛ Литва	П- 18МН2 Венгрия
10000м	0	0	0	0	0	0	0	0	0
5000м	17								21
3000м	15		-4	-13	15	5	-40	-40	
1000м	19			3			-30	-30	0
500м	32	0		9			-14	-14	5
100м	60	-10		20			-10	-10	20

Анализ данных, приведённых в таблицах, показывает, что ни один из производителей не приводит данные, соответствующие расчётным значениям. В то же время, никто из производителей не имеет возможность проведения статистически достоверных испытаний.

Из этих же таблиц следует, что Литва предлагает на рынок локатор украинского производства с явно завышенными характеристиками по максимальной дальности обнаружения целей (при эшелоне 10 км, цель должна находиться под углом 0 градусов над горизонтом). Аналогичным образом можно провести сравнение дальностей обнаружения для различных высот подъёма антенны и различных ЭПР. Результаты тоже будут не утешительными.

При проведении анализа необходимо учитывать, что производители манипулируют такими важными параметрами, как вероятность обнаружения и вероятность ложной тревоги. В большинстве проспектов они или совсем не приводят этих важных данных, либо приводят какое-то одно из двух значений. Так в разных проспектах в качестве вероятности обнаружения встречаются значения от 0,5 до 0,95, а вероятности ложной тревоги от 10^{-6} до 10^{-4} . В соответствии с рисунком 2 [8], так как сигнал отражённый от цели имеет случайную фазу и амплитуду, расхождения в требуемом соотношении сигнал/шум могут достигать 15 дБ и более.

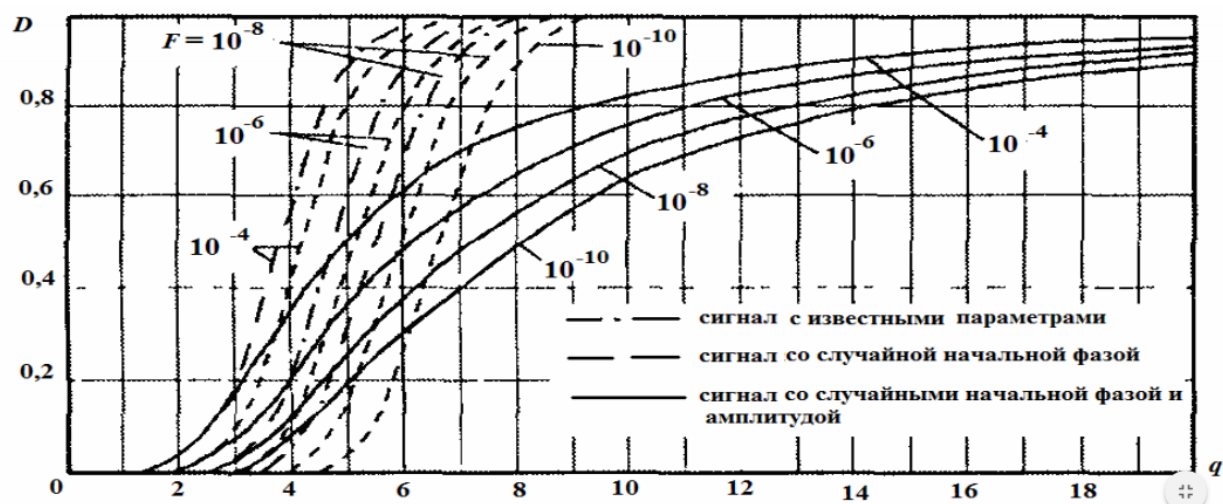


Рис. 2. Зависимость вероятности обнаружения радиосигналов от соотношения сигнал/шум (дБ)

В связи с вышеизложенным, можно сделать вывод о том, что данные, приводимые производителями в их рекламных проспектах, не могут служить основой для расчётов характеристик РЛС.

Библиографический список

- 1 Радиолокационная станция 55Ж6УМ «Ниобий» / Военное обозрение <https://topwar.ru/38435-radiolokatsionnaya-stanciya-55zh6um-niobiy.html>, посещение 2 февраля 2019г.
- 2 Двухкоординатная РЛС «Восток» / КБ «Радар» <http://www.kbradar.by/products/radiolokatsiya/radiolokatsionnye-stantsii/81/>, посещение 2 февраля 2019г.
- 3 Разработка в Армении РЛС / livejournal, <https://bmpd.livejournal.com/1432025.html>, посещение 2 февраля 2019г.
- 4 РАДИОЛОКАЦИОННАЯ СТАНЦИЯ ДАЛЬНЕГО ОБНАРУЖЕНИЯ МАЛОЗАМЕТНЫХ ВОЗДУШНЫХ ЦЕЛЕЙ «РЕЗОНАНС-Н» / Оружие отечества, <http://bastion-opk.ru/resonance-n/>, посещение 2 февраля 2019г.
- 5 Основы теории радиолокации. Радиолокационная система РТВ / Сибирский федеральный университет, <https://ppt-online.org/199185>, посещение 2 февраля 2019г.
- 6 Эффективная площадь рассеяния / Википедия, https://ru.wikipedia.org/wiki/%D0%AD%D1%84%D1%84%D0%B5%D0%BA%D1%82%D0%B8%D0%B2%D0%BD%D0%B0%D1%8F_%D0%BF%D0%BB%D0%BE%D1%89%D0%B0%D0%B4%D1%8C_%D1%80%D0%B0%D1%81%D1%8B%D0%B5%D1%8F%D0%BD%D0%B8%D1%8F, посещение 2 февраля 2019г.
- 7 Сиверс А.П. Основы радиолокации : [Учеб. пособие для радиотехн. специальностей высш. учеб. заведений] / А. П. Сиверс, Н. А. Суслов, В. И. Метельский. - Ленинград : Судпромгиз, 1959. - 351 с.
- 8 Певцов Г.В. и др. Развитие теории обнаружения радиосигналов. Основы энергетического обнаружения // Системи обробки інформації. – 2013. – № 8 (115). – С. 84–94.

УДК 621.396; ГРНТИ 47.47

ОСОБЕННОСТИ ИМПУЛЬСНЫХ ВЫСОТОМЕРОВ**А.Г. Самойлов, В.С. Самойлов, С.А. Самойлов***Владимирский государственный университет
имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых,
Российская Федерация, Владимир, ags@vlsu.ru*

Аннотация. В работе рассмотрен радиоимпульсный метод измерения высоты полетов летательных аппаратов. Определены достоинства и недостатки метода. Определена точность измерения высоты.

Ключевые слова: альтиметр, радиовысотомер, тангаж, крен, летательный аппарат.

FEATURES OF PULSE ALTIMETERS**A.G. Samoylov, V.S. Samoylov, S.A. Samoylov***Vladimir State University named after Alexander and Nikolay Stoletovs,
Russia, Vladimir, ags@vlsu.ru*

The summary. The paper discusses the radio pulse method of measurement of aircraft flights height is considered. The advantages and disadvantages of the method are determined. The accuracy of the height measurement is determined.

Keywords: altimeter, radio altimeter, pitch, roll, aircraft.

При движении летно-подъемных средств системы управления полетом постоянно нуждаются в информации об окружающей обстановке и одним из важнейших параметров обстановки являются сведения о высоте полета. Для измерения высоты полета летательные аппараты (ЛА) оснащаются высотомерами, которые также называют альтиметрами. Принципы используемые для построения высотомеров различны. Например, широко применяют высотомеры, принцип действия которых основан на измерении воздушного давления, поскольку с увеличением высоты оно падает. Такие высотомеры называли барометрическими и они успешно используются в авиации в том числе парашютистами [1].

Достоинством барометрических высотомеров является всенаправленность и исключительная простота в изготовлении. Однако они имеют существенный недостаток, заключающийся в том, что барометрические высотомеры показывают значение высоты относительно уровня моря. Поэтому необходимо знать информацию о высоте подстилающей поверхности над уровнем моря, чтобы вводить соответствующие поправки. Этот недостаток ограничил сферу применения барометрических высотомеров.

Есть и другие способы измерения высоты, основанные на других принципах [2], например высотомеры с применением лазерных или гамма-лучевых излучателей. Но такие высотомеры не нашли широкого применения, так как лазерное излучение сильно затухает в атмосфере с гидрометеорами, а радиоактивные источники опасны для населения. Наиболее широко для измерения высоты полета ЛА в настоящее время используются радиотехнические способы измерения высоты полетов ЛА [1]. Эти способы основаны на радиолокационный принципе определения времени прохождения радиосигнала от ЛА до подстилающей поверхности и обратно. На практике используются в основном два типа радиовысотомеров: непрерывного действия и импульсные радиовысотомеры.

Радиовысотомеры непрерывного действия

Особенностью радиовысотомеров (РВ) непрерывного действия является либо наличие двух антенн, разнесенных пространственно, для передатчика и приемника соответственно, либо подключение к одной антенне передатчика и приемника РВ через циркулятор с развязкой между входами не хуже 30 дБ. Это необходимо для защиты приемника от сигнала передатчика. Приемник принимает отраженный от подстилающей поверхности сигнал и предвзвешенно ослабленный сигнал, передаваемый передатчиком РВ. При двух антеннах в составе РВ эти сигналы проходят различные расстояния, что позволяет определить высоту полета ЛА,

которая пропорциональна разнице во времени между этими сигналами. Поскольку скорость распространения радиоволн известна, то истинную высоту полета ЛА h не сложно определить. Расстояние r между антеннами сигнал проходит за время r/C , а расстояние от передатчика РВ до подстилающей поверхности и от нее до приемника РВ за время $2h/C$. При одной антенне у РВ задержкой сигнала в циркуляторе, служащем для подключения передатчика и приемника к общей антенне, часто пренебрегают и тогда $r=0$. Разница времен распространения радиосигналов позволяет определять высоту полета ЛА как [2]:

$$h = \frac{tC + r}{2},$$

где h - высота ЛА над поверхностью Земли; t - время запаздывания принимаемого РВ сигнала относительно переданного; $C = 3 \cdot 10^8$ м/с - скорость распространения радиоволн, в атмосфере близкая к скорости света.

В радиовысотомерах непрерывного действия чаще всего используют частотный метод измерения высоты и их называют частотными [3]. В частотных РВ передатчик излучает частотно модулированный сигнал с линейной частотной модуляцией (ЛЧМ). Высота определяется путем приема отраженного от подстилающей поверхности сигнала и сравнения его с посылаемым передатчиком радиовысотомера. Эти сигналы подаются на смеситель после которого выделяется частота биений, прямо пропорциональная высоте полета ЛА. Измеряя разностную частоту двух ЛЧМ сигналов, переданного и принятого, определяется высота полета ЛА.

Недостатком радиовысотомеров непрерывного действия является большое потребление электроэнергии при непрерывной работе и значительный вес РВ с двумя антеннами. Недостатком является необходимость пространственного разнесения антенн передатчика и приемника РВ, что ограничило применение частотных высотомеров на сверхмалых ЛА и беспилотниках. Другой недостаток частотных РВ связан с невозможностью усиления в приемнике отраженного от подстилающей поверхности сигнала, так как при этом одновременно усиливается и сигнал, поступающий от передатчика, уровень которого всегда достаточно велик.

Импульсные радиовысотомеры

В импульсном радиовысотомере (ИРВ) передатчик с определенной частотой следования посылает радиоимпульсы, выключая свое излучение между ними. При выключенном передатчике работает приемник, выключаясь перед очередным радиоимпульсом передатчика. Поочередная работа передатчика и приемника дает возможность усиливать отраженный от подстилающей поверхности сигнал перед обработкой, что значительно повышает качественные характеристики РВ. Импульсные радиовысотомеры всегда используют только одну антенну, передатчик и приемник к которой подсоединены через циркулятор, который в момент передачи радиоимпульса защищает приемник высотомера. Скважность радиоимпульсной последовательности передатчика ИРВ определяет верхний предел измеряемой высоты полета, а также расстояние полета за время последовательных измерений высоты.

Для определения высоты полета ЛА импульсным высотомером достаточно синхронно с началом радиоимпульса передатчика ИРВ запускать бинарную последовательность счетных импульсов, количество которых до следующего радиоимпульса передатчика, домноженное на их период следования и скорость распространения радиоволн, определит измеряемую высоту полета ЛА. Так как точность измерений высоты ограничена минимальной высотой полета ЛА $h_{\min}$, то минимальный период следования счетных импульсов должен быть не менее

$$T_{\text{мин}} \geq 2h_{\text{мин}} / C = 2\tau,$$

где τ - длительность радиоимпульса, посылаемого передатчиком ИРВ.

Минимальный период следования радиоимпульсов $T_{\text{мин}}$ определяется максимальной высотой полета ЛА $h_{\text{макс}}$ и скоростью распространения радиоволн C .

$$T_{\text{мин}} \geq \frac{2h_{\text{макс}}}{C}.$$

С ростом высоты полета ЛА увеличивается площадь эффективно отражающей поверхности, которая засвечивается сигналом ИРВ. Изменения эффективной площади отражения радиосигналов S можно определить выражением

$$S = \pi \left(h \cdot \operatorname{tg} \frac{\alpha}{2} \right)^2,$$

где α - угол раскрытия главного лепестка диаграммы направленности антенны ИРВ.

Сформулируем основные особенности импульсных радиовысотомеров, которые необходимо учитывать при их разработке:

1. Импульсные радиовысотомеры используют одну антенну, передатчик и приемник к которой подсоединены через циркулятор, в момент радиоимпульса защищающий приемник высотомера.

2. Длительность τ , излучаемого передатчиком ИРВ радиоимпульса, определяет минимальную высоту, измеряемую высотомером.

$$h_{\text{мин}} = C\tau / 2.$$

3. Максимальная высота, измеряемая ИРВ, ограничена половиной периода следования радиоимпульсов высотомера и скоростью распространения радиоволн

$$h_{\text{макс}} = CT_{\text{мин}} / 2.$$

4. Скважность радиоимпульсной последовательности передатчика ИРВ определяет расстояние пролетаемое ЛА до следующего измерения высоты.

5. ИРВ не всенаправленный и при определении высоты необходимо учитывать углы крена и тангажа ЛА.

6. С изменением площади отражающей поверхности засвечиваемой сигналом ИРВ, изменяются законы распределения вероятностей интерференционных замираний принимаемых ИРВ сигналов.

7. При холмистой подстилающей поверхности увеличивается погрешность измерений.

Изменение углов крена и тангажа меняет величину площади, освещаемой передатчиком ИРВ, что влияет на уровень принимаемого приемником сигнала и на его статистические параметры. При холмистой местности из-за приема отраженных сигналов с разных высот холма возникает ошибка измерений, которая растет с ростом углов крена и тангажа. С ростом высоты полета ЛА ошибка измерений также растет из-за увеличения площади отражающей поверхности и приема отраженных сигналов не только по центру диаграммы направленности антенны, но и от граничных участков освещаемой передатчиком ИРВ площади отражения [4]. При ровной подстилающей поверхности измеряемая высота с учетом углов крена и тангажа определится следующим выражением

$$h = \frac{0,565\sqrt{S}}{\cos \beta \cdot \cos \gamma \cdot \operatorname{tg}(\alpha / 2)},$$

где β - угол крена ЛА;

γ - угол тангажа ЛА;

α - угол раскрытия главного лепестка диаграммы направленности антенны ИРВ.

Поскольку отраженные сигналы приходят от различных участков отражающей поверхности, то на входе приемника будет наблюдаться многолучевость и, как следствие, интерференция принятых сигналов. Многолучевость приводит к замираниям сигнала и изменения его амплитуды и фазы. Статистические свойства принимаемого ИРВ сигнала при этом будут значительно зависеть от размеров площади отражения, засвечиваемой передатчиком ИРВ. Поэтому для описания параметров интерференционных замираний принимаемого сигнала нужно использовать многопараметрические законы распределения вероятностей, позволяющие вариацией параметров получать необходимые для данной высоты полета ЛА распределения передаточной функции радиоканала ИРВ [5].

По аналогии с рассеянием радиоволн в тропосфере, где статистика замираний зависит от величины объема переизлучения сигналов, для описания передаточной функции H радиоканалов ИРВ можно использовать четырехпараметрический закон распределения вероятностей [6]

$$w(H) = \frac{H}{\sigma_x \sigma_y} \exp \left(-\frac{H^2}{2\sigma_x^2} - \frac{m_x^2 \sigma_y^2 + m_y^2 \sigma_x^2}{2\sigma_x^2 \sigma_y^2} \right).$$

$$\sum_{k=0}^{\infty} \sum_{S=0}^{\infty} \frac{(2k+2S-1)! (\sigma_y^2 - \sigma_x^2)^k m_y^{2S} \sigma_x^{2S}}{k! (2S)! 2^k \sigma_y^{2k+4S} m_x^{k+S}} H^{k+S} I_{k+S} \left(\frac{m_x}{\sigma_x^2} H \right),$$

где $I_{k+S}(z)$ - модифицированная функция Бесселя порядка $k+S$;

$\sigma_x, m_x, m_y, \sigma_y$ - параметры четырехпараметрического распределения;

k, S - количество переизлучателей в ортогональных плоскостях X и Y соответственно.

В соответствии с изложенным был разработан алгоритм функционирования ИРВ и проведены модельные эксперименты, которые показали, что для высот полета не выше 2 километров и не ниже $h_{\min} = 1$ метр погрешность измерений при углах тангажа и крена не более 25° при скоростях полетов ЛА от нуля до нескольких сверхзвуковых определится выражением

$$h = h_{\min} + 0,02h.$$

Библиографический список

1. Михайлов, О.И. Авиационные приборы / О.И. Михайлов, И.М. Козлов, Ф.С. Гергель // М.: Машиностроение, 1977. - 416 с.
2. Бакулев, П.А. Радионавигационные системы / П.А. Бакулев, А.А. Сосновский // М.: Радиотехника, 2005. - 224 с.
3. Ярлыков, М.С. Авиационные радионавигационные устройства и системы. Учебник для вузов / М.С. Ярлыков, В.А. Болдин, А.С. Богачев // М.: изд. ВВИА им. проф. Н.Е. Жуковского, 1980. - 383 с.
4. Самойлов А.Г. Имитация многолучевых каналов передачи информации / А.Г. Самойлов, С.А. Самойлов, А.М. Алышрайдах, А.Ф. Жоау // Проектирование и технология электронных средств. - 2014, № 2. - С. 12-18.

5. Самойлов, А.Г. Имитаторы многолучевых радиоканалов / А.Г. Самойлов // Проектирование и технология электронных средств. - 2003, №4. - С. 32-36.

6. Жоау, А.М. Оценка замираний сигнала на линиях спутниковой связи / А.М. Жоау, А.Г. Самойлов // Проектирование и технология электронных средств. - 2014, №2. - С. 19-25.

УДК 537.86+621.37+621.396.96; ГРНТИ 47.49.02

ТЕКСТУРЫ, ФРАКТАЛЫ И ДРОБНЫЕ ОПЕРАТОРЫ В РАДИОФИЗИКЕ И РАДИОЛОКАЦИИ. – К 40-ЛЕТИЮ НАЧАЛА РАБОТ В ИРЭ ИМ. В. А. КОТЕЛЬНИКОВА РАН

А.А. Потапов

*Институт радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова Российской академии наук,
Российская Федерация, Москва, potapov@cplire.ru*

Аннотация. В работе представлены научные направления и основные полученные автором результаты по созданию новых информационных технологий на основе текстур, фракталов, дробных операторов и динамического хаоса. Цитируются, кроме монографий автора, исключительно работы из академического журнала «Радиотехника и электроника».

Ключевые слова: радиофизика, радиолокация, нелинейная динамика, текстура, фрактал, скейлинг.

TEXTURES, FRACTALS AND FRACTIONAL OPERATORS IN RADIO PHYSICS AND RADIO LOCATION. - TO THE 40-TH ANNIVERSARY OF WORKS COMMENCEMENT IN V. A. KOTEL'NIKOV IREE RAS

A.A. Potapov

*Kotel'nikov Institute of Radio Engineering and Electronics (IREE) of Russian Academy of Sciences,
Russia, Moscow, potapov@cplire.ru*

The summary. Scientific directions and author's main obtained results on designing of new informational technologies basing on textures, fractals, fractional operators and dynamical chaos are presented in the work. Only the papers included in the academical journal «Journal of Communications Technology and Electronics» («Radiotekhnika i elektronika») are referred to in addition to the author's monographs.

Keywords: Radio physics, radio location, non-linear dynamics, texture, fractal, scaling.

В статье рассматриваются основные направления внедрения текстур, фракталов, дробных операторов, динамического хаоса и методов нелинейной динамики в фундаментальные задачи науки и техники для создания новых информационных технологий. Исследование проводится в науч. напр. «Фрактальная радиофизика и фрактальная радиоэлектроника: проектирование фрактальных радиосистем», инициированного и разрабатываемого автором (окончил РРТИ в 1974 г.) в ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН с 1979 года по настоящее время.

Основные научные направления [1 - 59]

1. Разработка новых информационных технологий для современных бортовых и наземных комплексированных радиотехнических систем дистанционного зондирования и мониторинга окружающей среды, радиолокации, радиовидения и навигации, функционирующих в диапазонах оптических, миллиметровых и сантиметровых волн (ММВ и СМВ). Теоретические и экспериментальные исследования рассеяния и распространения радиоволн с учетом пространственно-неоднородных характеристик зондируемой среды.

2. Фундаментальные исследования в области текстурных и фрактальных подходов к проблемам радиофизики, радиотехники, радиолокации, электродинамики, электроники, управления и широкого спектра смежных научных и технических направлений. Построение моделей соответствующих эргодичных нелокальных реальных стохастических процессов.

3. Применение корреляционно-экстремальных методов для решения задач информационного поиска, обнаружения, измерения характеристик и сопровождения динамических фрактальных и не фрактальных объектов на стохастических изображениях. Такие задачи возникают в радиолокации, исследовании природных ресурсов, дистанционном зондировании, навигации, метеорологии, обработке информации с беспилотных летательных аппаратов (БПЛА) и радиолокаторов с синтезированной апертурой (РСА), медицине, биологии, при автоматизации научных исследований и т.д.

4. Разработка теории и проведение экспериментальных исследований широкополосных (ШП) и сверхширокополосных (СШП) процессов и сигналов. Разработка фрактальных и нелинейных ШП и СШП сигналов, включая принципиально новые типы сигналов (H – сигналы).

5. Развитие и разработка математических, в том числе текстурных и фрактальных, методов обработки оптических и радиолокационных изображений в информационных системах различного назначения (радиолокация, медицина, материаловедение, нанотехнологии, сканирующие зондовые микроскопы, астрономия и т.д.).

6. Разработка и создание радиоэлектронных устройств для реализации математических фрактальных методов обнаружения сверхслабых многомерных сигналов на фоне интенсивных негауссовских помех для информационных систем нового поколения.

7. Физика основного уравнения радиолокации при зондировании фрактальных объектов и случайно-неоднородных сред. Фрактально-скейлинговая или масштабно-инвариантная радиолокация, фрактальные многочастотные ММО-системы.

8. Теория дифракции волн на фрактальной многомасштабной поверхности. Многократное рассеяние волн во фрактальных дискретных случайно-неоднородных средах с точки зрения радиолокации самоподобных множественных групповых целей. Волны в неупорядоченных больших фрактальных системах (радиолокация, наносистемы, кластеры беспилотных летательных аппаратов и малоразмерных космических аппаратов, космический мусор и т.п.).

9. Применение теории фракталов в адаптивных популяционных методах формирования динамических группировок БПЛА с организацией “распределенного интеллекта”, коллективного взаимодействия БПЛА в группе и в обработке поступающей информации с точки зрения теории их эффективного применения. Разработка решений в рамках понятия распределенной измерительной среды, когда каждая точка некоторой динамической среды способна выполнять сенсорные, измерительные и информационные функции, а также, на основе фрактально-графового подхода, позволяющего изучать рост сложных сетей и метод манипулирования такими сетями на глобальном уровне без детального описания.

10. Формулировка основ фрактальной парадигмы и глобального фрактально-скейлингового метода. Разработка и развитие функционального принципа «Максимум топологии при минимуме энергии» для принимаемого сигнала, позволяющий более эффективно использовать преимущества фрактально-скейлинговой обработки поступающей информации.

Основные результаты [1 - 59]

В итоге проведения совместных многолетних натурных экспериментов с ведущими отраслевыми НИИ и конструкторскими бюро СССР и России выполнен статистический анализ больших массивов новых данных по пространственно-временным характеристикам рассеяния земных покровов в диапазонах ММВ и СМВ с учетом их сезонных и угловых вариаций в разнообразных метеоусловиях с целью оценки границ радиолокационных контрастов, законов распределения удельных ЭПР, ширины спектра, времени и интервала корреляции флуктуаций интенсивности отраженных простых и сложных фазоманипулированных сигналов в диапазоне ММВ и структуры отраженных импульсных сигналов, что позволяет учиты-

вать особенности местности при проектировании разнообразных систем формирования изображений.

Создана теория рассеяния миллиметровых радиоволн хаотическими покровами, использующая впервые введенные функционалы стохастических полей обратного рассеяния и частотные функции когерентности с учетом диаграммы направленности антенны и корреляции наклонов неровностей. Результаты позволяют определять рабочие полосы когерентности пространственно-временных радиоканалов с переменными параметрами для оптимального выбора ширины спектра зондирующего сигнала, разнесения частот в многочастотных системах и величины базы сложных зондирующих сигналов характеристики отраженных сигналов, обобщенные функции неопределенности, потенциальную точность оценок высоты полета летательного аппарата и характерных размеров неровностей. Теоретические и экспериментальные результаты были использованы при создании эталонных цифровых радиолокационных карт местности.

Впервые предложен новый класс информативных признаков, основанный на тонкой структуре отраженных радиолокационных сигналов миллиметрового диапазона радиоволн, и позволяющий улучшать идентификацию земных покровов.

Впервые исследованы *полные* ансамбли текстурных и пространственных корреляционно-спектральных признаков оптических и радиолокационных изображений реальных земных покровов с последующим выделением кластеров и определением наиболее информативных признаков для определенных классов текстур. Доказано, что область существования текстурных признаков радиолокационных изображений в диапазоне ММВ полностью определяется соответствующими областями признаков оптических изображений. Проведенные эксперименты продемонстрировали эффективность и общность предложенного подхода в задачах классификации земных покровов при комплексировании изображений на оптических и миллиметровых волнах. Комплексирование изображений повышает эффективность обнаружения, распознавания и классификации на основе расширенного вектора информативных и устойчивых признаков. Результатом обработки изображений являются детальные цифровые радиолокационные карты местности. Такие карты позволяют представить радиолокационную информацию в виде, удобном для дальнейшего пользования в радионавигации летательных аппаратов и распознавании различных типов наземных объектов. Заметим, что эти исследования не имели аналогов, как в СССР, так и в России, и не потеряли своей актуальности в настоящее время.

Впервые разработан ряд текстурных методов обнаружения различных объектов и их контуров на реальных оптических и радиолокационных изображениях земной поверхности при малых отношениях сигнал / фон. Установлена связь размеров объекта и анализируемого фрагмента оптических и радиолокационных изображений широкого класса земных покровов в случае оптимального обнаружения.

Теоретически обоснована и экспериментально подтверждена возможность стохастического авторегрессионного синтеза оптических и радиолокационных изображений земных покровов с операцией преобразования гистограмм яркости. Определены оптимальные размеры яркостного пространства и порядок авторегрессионных рядов, участвующих в прогнозировании, для адекватного синтеза изображений. С увеличением порядка корреляции, области определения текстурных признаков синтезированных изображений сужаются. При сравнении участков исходного оптического или радиолокационного изображения с синтезированным эталоном показано, что итоговое двумерное бинарное поле коэффициентов взаимной корреляции непосредственно фиксирует местоположение объекта в исходном изображении. Это позволяет сформировать карту движения и динамику обнаруживаемого объекта. Установлено с помощью различных алгоритмов совмещения (классический корреляционный, метод парных функций, метод абсолютной разности), что физическая достоверность стохастического авторегрессионного синтеза достигает величины 90 %.

Разработан и реализован на основе вышеприведенных радиофизических исследований системный подход к формированию информационно-аксиоматической модели радиолокационных карт неоднородной местности. Создана обобщенная радиофизическая модель формирования радиолокационных карт неоднородной местности, включающая в себя как методы стохастического авторегрессионного синтеза изображений, так и информацию о поле удельных ЭПР земных покровов. Установлено характерное число градаций удельных ЭПР земной поверхности. На основе анализа архитектуры системы получения эталона реализован алгоритм синтеза в радиодиапазоне контурных и полутоновых радиолокационных карт неоднородной местности. Показано, что разрушение корреляционного максимума происходит для контурной радиолокационной карты местности на длине волны 8,6 мм при угле взаимного поворота $5^0 \dots 7^0$, а для полутоновой радиолокационной карты – при угле в пределах $14^0 \dots 17^0$. Затем в обобщенную радиофизическую модель формирования радиолокационных карт неоднородной местности были впервые введены фрактальные параметры, что повысило информативность синтеза.

Предсказано наличие странного аттрактора, контролирующего радиолокационное рассеяние от растительных покровов. Впоследствии эффект был обнаружен экспериментально на длине волны 2,2 мм (2002). Полученные результаты подтвердили теоретические представления о существовании режима хаоса в динамической системе, описывающей характер рассеяния электромагнитных волн растительными покровами. Реконструкция аттрактора позволила определить его фрактальную размерность D , максимальный показатель Ляпунова, размерность вложения, интервал (время) предсказания. Экспериментальные характеристики странного аттрактора легли в основу принципиально новой негауссовской модели радиолокационного рассеяния ММВ растительными покровами на основе теории динамических систем и устойчивых распределений. Показано, что интервал (время) предсказания интенсивности отраженного радиолокационного сигнала примерно на порядок превышает классическое время корреляции. Это позволило ввести в теорию радиолокации новый существенную характеристику, а именно, интервал (время) предсказания, что расширяет методы и схемотехнику радиолокаторов.

Дано надежное физическое обоснование практического применения фрактальных методов в современных областях радиофизики, радиоэлектроники и информационно-управляющих систем.

В середине 80-х гг. XX в. создан совместно с ЦКБ «Алмаз» действующий макет когерентного малогабаритного цифрового твердотельного радиолокатора (ЦТР) на параметронах с длиной зондирующей волны 8,6 мм со сложным сигналом базой $>10^6$ и с обработкой входного подшумового сигнала *на несущей частоте*. При оптимальной обработке энергетический потенциал ЦТР возростал на 50 дБ. Затем был создан ЦТР на двух зондирующих частотах в диапазонах ММВ и СМВ с фрактальной щелевой антенной (*первой в СССР*); для синтеза изображений использовано преобразование Радона. В 1997 г. впервые разработаны методы фрактальной модуляции и фрактальные сигналы, включая впервые введенные автором H – сигналы.

Впервые обнаружена и доказана эффективность и перспективность применения теории дробной меры и скейлинговых соотношений (для текстуры и фракталов) в случае обнаружения и распознавания (обобщенной фильтрации) одномерных и многомерных радиолокационных сигналов от малококонтрастных целей на фоне интенсивных негауссовских помех разного рода. Таким образом, это *принципиально новая* радиотехника.

Доказано, что при сборе, преобразовании и хранении информации в современных сложных системах мониторинга удаленных и мобильных объектов в условиях интенсивных помех большое значение приобретают новейшие методы обработки информационных потоков и многомерных сигналов, предложенные автором. Обычно особенности таких сложных систем проявляются на разных пространственно - временных масштабах. Наиболее адекват-

ные оценки состояний исследуемой системы и динамики изменения состояния ее подсистем реализуются при использовании теории фракталов и обработке многомерных сигналов в пространстве дробной размерности с неизменным учетом эффектов скейлинга, что впервые предложено и развито автором в ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН.

Предложен и обоснован новый, названный авторами «локально - дисперсионный», метод измерения фрактальной размерности и соответствующих фрактальных сигнатур сигналов, изображений и волновых полей. Данный метод, а также его эффективность, подтверждены на практике многочисленными примерами соответствующей цифровой обработки оптических и радиолокационных природных и синтезированных изображений, в том числе и с малоконтрастными объектами. Текстурные и фрактальные цифровые методы позволяют частично преодолевать априорную неопределенность в радиолокационных задачах с помощью *геометрии* или *топологии выборки* - одномерной или многомерной. При этом большое значение приобретают топологические особенности выборки, а не усредненные реализации, имеющие зачастую другой характер.

Впервые исследованы на больших массивах экспериментальных данных в виде оптических и радиолокационных изображений реальных земных покровов с поверхностными и подповерхностными объектами методы фрактальной классификации, кластеризации и распознавания многих типов природных и искусственных объектов. Число областей, вокруг которых группируются значения фрактальной размерности, зависит от параметров алгоритма и метода измерения. Например, при малом размере измерительного окна имеем большое число групп; увеличивая размер, получаем фиксированное число групп или кластеров; и, наконец, при очень большом размере окна остаются 2 – 3 группы (фрактальные объекты – нефрактальные объекты – объекты исключения).

Изучение вида или топологии выборки одномерного (многомерного) сигнала для задач, например, искусственного интеллекта, впервые позволило создать словари фрактальных признаков на основе фрактальных примитивов, являющихся элементами фрактального языка с фрактальной грамматикой. Полученные данные были заложены в синтез эталонных и текущих радиолокационных карт неоднородной местности, а также, в неэнергетические радиолокационные обнаружители.

Результаты (БПЛА, РСА, медицина и т.д.) показывают, что фрактальные методы обработки дают повышение качества и детализации объектов и целей в пассивном и активном режиме примерно в несколько раз. Эти методы могут быть успешно применены для обработки информации с космических, авиационных комплексов, малозаметных высотных псевдоспутников (НАPS) или обнаружения кластеров НАPS и БПЛА, синтезированных кластеров космических антенн и космического мусора.

Исследованы фрактальные характеристики эльфов, джетов и спрайтов – наиболее интересных типов недавно открытых высотных разрядов в ионосфере.

Синтезированы с соавторами алгоритмы выделения движущегося удаленного объекта неизвестной формы (фрактального или не фрактального) на малоконтрастном изображении, формируемом в оптико-электронных системах. Экспериментальные результаты на изображениях, полученных в натуральных условиях, подтверждают эффективность предлагаемых методов обработки.

Впервые показана принципиальная возможность синтеза новых фрактальных функций и фрактальных функционалов на основе теории нечетких множеств. Формализовано построение новых классов фрактальных и мультифрактальных подмножеств на нечетких множествах. В качестве пробных функций можно использовать любые классические недифференцируемые функции.

Впервые показано, что физическое содержание теории дифракции, содержащей многомасштабные поверхности, становится более четким при фрактальном подходе и выделении фрактальной размерности D или фрактальной сигнатуры как параметра. Учет фрактальности

значительно сближает теоретические и экспериментальные характеристики индикатрис рассеяния земных покровов, что важно для задач радиолокации и дистанционного зондирования.

Исследован и представлен впервые в мире обширный каталог характерных видов более 70 фрактальных поверхностей на основе функций Вейерштрасса, а также более 70 трехмерных индикатрис рассеяния и их сечений, рассчитанных для длин волн $\lambda = 2,2$ мм, $\lambda = 8,6$ мм и $\lambda = 3,0$ см при разных значениях фрактальной размерности D и изменяющейся геометрии рассеяния.

Получены аналоги уравнений Максвелла с дробными производными Капуто. Рассмотрена калибровочная инвариантность и выведено диффузионно-волновое уравнение для скалярного и векторного потенциалов. Найдено и проанализировано частное решение диффузионно-волнового уравнения.

Проведен строгий электродинамический расчет многочисленных типов фрактальных антенн, принципы конструирования которых лежат в основе фрактальных частотно-избирательных поверхностей и объемов (фрактальные “сэндвичи”). Синтезировано на основе топологии фрактальных лабиринтов семейство широкополосных миниатюрных фрактальных антенн. Автором предложено синтезировать большие стохастические робастные антенные решетки с использованием свойств фрактальных лабиринтов. Объединение нескольких фрактальных лабиринтных кластеров с различной фрактальной размерностью позволяет создавать адаптивные широкополосные фрактальные антенны. Впервые предложена и реализована модель “фрактального” конденсатора как фрактального импеданса.

Созданы, обоснованы и применены фрактально-скейлинговые методы для задач радиолокации и формирования основ фрактальной элементной базы, фрактальных датчиков и фрактальных радиосистем. Разработан физический подход к моделированию фрактальных импедансов. Перспективными элементами фрактальной радиоэлектроники являются функциональные элементы, фрактальные импедансы которых реализуются на основе фрактальной геометрии проводников на поверхности (фрактальные наноструктуры) и в пространстве (фрактальные антенны), фрактальной геометрии поверхностного микрорельефа материалов.

Открыт, предложен и обоснован новый вид и новый метод современной радиолокации, а именно, *фрактально-скейлинговая или масштабно-инвариантная радиолокация*. Доказана эффективность функционалов, которые определяется топологией, дробной размерностью и текстурой принятого многомерного сигнала, для синтеза принципиально новых не энергетических обнаружителей малоконтрастных объектов на фоне помех. Подтверждено повышение чувствительности радиосистемы (что эквивалентно увеличению дальности действия) при использовании фрактальных и текстурных признаков в топологических обнаружителях. Это влечет за собой коренные изменения в самой структуре теоретической радиолокации, а также в ее математическом аппарате. Фрактальная радиолокация способна адекватно описать и объяснить значительно более широкий класс радиолокационных явлений. В основе созданного впервые в России и в мире научного направления лежат концепция фрактальных радиосистем и фрактальных радиоэлементов, топология выборки и глобальный фрактально-скейлинговый метод, предложенные и созданные автором в ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН. Проведенные исследования в области теоретической радиолокации позволяют эффективно решать проблемы обнаружения сигналов в условиях интенсивных помех и создавать новые фрактальные многочастотные ММО-системы.

Разработаны постулаты фрактальной радиолокации: **1** - интеллектуальная обработка сигнала/изображения, основанная на теории дробной меры и скейлинговых эффектов, для расчета поля фрактальных размерностей; **2** - выборка принимаемого сигнала в шумах относится к классу устойчивых негауссовых распределений вероятностей D сигнала; **3** - максимум топологии при минимуме энергии входного случайного сигнала (т.е. максимальный “уход” от энергии принимаемого сигнала). Данные постулаты открывают новые возможно-

сти для обеспечения устойчивой работы при малых отношениях сигнал / (шум + помеха) или увеличения дальности действия радиолокаторов.

Полученные автором результаты экспериментальных и теоретических исследований были внедрены ведущими отраслевыми НИИ и конструкторскими бюро СССР и России и использованы при проектировании радиосистем различного назначения, при интерпретации данных дистанционных радиофизических исследований окружающей среды и в других прикладных задачах, в которых информационными материалами служат оптические и радиолокационные изображения земной поверхности. На основе проведенных многолетних исследований сформулированы и развиты новые теоретические направления в теории статистических решений, статистической радиотехнике и статистической радиофизике, например, - «Статистическая теория фрактальной радиолокации», «Статистическая фрактальная радиотехника», «Теоретические основы фрактальной радиолокации» и т.п. Перечисленные результаты легли в основу фрактальной парадигмы и идеи фрактального естествознания [6, 42].

О перспективных направлениях исследований по фракталам и текстурам

На основе работ [1 - 59] дадим картину наиболее перспективных направлений:

1. Исследование возможностей текстурных (пространственных и спектральных), фрактальных и энтропийных признаков для радиолокационных задач обнаружения.

2. Синтез новых моделей рассеяния радиолокационных сигналов земными покровами на основе теории детерминированного хаоса, странных аттракторов и фрактальных вероятностных распределений – устойчивых распределений.

3. Исследование волновых явлений (распространение и рассеяние волн, процессы диффузии) во фрактальных неоднородных средах на основе операторов дробного интегрирования. Дальнейшее развитие фрактальной электродинамики.

4. Синтез моделей каналов радиолокационных и телекоммуникационных систем на основе пространственных фрактальных обобщенных корреляторов и фрактальных частотных функций когерентности.

5. Исследование возможностей распознавания формы или контуров целей с помощью фрактальных, текстурных и энтропийных признаков. Работа на сингулярностях входной функции.

6. Исследование потенциальных возможностей и ограничений фрактальных методов обработки радиолокационных и связных сигналов, в том числе фрактальной модуляции и демодуляции, фрактального кодирования и сжатия информации, фрактального синтеза изображений, фрактальных фильтров. Переход к фрактальным радиосистемам. Фракталы в акустоэлектронике.

7. Исследование адаптивной пространственно-временной обработки сигналов на основе дробной размерности и дробных операторов.

8. Поиск и исследование новых комбинированных методов обнаружения и распознавания классов малоконтрастных целей в интенсивных негауссовских помехах.

9. Исследование возможностей создания новых сред для передачи информации, многодиапазонных фрактальных поглощающих материалов, конструирование фрактальных антенн и фрактальных частотно-селективных поверхностей и объемов. Дальнейшее развитие теории и техники фрактальных импедансов.

10. Синтез новых классов фракталов и мультифракталов с обобщением понятия меры множеств.

11. Изучение вида или топологии выборки одномерного (многомерного) сигнала для задач, например, искусственного интеллекта с целью создания словарей фрактальных признаков на основе фрактальных примитивов, являющихся элементами фрактального языка с фрактальной грамматикой, т.е. исследование проблемы “размерностного склероза” физиче-

ских сигналов и сигнатур. Эти понятия, введенные автором, предполагают исследование топологических особенностей каждой конкретной индивидуальной выборки, а не усредненных реализаций, имеющих зачастую другой характер.

12. Прогноз механизмов формирования и характеристик шероховатости с целью управления геометрическими параметрами микрорельефа для получения заданных физико-химических и эксплуатационных свойств изделий при современных неравновесных технологиях обработки их поверхностного слоя. Фракталы в нанотехнологиях. (В 2008 г. автор предложил новую концепцию, а именно, “Скейлинг шероховатого фрактального слоя и нанотехнологии”).

13. Развитие фрактальной неинерциальной релятивистской радиолокации в искривленном пространстве - времени связанных структур, т.е. фрактальной геометрии пространства - времени детерминированных структур. (В США данное фундаментальное научное направление получило яркое название “Фрактальная космология - *Fractal Cosmology*”. Наши работы (статьи и книги) с соавторами из «Техниона» значатся в списке основных публикаций: arXiv: Cornell University, USA; *пример*: На основе уравнения Шредингера с оператором дробного исчисления по пространственным координатам вычислен Фейнмановский интеграл по траекториям).

Заключение

Выполненные исследования являются приоритетными в мире и служат базой для дальнейшего развития и обоснования практического применения фрактально-скейлинговых и текстурных методов в современной радиофизике, радиолокации и нанотехнологиях, а также в совершенствовании принципиально новых и более точных фрактально-текстурных (топологических) методов обнаружения и измерения параметров сигналов в пространственно-временном радиолокационном канале распространения волн с рассеянием.

Фрактальная геометрия – громадная и гениальная заслуга Б. Мандельброта (1924 – 2010). Но ее радиофизическое/радиотехническое и практическое воплощение, это заслуга известной в мире Российской научной школы фрактальных методов под руководством проф. А.А. Потапова (*особенно после встречи с Б. Мандельбротом в США в 2005 г.*). Результаты научной деятельности А.А. Потапова в ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН по фрактально-скейлинговой и текстурной обработке информации в интенсивных помехах, а также по фрактальным радиосистемам и радиоэлементам опубликованы в четырех отчетных докладах Президиума Российской академии наук (2008, 2010, 2012, 2013) и в Докладе Правительству Российской Федерации. Об итогах реализации в 2011 году Программы фундаментальных научных исследований государственных академий наук на 2008 – 2012 гг. – М.: Наука, 2012.

По монографиям А.А. Потапова поставлены курсы лекций по фракталам в радиофизике и радиоэлектронике в различных университетах России и стран ближнего зарубежья.

На начало 2019 года результаты фундаментальных исследований автора отражены в более чем 1 000 работах и 37 книгах и главах в них на русском и английском языках [59].

Библиографический список

1. Потапов А.А. Фракталы в радиофизике и радиолокации. – М.: Логос, 2002. – 664 с.
2. Бункин Б.В., Реутов А.П., Потапов А.А. и др. Вопросы перспективной радиолокации (Коллективная монография) / Под ред. А.В. Соколова. – М.: Радиотехника, 2003. – 512 с.
3. Потапов А.А. Фракталы в радиофизике и радиолокации: Топология выборки. Изд. 2-е, перераб. и доп. – М.: Университетская книга, 2005. – 848 с.
4. Потапов А.А. Фракталы и хаос как основа новых прорывных технологий в современных радиосистемах. – Дополнение к кн.: Кроновер Р. Фракталы и хаос в динамических системах. – М.: Техносфера, 2006. – С. 374–479.
5. Потапов А.А., Гуляев Ю.В., Никитов С.А., Пахомов А.А., Герман В.А. Новейшие методы обработки изображений / Под ред. А.А. Потапова. – М.: ФИЗМАТЛИТ, 2008. – 496 с. (грант РФФИ № 07–07–07005).

6. Потапов А.А. Фрактальный метод и фрактальная парадигма в современном естествознании. – Воронеж: ИПЦ “Научная книга”, 2012. – 108 с.
7. Андреев Г.А., Потапов А.А., Хохлов Г.И. Статистические характеристики миллиметровых волн, отраженных растительностью // Радиотехника и электроника. – 1982. – Т. 27. – № 10. – С. 1863–1868.
8. Андреев Г.А., Потапов А.А. Влияние хаотических неровностей поверхности на отраженный импульсный сигнал миллиметровых волн // Радиотехника и электроника. – 1986. – Т. 31. – № 7. – С. 1405–1414.
9. Потапов А.А., Галкина Т.В., Орлова Т.И., Хлявич Я.Л. Дисперсионный метод обнаружения детерминированных объектов на текстурных оптических и радиолокационных изображениях земной поверхности // Радиотехника и электроника. – 1990. – Т. 35. – № 11. – С. 2295–2301.
10. Потапов А.А. Исследование влияния растительного покрова на обратно рассеянное поле миллиметровых волн // Радиотехника и электроника. – 1991. – Т. 36. – № 2. – С. 239–246.
11. Потапов А.А., Галкина Т.В., Орлова Т.И., Хлявич Я.Л. Метод выделения контуров протяженных детерминированных объектов в стохастических полях // Радиотехника и электроника. – 1991. – Т. 36. – № 11. – С. 2240–2242.
12. Потапов А.А., Колесников А.И. Корреляционные характеристики изображений земной поверхности // Радиотехника и электроника. – 1993. – Т. 38. – № 7. – С. 1270–1279.
13. Потапов А.А., Колесников А.И. Спектральные характеристики изображений земной поверхности // Радиотехника и электроника. – 1993. – Т. 38. – № 10. – С. 1851–1852.
14. Павельев В.А., Потапов А.А. Влияние земной поверхности на структуру импульсного сигнала в диапазоне миллиметровых волн // Радиотехника и электроника. – 1994. – Т. 39. – № 4. – С. 573–582.
15. Потапов А.А. Обобщенный коррелятор полей, рассеянных шероховатыми поверхностями // Радиотехника и электроника. – 1996. – Т. 41. – № 7. – С. 816–823.
16. Потапов А.А., Соколов А.В. Частотная функция когерентности волнового поля, рассеянного шероховатой поверхностью с большим параметром Рэлея // Радиотехника и электроника. – 1996. – Т. 41. – № 9. – С. 1071–1076.
17. Потапов А.А., Герман В.А. Применение фрактальных методов для обработки оптических и радиолокационных изображений земной поверхности // Радиотехника и электроника. – 2000. – Т. 45. – № 8. – С. 946–953.
18. Потапов А.А. Фракталы в радиофизике и радиолокации. Элементы теории фракталов // Радиотехника и электроника. – 2000. – Т. 45. – № 11. – С. 1285–1292.
19. Опаленов Ю.В., Потапов А.А. Стохастические сигналы и преобразование Радона при получении растровых радиолокационных изображений микроволновым цифровым радиолокатором с фрактальной обработкой информации // Радиотехника и электроника. – 2000. – Т. 45. – № 12. – С. 1447–1458.
20. Потапов А.А. Фракталы в радиофизике и радиолокации. Фрактальный анализ сигналов // Радиотехника и электроника. – 2001. – Т. 46. – № 3. – С. 261–270.
21. Потапов А.А., Герман В.А. Эффекты детерминированного хаоса и странный аттрактор при радиолокации динамической системы типа растительного покрова // Письма в ЖТФ. – 2002. – Т. 28. – № 14. – С. 19–25.
22. Потапов А.А. Фракталы в радиофизике и радиолокации. Основы теории рассеяния волн фрактальной поверхностью // Радиотехника и электроника. – 2002. – Т. 47. – № 5. – С. 517–544.
23. Потапов А.А. Новые информационные технологии на основе вероятностных текстурных и фрактальных признаков в радиолокационном обнаружении малоконтрастных целей // Радиотехника и электроника. – 2003. – Т. 48. – № 9. – С. 1101–1119.
24. Потапов А.А., Соколов А.В. Перспективные методы обработки радиолокационных сигналов на основе фрактальных и текстурных мер // Известия РАН. Сер. Физическая. – 2003. – Т. 67. – № 12. – С. 1775–1778.
25. Потапов А.А., Герман В.А. О методах измерения фрактальной размерности и фрактальных сигнатур многомерных стохастических сигналов // Радиотехника и электроника. – 2004. – Т. 49. – № 12. – С. 1468–1491.
26. Потапов А.А., Булавкин В.В., Герман В.А., Вячеславова О.Ф. Исследование микрорельефа обработанных поверхностей с помощью методов фрактальных сигнатур // ЖТФ. – 2005. – Т. 75. – № 5. – С. 28–45.
27. Гуляев Ю.В., Никитов С.А., Потапов А.А., Давыдов А.Г. О проектировании фрактальных радиосистем. Численный анализ электродинамических свойств фрактальной антенны Серпинского // Радиотехника и электроника. – 2005. – Т. 50. – № 9. – С. 1070–1076.
28. Гуляев Ю.В., Никитов С.А., Потапов А.А., Герман В.А. Идеи скейлинга и дробной размерности в схеме фрактального обнаружителя радиосигналов // Радиотехника и электроника. – 2006. – Т. 51. – № 8. – С. 968–975.
29. Потапов А.А., Герман В.А. Методы фрактальной обработки слабых сигналов и малоконтрастных изображений // Автометрия. – 2006. – Т. 42. – № 5. – С. 3–25.
30. Потапов А.А. Решение радиофизических задач методами теории фракталов и операторов дробного порядка // Доклады Адыгской (Черкесской) международной академии наук (Нальчик, НИИ прикладной математики и автоматизации КБНЦ РАН). – 2007. – Т. 9. – № 1. – С. 149–167.
31. Потапов А.А. К теории функционалов стохастических полей обратного рассеяния // Радиотехника и электроника. – 2007. – Т. 52. – № 3. – С. 261–310.

32. Потапов А.А., Гильмутдинов А.Х., Ушаков П.А. Системные принципы и элементная база фрактальной радиоэлектроники. Ч. I. Этапы становления и состояние // Радиотехника и электроника. – 2008. – Т. 53. – № 9. – С. 1033–1080.
33. Потапов А.А., Гильмутдинов А.Х., Ушаков П.А. Системные принципы и элементная база фрактальной радиоэлектроники. Ч. II. Методы синтеза, модели и перспективы применения // Радиотехника и электроника. – 2008. – Т. 53. – № 11. – С. 1347–1394.
34. Потапов А.А. Фракталы, скейлинг и дробные операторы как основа новых методов обработки информации и конструирования фрактальных радиосистем // Технология и конструирование в электронной аппаратуре. – 2008. – № 5(77). – С. 3–19.
35. Боголюбов А.Н., Потапов А.А., Рехвиашвили С.Ш. Способ введения дробного интегро-дифференцирования в классической электродинамике // Вестн. Моск. ун-та. Сер. 3. Физика. Астрономия. – 2009. – № 4. С. 9–12.
36. Боголюбов А.Н., Потапов А.А., Рехвиашвили С.Ш. Интерпретация решения диффузионно-волнового уравнения с использованием дробного интегродифференцирования // Вестн. Моск. ун-та. Сер. 3. Физика. Астрономия. – 2010. – № 3. – С. 54–55.
37. Потапов А.А., Матвеев Е.Н. Фрактальная электродинамика, скейлинг фрактальных антенн на основе кольцевых структур и мультимасштабные частотно-избирательные 3D-среды или фрактальные “сэндвичи”: переход к фрактальным наноструктурам // Радиотехника и электроника. – 2010. – Т. 55. – № 10. – С. 1157–1177.
38. Podosenov S.A., Foukzon J., Potapov A.A. A Study of the Motion of a Relativistic Continuous Medium // Gravitation and Cosmology. – 2010. – V. 16. – № 4. – P. 307–312.
39. Гуляев Ю.В., Панасенко С.В., Потапов А.А., Черногор Л.Ф. Оптимальное обнаружение и оптимальное оценивание параметров солитона огибающей // Доклады Академии наук. – 2011. – Т. 436. – № 5. – С. 606–610.
40. Рехвиашвили С.Ш., Потапов А.А. Мемристор и целочисленный квантовый эффект Холла // Радиотехника и электроника. – 2012. – Т. 57. – № 2. – С. 207–210.
41. Панасенко С.В., Потапов А.А., Черногор Л.Ф. Результаты применения алгоритмов теории оптимального обнаружения и оценивания для анализа солитона огибающей // Радиотехника и электроника. – 2012. – Т. 57. – № 3. – С. 330–338.
42. Потапов А.А. Фрактальный метод, фрактальная парадигма и метод дробных производных в естествознании // Вестник Нижегородского университета им. Н.И. Лобачевского. Серия: Математическое моделирование. Оптимальное управление. – 2012. – № 5(2). – С. 172–180.
43. Малышев К.В., Потапов А.А., Чернышев С.Л. Фигурные сверхрешетки в классической задаче фильтрации сигнала на фоне шума на основе клеточной нелинейной сети // Радиотехника и электроника. – 2013. – Т. 58. – № 4. – С. 367–374.
44. Потапов А.А., Шифрин Я.С., Кузеев Р.Р. Генетические и самоаффинные методы проектирования фрактальных антенн // Антенны. – 2014. – № 3 (202). – С. 25–48.
45. Леонов К.Н., Потапов А.А., Ушаков П.А. Использование инвариантных свойств хаотических сигналов в синтезе новых помехоустойчивых широкополосных систем передачи информации // Радиотехника и электроника. – 2014. – Т. 59. – № 12. – С. 1209–1229.
46. Потапов А.А., Лактунькин А.В. Частотная функция когерентности пространственно-временного радиолокационного канала формирования изображений анизотропной фрактальной поверхности и фрактальных объектов // Радиотехника и электроника. – 2015. – Т. 60. – № 9. – С. 906–913.
47. Potapov A.A. Fractal and topological sustainable methods of overcoming expected uncertainty in the radiolocation of low-contrast targets and in the processing of weak multi-dimensional signals on the background of high-intensity noise: A new direction in the statistical decision theory // IOP Conf. Ser.: J. Physics. – 2017. – V. 918. – № 012015. – 19 p.
48. Потапов А.А. О стратегических направлениях в синтезе новых видов радиолокационных текстурно-фрактальных обнаружителей малококонтрастных объектов с выделением их контуров и локализацией координат на фоне интенсивных помех от поверхности земли, моря и осадков // Труды IV Всероссийской НТК «РТИ Системы ВКО – 2016», посв. 100-летию НИИДАР и 70-летию РТИ им. академика А.Л. Минца (Москва, ОАО «РТИ им. академика А.Л. Минца», 02–03.06.2016). – М.: Изд-во МГТУ им. Н.Э. Баумана. – 2017. – С. 438–448.
49. Потапов А.А. Текстурные и фрактально-скейлинговые методы обнаружения, обработки и распознавания слабых радиолокационных сигналов и малококонтрастных изображений на фоне интенсивных помех // Вестник воздушно-космической обороны (ПАО «НПО «Алмаз»). – 2018. – № 2(18). – С. 15–26.
50. Потапов А.А. Волны в неупорядоченных больших фрактальных системах: радиолокация, наносистемы, кластеры беспилотных летательных аппаратов и малоразмерных космических аппаратов // Радиотехника и электроника. – 2018. – Т. 63. – № 9. – С. 915–934.
51. Багманов В.Х., Потапов А.А., Султанов А.Х., Вей Жанг. Фрактальные фильтры для обнаружения сигналов при обработке данных дистанционного зондирования // Радиотехника и электроника. – 2018. – Т. 63. – № 10. – С. 1062–1068.

52. Potapov Alexander A. Chaos Theory, Fractals and Scaling in the Radar: A Look from 2015. – Глава 12 в книге: The Foundations of Chaos Revisited: From Poincaré to Recent Advancements / Ed. C. Skiadas. – Switzerland, Basel: Springer Int. Publ., 2016. – P. 195–218.

53. Potapov Alexander A. On the Indicatrixes of Waves Scattering from the Random Fractal Anisotropic Surface. – Глава 9 в книге: Fractal Analysis - Applications in Physics, Engineering and Technology / Ed. Fernando Brambila. – Rijeka: InTech, 2017. – P. 187–248.

54. Potapov Alexander A. Postulate “The Topology Maximum at the Energy Minimum” for Textural and Fractal-and-Scaling Processing of Multidimensional Super Weak Signals against a Background of Noises. – Глава 3 в книге: Nonlinearity: Problems, Solutions and Applications. – Vol. 2 / Ed. Ludmila A. Uvarova, Alexey B. Nadykto, and Anatoly V. Latyshev. – New York: Nova Science Publ., 2017. – P. 35–94.

55. Потапов А.А. Фрактально-скейлинговая или масштабно-инвариантная радиолокация и фрактальная обработка сигналов и изображений. – Сборник научных работ к 65-летию создания ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН и 110-летию со дня рождения академика В.А. Котельникова / Под ред. чл.-корр. РАН С.А. Никитова. – М.: ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН, 2018. – С. 99–104.

56. Потапов А.А. Рассеяние волн на стохастической фрактальной поверхности. – Там же. – М.: ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН, 2018. – С. 155–159.

57. Акиншин Р.Н., Румянцев В.Л., Петешов А.В., Пафилов Е.А., Потапов А.А. Физические основы устройства ракетно-артиллерийского вооружения. Алгоритмы и устройства функционирования бортовых радиотехнических средств воздушной разведки артиллерии. – Пенза: Пенз. арт. инж. ин-т, 2018. – 400 с.

58. Alisultanov Z.Z., Agalarov A.M., Potapov A.A., Ragimkhanov G.B. Some Applications of Fractional Derivatives in Many-Particle Disordered Large Systems. – Глава 7 в книге: Fractional Dynamics, Anomalous Transport and Plasma Science / Ed. C. Skiadas. – Switzerland: Springer Int. Publ., 2018. – P. 125–154.

59. Профессор Александр Алексеевич Потапов. Биобиблиографический указатель / Под ред. академика Ю.В. Гуляева. – М.: 2019. – 169 с. (Одобрено Ученым советом ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН 26.12.2018).
УДК 621.396.96; ГРНТИ 47.49.29

УДК 621.391; ГРНТИ 49.03.03

ПРОГРАММИРУЕМЫЙ ГЕНЕРАТОР НИЗКИХ ЧАСТОТ

В.С. Самойлов, С.А. Самойлов

Владимирский государственный университет

имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых,

Россия, Владимир, samoylow@rambler.ru

Аннотация. Рассмотрены сферы применения современных генераторов низких частот. Предложена структурная схема программируемого низкочастотного генератора. Рассмотрен метод формирования синусоидальных сигналов с помощью широтно-импульсной модуляции прямоугольных импульсов. Предложен вариант реализации двухтактного импульсного низкочастотного усилителя. Проведена оценка коэффициента полезного действия предложенных низкочастотных генераторов.

Ключевые слова: генератор, широтно-импульсная модуляция, импульсные транзисторы, усилитель, коэффициент полезного действия.

PROGRAMMABLE LOW FREQUENCY GENERATOR

V.S. Samoilov, S.A. Samoilov

Vladimir State University

behalf of Alexander Grigorievich and Nikolai Grigorievich Stoletovs,

Russia, Vladimir, samoylow@rambler.ru

Abstract. The spheres of application of modern low-frequency generators are considered. A block diagram of a programmable low-frequency generator is proposed. The method of forming sinusoidal signals using pulse width modulation of rectangular pulses is considered. An embodiment of a push-pull pulsed low-frequency amplifier is proposed. An assessment of the efficiency of the proposed low-frequency generators.

Keywords: generator, pulse-width modulation, pulse transistors, amplifier, efficiency.

В настоящее время в радиотехнике и радиосвязи широко используются радиопередающие устройства различного назначения. Помимо генераторов средних и высоких частот

находят широкое применение и мощные генераторы низких частот. Генераторы низких частот используются как для регулировки и испытания низкочастотных каскадов радиоаппаратуры в лабораторных и производственных условиях, так и для специальных видов связи. Примером системы связи на низких частотах может служить связь под водой с применением гидроакустического излучателя.

Построение мощных генераторов низких частот осложнено требованиями высокого КПД, более 90%, перестройкой по частоте и мощности и наличием цифрового управления. Осуществить подобные требования возможно используя импульсные сигналы и широтно-импульсные виды модуляции. Структурная схема низкочастотного мощного генератора приведена на рисунке 1.

Высокочастотный кварцевый генератор (КГ) вырабатывает прямоугольные импульсы, поступающие на модулятор (М). Модулятор на основании сигналов управления формирует две последовательности периодических прямоугольных импульсов сдвинутых относительно друг друга на половину периода. Управляющие сигналы содержат информации о необходимой частоте и мощности генерации. Период повторения импульсов на выходе модулятора рассчитывается исходя из необходимой частоты генератора. Скважность вырабатываемых импульсов определяется модулятором в соответствии с заданной управляющими сигналами мощности генерации. Далее сигналы модулятора усиливаются в двухтактном усилителе (У) и преобразуются в мощный сигнал представляющий меандр заданной частоты, со скважностью определяемой необходимой мощностью генерации. Фильтр низкий частот (Ф) выделяет первую гармонику из прямоугольного сигнала. В результате, на выходе генератора присутствует синусоидальный сигнал заданной частоты и мощности.

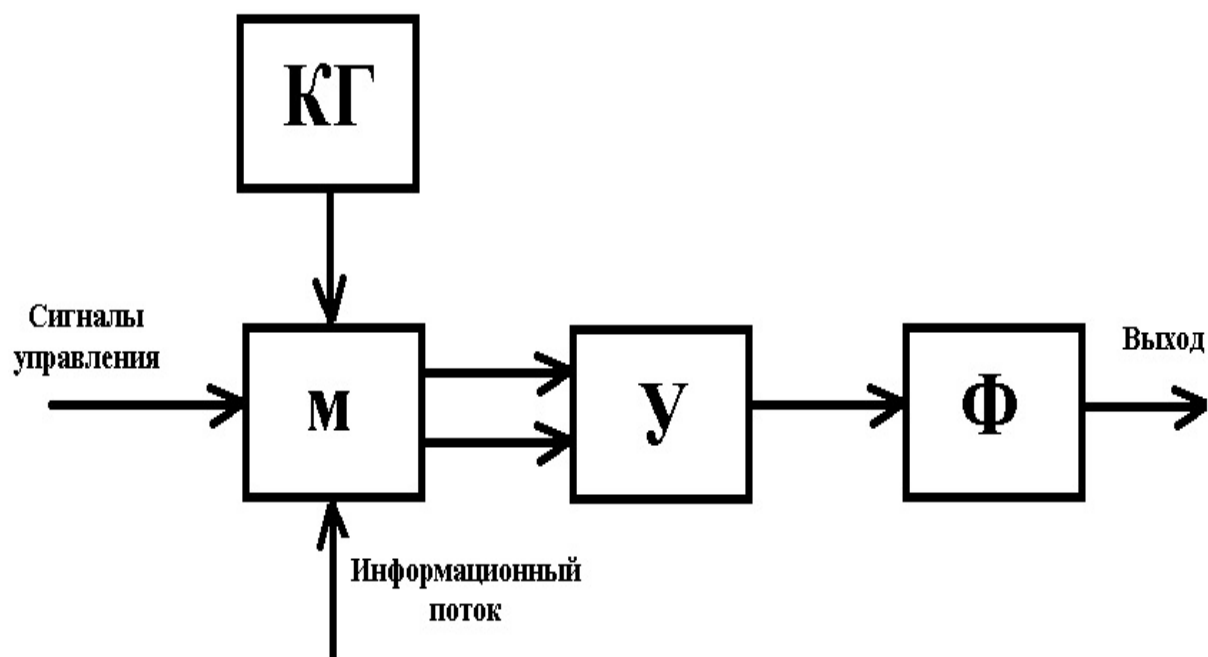


Рис.1. Структурная схема программируемого генератора

На рисунке 2 представлена схема двухтактного усилителя на импульсных транзисторах. Следует отметить необходимость обеспечить скважность сигналов на входах усилителя немного больше 2 даже при максимальных показателях мощности выходного сигнала. Это требование вызвано опасностью одновременного открытия импульсных транзисторов, что чревато их выходом из строя.

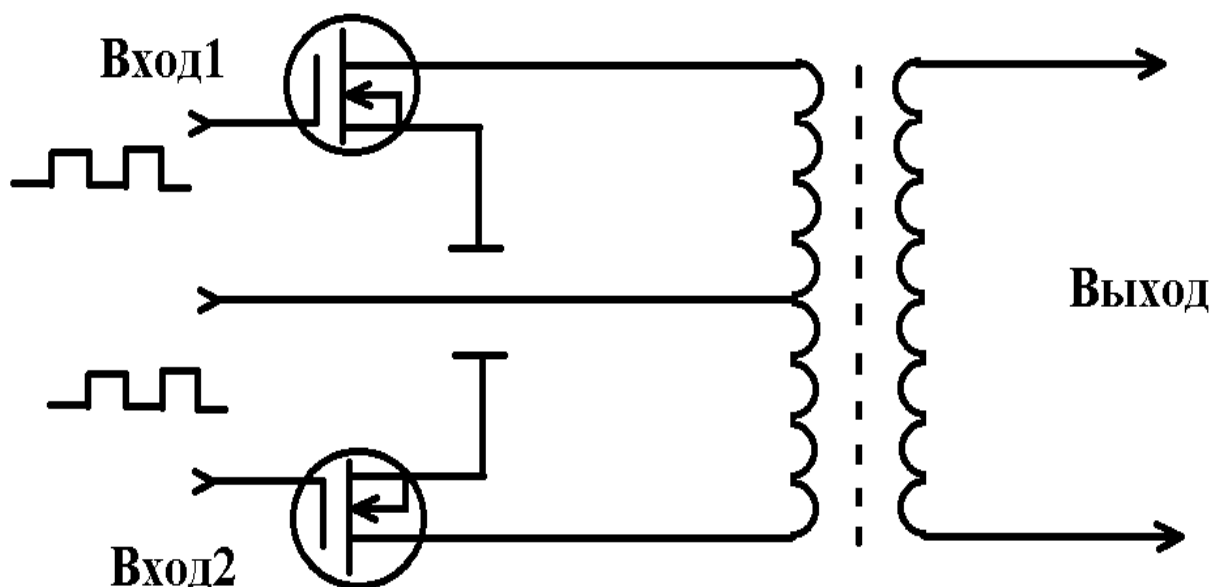


Рис. 2. Двухтактный усилитель прямоугольных сигналов

Модулятор целесообразно выполнять на программируемых логических интегральных схемах (ПЛИС). В этом случае достаточно просто изменять алгоритм работы генератора подстраиваясь под такие параметры как интерфейс управляющих сигналов, диапазон частот генератора и динамический диапазон. Кроме того, возможно использовать подобный генератор для передачи информации. Для этого достаточно организовать цифровой информационный вход и коммутировать входы усилителя пропорционально информационным сигналам. При подобном подходе возможно получить фазовые виды модуляции ОФТ или BPSK.

Кварцевый генератор должен обеспечивать генерацию на частотах минимум 1 МГц. Это позволит эффективно управлять как выходной частотой, так и мощностью генератора. Но при использовании кварцевых генераторов в десятки МГц возможно так построить синтезатор низких частот, что шаг перестройки частоты составит доли герца. Кроме того, увеличиваются возможности по управлению выходной мощностью, поскольку скважность вырабатываемых прямоугольных импульсов можно будет менять на сотые доли процентов.

Программа для формирования двухтактного сигнала на выходе модулятора представляет собой перестраиваемый делитель частоты, обеспечивающий выбор низкой частоты генерации. Другой перестраиваемый делитель частоты обеспечивает формирование необходимой скважности импульсов. Мультиплексирование двух выходных каналов в зависимости от поступающей информации позволяет накладывать фазовую модуляцию на выходной мощный низкочастотный сигнал.

Выбор импульсных транзисторов в усилителе, на сегодняшний день достаточно прост, поскольку на рынке представлено множество полевых импульсных транзисторов с внутренним сопротивлением порядка единиц мОм. Но необходимо отметить требования к фронтам сигналов на входах усилителя, поскольку, чем лучше фронты, тем меньше потери мощности и выше КПД.

Выбор числа витков в первичной обмотке трансформатора обусловлен значением максимальной мощности на выходе генератора и составляет десятки витков для обеих первичных обмоток. Количество витков во вторичной обмотке определяется требованием, как к максимальной выходной мощности, так и особенностями нагрузки, особенно в случаях нагрузок с реактивной составляющей.

В зависимости от типа импульсных транзисторов возможно на выходе модулятора применение промежуточного усилителя напряжения. Это связано с тем, что некоторые импульсные транзисторы открываются потенциалами порядка 10В, а на выходе цифровых микросхем присутствуют сигналы 4-5В. Наличие промежуточных усилителей или драйверов не сильно осложнит схему и практически не скажется на коэффициенте полезного действия.

Фильтр на выходе усилителя импульсных сигналов представляет собой Г-образную цепочку последовательно соединенных дросселя и высоковольтной емкости. Следует заметить, что основные потери мощности связаны как раз с добротностью фильтрующего дросселя. Поэтому целесообразно особое внимание уделять при проектировании и разработке фильтрующих цепей.

Коэффициент полезного действия предложенного программируемого генератора составляет порядка 90-95% за счет применения широтно-импульсных сигналов и усилителя на импульсных транзисторах.

Библиографический список

1. Воскобойников М. Цифровые микросхемы в устройствах ИЧ // Радио. — 1981. — №7,8. — С.37.
2. Полупроводниковые приборы: Справочник / В.И.Галкин, А.Л.Булычев, Л.Н.Тишина. — Мн.: Беларусь, 1994. — 347 с.
3. Сидоров И.Н., Скорняков С.В. Трансформаторы бытовой радиоэлектронной аппаратуры: Справочник. — М.: Радио и связь, 1994. — 320с.

УДК 621.396; ГРНТИ 47.47

ОСОБЕННОСТИ ПРИМЕНЕНИЯ АППРОКСИМАЦИИ ИЗМЕРЕНИЙ ЧАСТОТ ПРИНИМАЕМОГО СИГНАЛА В ЗАДАЧЕ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ ДВИЖЕНИЯ ИСТОЧНИКА ИЗЛУЧЕНИЯ

А.В. Силкин

*Межвидовой центр подготовки и боевого применения войск РЭБ (учебный и испытательный),
Российская Федерация, Тамбов, a.v.silkin@protonmail.com*

Аннотация. В работе рассмотрена приемная позиция многопозиционной пассивной системы. Показаны особенности аппроксимации измерений частот принимаемого сигнала полиномом второй и третьей степени в задаче определения параметров движения источника излучения.

Ключевые слова: источник излучения, частота Доплера, аппроксимация.

FEATURES OF APPROXIMATION OF FREQUENCY MEASUREMENTS FOR MOTION PARAMETERS ESTIMATION OF EMITTER SOURCE

A.V. Silkin

*Joint Electrical Warfare Combat Operations Research and Training Center of EW Corps,
Russia, Tambov, a.v.silkin@protonmail.com*

The summary. Receiver position of multistatic passive system is considered. Features of approximation of frequency measurements for motion parameters estimation of emitter source by polynomial of the second and third degree are show.

Keywords: emitter source, Doppler frequency, approximation.

В пассивных многопозиционных системах основными методами определения параметров движения источника излучения являются [1]:

- триангуляционный (AOA), основанный на определении направления распространения волны, падающей на антенные решетки;
- разностно-дальномерный (TDOA), основанный на оценке разницы времени прихода сигнала от источника излучения;

– разностно-частотный (FDOA), основанный на оценке разницы сдвигов частоты сигнала от источника излучения.

Представляет интерес разностно-дальномерно-частотный метод (TDOA/FDOA) [2], основанный на вычислении функции взаимной неопределенности сигнала, принятого в разнесенных позициях и позволяющего повысить точность определения параметров движения источника излучения [3]. Преимущество подхода пассивного наблюдения за источниками излучения – скрытность и пониженное энергопотребление.

В настоящее время вызывают интерес многопозиционные пассивные системы определения параметров движения источников излучений, основанные на измерении в приемных позициях только частот Доплера [4, 5]. Измерения используют с целью дополнения уже существующей системы измерений [6] или непосредственно для определения координат и скорости движущегося объекта [4]. Интерес к подобным системам можно объяснить отсутствием необходимости в разработке сложных приемных антенных устройств и централизованной сбора и обработки сигналов, поступающих с каждой приемной позиции.

В [7] рассмотрен элемент многопозиционной пассивной системы (рисунок 1): объект, движущийся с постоянной скоростью V по прямолинейной траектории и излучающий сигнал с неизвестной частотой f_0 , и приемная позиция, принимающая сигнал от источника излучения с частотой [4]

$$f(t) = f_0 \left(1 + \frac{V \cos(\alpha(t))}{c} \right), \quad (1)$$

где c – скорость распространения сигнала, излучаемого объектом;

α – угол между направлением движения объекта и приемной позицией.

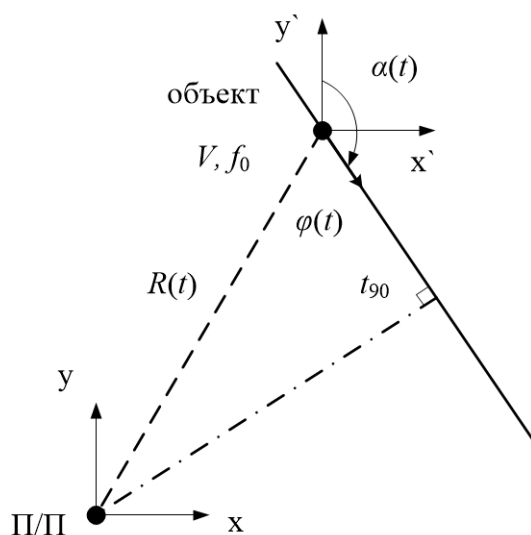


Рис. 1. Элемент многопозиционной пассивной системы

Используя выражение (1) покажем [7], что в одной приемной позиции возможно определить такие параметры объекта, как скорость движения объекта V , расстояние до объекта R и излучаемую частоту f_0 .

Дифференцируя (1) по времени, получим выражение

$$\frac{d f(t)}{d t} = -f_0 \frac{V}{c} \sin(\alpha(t)) \frac{d \alpha(t)}{d t}, \quad (2)$$

где

$$\frac{d \alpha(t)}{d t} = \frac{V \sin(\alpha(t))}{R(t)}. \quad (3)$$

Подставляя (3) в (2) и преобразуя (1) и (2), получим выражение

$$\frac{d f(t)}{d t} = -\frac{f(t) - f(t_{90})}{t_{90} - t} \left(\frac{\frac{1}{t_{90} - t} \int_t^{t_{90}} f(t) dt - f(t)}{\frac{1}{t_{90} - t} \int_t^{t_{90}} f(t) dt - f(t_{90})} \right)^2. \quad (4)$$

Выражение (4) необходимо для нахождения оценки момента времени t_{90} (рисунок 1). По оценке t_{90} производится оценка излучаемой частоты f_0 и скорости движения V . Интегрирование (1) на интервале наблюдения позволяет оценить расстояние до объекта R .

В выражении (4) целесообразно использовать аппроксимирующую измерения частот зависимость [5, 6]:

$$f^a(t) = \sum_{i=0}^k c_i t^i,$$

где k – степень полинома,

c_i – коэффициенты полинома, которые находятся по критерию наименьших квадратов.

Для решения поставленной задачи с высокой степенью точности достаточно использовать полином второй или третьей степени [5, 6]. Выбор полинома третьей степени обусловлен нелинейной зависимостью выражения (1) и, следовательно, выражения (2), что необходимо для использования в выражении (4), так как производная от полинома второй степени представляет собой линейную зависимость. Однако, применение полинома со степенью $k > 2$ в выражении (4) приводит к необходимости решения уравнения степени больше четырех, а, согласно теореме Абеля-Руффини, для произвольных уравнений степени больше четвертой невозможно указать замкнутую формулу для решений, т.е. формулу, содержащую только арифметические операции и корни произвольной степени, что ограничивает применение полинома степени $k > 2$.

Рассмотрим особенности аппроксимации измерений частот принимаемого сигнала полиномами второй и третьей степени на примере математического моделирования системы (рисунок 1) со следующими параметрами: координаты приемной позиции $x_{\Pi} = 0$ км, $y_{\Pi} = 0$ км; начальные координаты объекта $x_0 = -2$ км, $y_0 = 8$ км; направление движения цели $\varphi = 130^\circ$; скорость движения объекта $V = 50$ м/с; частота, излучаемая объектом, $f_0 = 900$ МГц; интервал наблюдения $\Delta t = 1$ с; ошибка измерения частоты $\sigma_f = 10$ Гц.

На рисунках 2 и 3 показаны результаты математического моделирования с учетом значения f_0 , показана истинная зависимость изменения частоты, вызванная эффектом Доплера, измерения частот с ошибкой σ_f . На рисунке 2 аппроксимация измерений осуществляется по всему объему выборки размером $N=60$. Видно, что полином второй степени удовлетворяет необходимому решению в отличие от полинома третьей степени. На рисунке 3 аппроксимация измерений осуществляется по $n=50$ последним измерениям выборки размером $N=80$. Видно, что результаты противоположны результатам рассмотренным ранее.

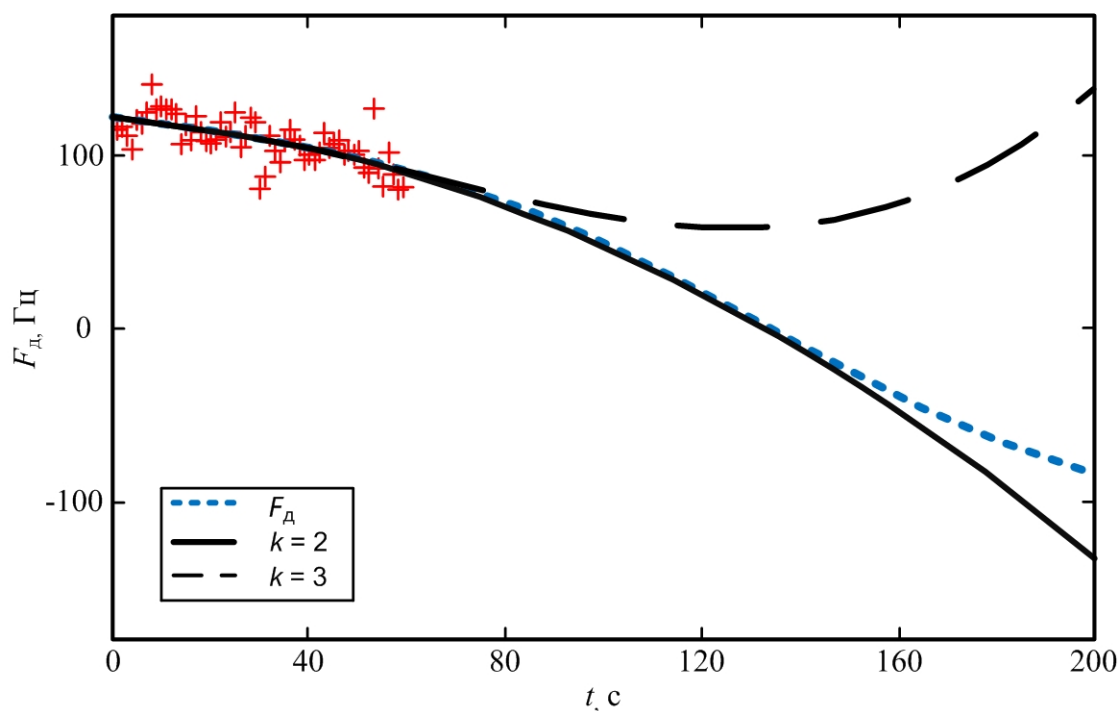


Рис. 2. Результаты математического моделирования

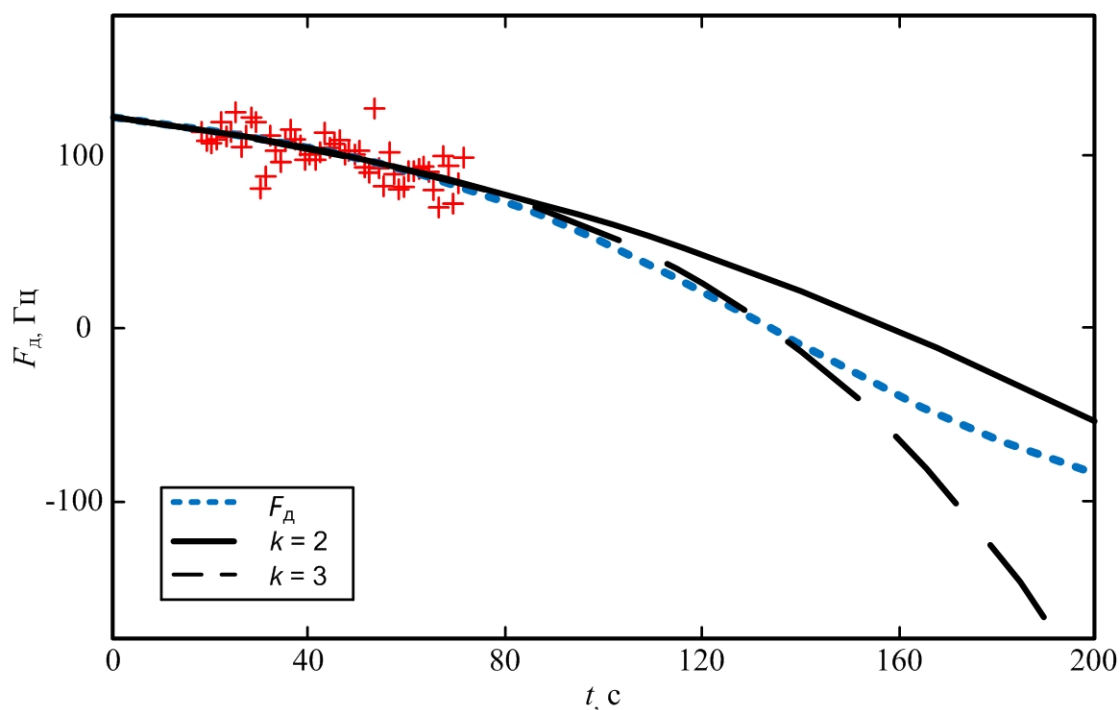


Рис. 3. Результаты математического моделирования

Таким образом, по оценкам частот в приемной позиции, применяя аппроксимацию измерений, возможно оценить основные параметры движения объекта, однако, использование полиномов второй и третьей степени приводит к необходимости обрабатывать возникающее в процессе работы ошибки.

Из-за нелинейной зависимости измеряемых параметров от искомым значений, оценки, полученные по рассматриваемой методике, можно использовать как начальное приближение для метода Гаусса-Ньютона [8].

Библиографический список

1. Развитие методов контроля за использованием спектра // Отчет МСЭ-R SM 2355-0. Серия SM. Управление использованием спектра. – Электронная публикация. – Женева, 2016. – 35 с.
2. Tao R., Zhang W.-Q., Chen E.-Q. Two-stage Method for Joint Time Delay and Doppler Shift Estimation / R. Tao, W.-Q. Zhang, E.-Q. Chen // IET Radar, Sonar & Navigation. – 2008. – Vol. 2. – № 1. – P. 71-77.
3. Силкин А.В., Милохов Д.В., Михалев В.В. Потенциальная точность определения траекторных параметров движущегося источника радиоизлучения в пассивной многопозиционной радиосистеме / А.В. Силкин, Д.В. Милохов, В.В. Михалев // Современные технологии в науке и образовании – СТНО-2017: сб. тр. II междунар. науч.-техн. и науч.-метод. конф.: в 8 т. Т. 3. – Рязань, 2017. – С. 54-57.
4. Chan Y.-T., Jardine F. Target Localization and Tracking from Doppler-Shift Measurements / Y.-T. Chan, F. Jardine // IEEE Journal of Oceanic Engineering. – 1990. – Vol. 15. – № 3. – P. 251-257.
5. Ковалев Ф.Н. Определение координат движущихся целей по измерениям доплеровской частоты в радиолокационных системах с обнаружением «на просвет» / Ф.Н. Ковалев // Радиотехника и электроника. – 2007. – № 3. – С. 331-339.
6. Farina A., Pardini S. Multiradar Tracking System Using Radial Velocity Measurements / A. Farina, S. Pardini // IEEE Transaction on Aerospace and Electronic Systems. – 1979. – Vol. AES-15. – № 4. – P. 555-563.
7. Силкин А.В. Аппроксимация измерений частот принимаемого сигнала в приемной позиции многопозиционной системы для определения параметров движения источника излучения / А.В. Силкин // Новые информационные технологии в научных исследованиях: мат. XIII всерос. науч.-техн. конф.: в 2 т. Т. 1. – Рязань, 2018. – С. 170-172.
8. Жданюк Б.Ф. Основы статистической обработки траекторных измерений / Б.Ф. Жданюк. – Москва, 1978. – 384 с.

УДК 621.396

ВОПРОСЫ ПРИМЕНЕНИЯ АКТИВНЫХ ФАЗИРОВАННЫХ АНТЕННЫХ РЕШЕТОК В РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМАХ

Б.А. Кожухметова, Р.Ж. Камал, С.С. Койшыбай

*Международный университет информационных технологий,
Республика Казахстан, Алматы,*

rus_95@mail.ru, kozhahmetova.ba@gmail.com, sungatkoishybay@gmail.com

Аннотация. В данной статье рассмотрены особенности применения перспективных активных фазированных антенных решеток (АФАР). Рассмотрены возможности применения АФАР для задач радиоконтроля источников радиоизлучения. Определены параметры АФАР для системы спутникового радиомониторинга.

Ключевые слова: радиоконтроль, спутниковый радиомониторинг, источник радиоизлучения, активные фазированные антенные решетки (АФАР)

QUESTIONS OF APPLICATION OF ACTIVE PHASED ANTENNA ARRAYS IN RADIO ENGINEERING SYSTEMS

B.A. Kozhakhmetova, R.Zh. Kamal, S.S. Koishybay

*International Information Technologies University,
Republic of Kazakhstan, Almaty,*

rus_95@mail.ru, kozhahmetova.ba@gmail.com, sungatkoishybay@gmail.com

The summary. This article describes the features of the application of promising active phased antenna arrays (APAA). The possibilities of the use of APAA for the tasks of radio monitoring of

radio emission sources was considered . The parameters of APAA for satellite monitoring system was determined

Keywords: radiocontrol, satellite radiomonitoring, radio emission source, active phased antenna array (APAA)

На сегодняшний день существует множество различных типов антенн, но особый интерес вызывают фазированные антенные решетки (ФАР) и его последующий переход на активные ФАР (АФАР). В данной антенной системе имеется множество излучающих элементов, которые позволяют повысить энергетический потенциал антенной системы, а также получить узкую диаграмму направленности, по сравнению с единичным излучателем. Преимуществом АФАР является то, что к каждому излучателю антенной решетки подключается активный элемент в виде генератора, усилителя мощности или преобразователя частоты [1]. Антенные решетки подобного типа являются перспективными антенными системами и нашли широкое применение в системах спутниковой связи, в радиолокационных и радионавигационных системах, в системах мобильной связи, а также в системах радиоэлектронной борьбы. Известны случаи использования АФАР в бортовых радиолокационных станциях, обеспечивающих большую дальность обнаружения целей, широкий спектр сканирования и работу в широкой полосе частот.

В настоящее время использование АФАР находит применение в системах радиоконтроля источников радиоизлучения (ИРИ), что является весьма актуальным для повышения эффективности использования радиочастотного спектра (РЧС)

Радиоконтроль ИРИ решает актуальные задачи, такие как:

- обнаружение ИРИ;
- определение местоположения ИРИ;
- вскрытие характеристик излучения;
- контроль за состоянием ИРИ;
- вскрытие возможных нарушений режимов излучения и принятие мер по их оперативному пресечению[2].

Оперативность обнаружения ИРИ и определение их координат является вопросом, который требует постоянного совершенства и модернизации.

В работе [3] рассматривается спутниковая система радиомониторинга ИРИ на базе одного низкоорбитального малого космического аппарата (МКА) с использованием на борту антенной системы АФАР. Для достижения этой цели к АФАР предъявляется ряд требований, такие как:

- возможность электрического сканирования пространства;
- формирование узких лучей в одном направлении для повышения точности определения угловых координат ИРИ и широкие в ортогональном направлении;
- увеличение уровней принимаемой мощности за счет размещения в каналах решетки усилителей высокочастотной энергии;
- расположение элементов в АФАР должно обеспечить пространственный сектор сканирования по сферической поверхности Земли.

Как показано на рисунке 1, система спутникового радиомониторинга ИРИ позволяет охватывать большие территории земной поверхности. МКА, находящийся в области радиомониторинга, регистрирует источник излучения и пересылает данные о координатах местоположения ИРИ в наземный центр обработки данных (ЦОД).

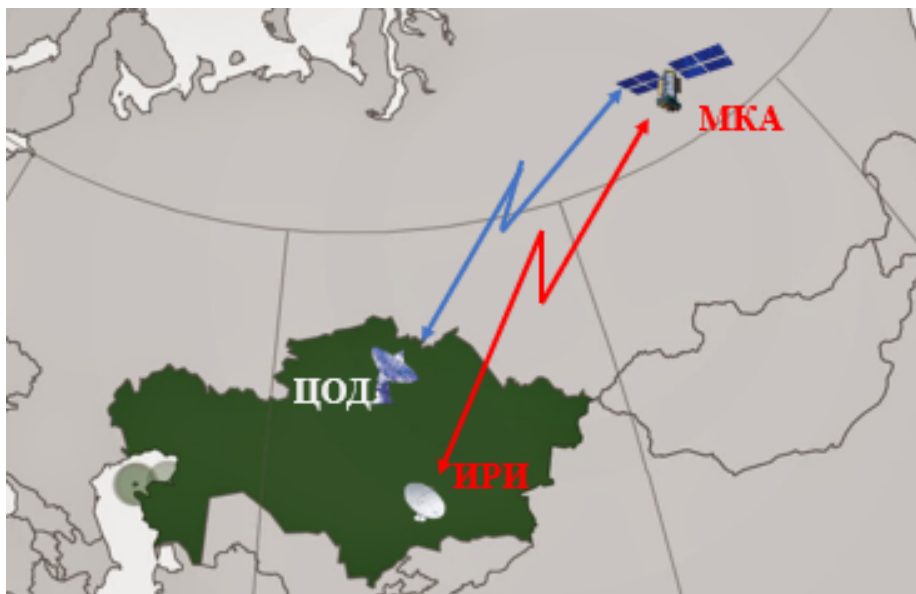


Рис. 1. Спутниковая система радиомониторинга ИРИ на базе одного МКА

Алгоритм анализа и опознавания радиосигналов должен включать следующие этапы:

- определение частоты радиосигнала;
- проверка соответствия использования радиочастотного спектра Таблице распределения РЧС Республики Казахстан [5];
- определение ширины полосы радиосигнала и структуры спектра;
- определение вида модуляции;
- определение вида сообщения, услуги;
- легитимность ИРИ [4].

Рассмотрим требования к параметрам антенной решетки системы спутникового радиомониторинга. Выбор размеров антенной решетки выбирается согласно [1]:

$$\begin{cases} d_x \leq \frac{\lambda}{1 + \sin(\theta_{\max}^x)}, \\ d_y \leq \frac{\lambda}{1 + \sin(\theta_{\max}^y)}, \end{cases} \quad (1)$$

где d_x, d_y – расстояние между излучателями в азимутальной и угломестной плоскости;
 λ – длина волны излучения;
 θ – азимут.

Определим параметры АФАР в зависимости от диапазона частот (длин волн) принимаемых сигналов. Результаты выполненных расчетов для частот диапазонов спутниковой связи (С и Ku) приведены в таблице 1.

Таблица 1. Расчетные параметры приемных АФАР

Диапа- зон	Частота f , ГГц	Длина волны λ , см	Расстояние между эле- ментами антенны d , см	Число эле- ментов ан- тенны, n	Размер антенны $L = nd$, см	Отношение d/λ	Ширина ДН на уровне $0,5 \Delta\theta$, ° $\theta =$ $12,5^\circ$	Задан сектор сканиро- вания $\theta_{\text{макс}}$, °
С	5	6	4,92	25	123	0,82	2,55	25
	6	5	4,1	25	102,5	0,82	2,55	25
	7	4,3	3,53	25	88,3	0,82	2,55	25
Ku	12	2,5	2,05	25	51,25	0,82	2,55	25
	14	2,14	1,75	25	43,75	0,82	2,55	25
	15	2	1,64	25	41	0,82	2,55	25

Кроме того, были введены ограничения на размер антенны (порядка 126 см) и ширину диаграммы направленности (ДН) антенны (порядка 3°). Ширина ДН антенны на уровне половинной мощности для угла отклонения луча $\theta = 12,5^\circ$ рассчитана по известным формулам [5]:

$$\Delta\theta = 51\lambda / (n * d * \cos\theta), ^\circ \quad (2)$$

Одним из преимуществ АФАР является формирование ДН различной формы. На рисунке 2 представлен результат моделирования трехмерной ДН АФАР в программе Maxima: количество элементов 25 (в угломестной и азимутальной плоскости), расстояние между элементами 0,009 м. Видно, что основной лепесток ДН имеет остронаправленный характер

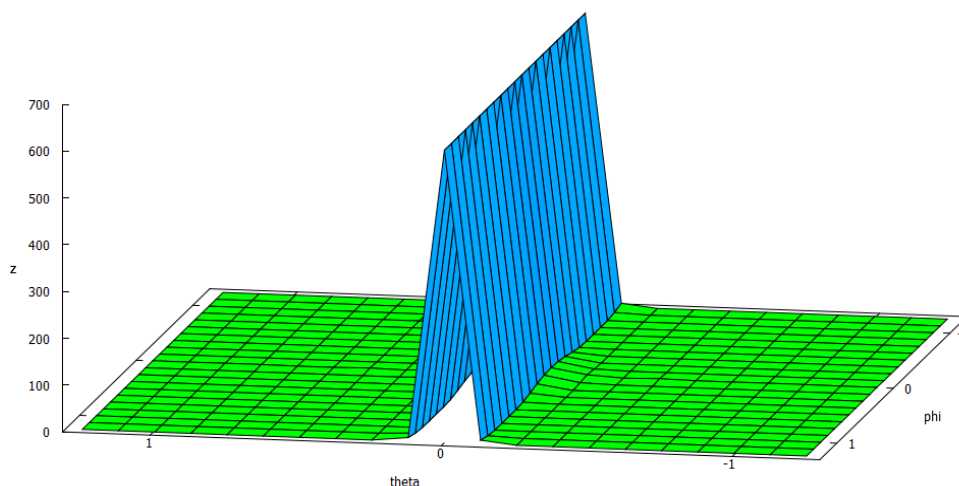


Рис.2. Результат моделирования диаграммы направленности АФАР

Таким образом, применение АФАР с требуемыми характеристиками в спутниковой системе радиомониторинга позволит модернизировать систему радиоконтроля в странах с большой территорией, таких как Казахстан, Россия и др. Такая система спутникового радиомониторинга с АФАР улучшит возможности определения местоположения наземных радиоэлектронных средств и повысит эффективность управления использованием радиочастотного спектра, которая является необходимым ресурсом в каждой стране для внедрения новых технологий телекоммуникаций.

Библиографический список

1. Устройства СВЧ и антенны. Проектирование фазированных антенных решеток: Учеб. пособие для вузов / Под редакцией Д.И. Воскресенского. Изд. 4-е, перераб. и доп. – М: Радиотехника, 2012. – 744с.:ил
2. Вознюк В.В., Зайцев С.А., Толстоухов Д.А., Булаев О.А., Гусаков Н.В. Определение времени задержки приема сигнала пространственно разнесенными сверхмалыми космическими аппаратами. – Изв. Вузов Приборостроение, 2008, т. 61, №3.
3. Aitmagambetov A.Z., Butuzov Yu.A., Kulakayeva A.E. Mathematical models for determining the location of radio emission sources in radio monitoring systems on the basis on low-orbit satellites. T-Comm. 2016. Vol. 10. No.1, pp. 73-76.
4. Айтмагамбетов А.З., Бутузов Ю.А., Кулакаева А.Е., Сатеров Н.М. Вопросы анализа сигналов и опознавания передатчиков при спутниковом радиомониторинге. - Вестник КазАТК. – Алматы, 2015.- №5-6(95).-с.47-51.
5. Таблица распределения полос частот между радиослужбами Республики Казахстан в диапазоне частот от 3 кГц до 400 ГГц для радиоэлектронных средств всех назначений.

УДК 550.837

РАДИОЛОКАЦИОННЫЕ МЕТОДЫ РАДИОТОМОГРАФИИ ЗЕМНОЙ КОРЫ

Т.Н. Адамов, И.В. Васильев, В.А.Проценко

*Специальное конструкторско-технологическое бюро «Гранит»,
Казахстан, Алматы, iv@granit.kz*

Аннотация. Рассматривается возможность использования методов когерентного накопления сигналов для улучшения характеристик метода частотного электромагнитного зондирования земной коры.

Ключевые слова: геологоразведка, когерентность, многочастотность, радиолокация, томография

RADAR METHODS OF THE EARTH'S CRUST RADIOTOMOGRAPHY

T.N. Adamov, I.V. Vassilyev, V.A. Protsenko

*JSC Special Design and technology Bureau "Granite",
Kazakhstan, Almaty, iv@granit.kz*

Abstract. The possibility of using the methods of coherent signal accumulation to improve the characteristics of the method of frequency electromagnetic sounding of the earth's crust is considered.

Keywords: geological exploration, coherence, multifrequency, radiolocation, tomography

Одним из эффективных методов геологоразведки флюидов (вода, нефть, газ) является частотное электромагнитное зондирование [1]. Существенным недостатком этого метода является его относительная небольшая зона разведки, ограниченная глубиной единицами километров и площадью до 100 квадратных километров, что связано с экспоненциальным затуханием радиоволн в земных породах.

Развитие цифровой обработки информации в радиолокации и системах радиосвязи в последние десятилетия позволили существенно улучшить соотношение сигнал/шум при когерентном накоплении фазокодированных сигналов. Примером подобного сигнала может служить WSPR (Weak Signal Propagation Reporter) [2], вид модуляции, разработанный нобелевским лауреатом Джо Тейлором. С помощью этого помехоустойчивого способа передачи данных можно принимать одиночные информационные сигналы на 30 дБ ниже уровня шумов [3].

Учитывая стационарность расположения приёмных и передающих станций радиофизической разведки, в сочетании с возможностями временной синхронизации их работы с помощью спутниковых навигационных систем с высокой точностью, имеется возможность получения дополнительного многократного выигрыша в энергетике за счёт когерентного меж-

пачечного накопления сигнала, увеличивающего соотношение сигнал/шум в количество раз, равное количеству циклов накопления.

Таким образом, представляется возможным создания сети недорогих геофизических комплексов с мощностью передатчиков 20-50 Вт, способных поочерёдно генерировать и принимать сигналы друг друга, излучаемые одновременно на нескольких частотах в диапазоне от 50 до 500 кГц. Такие станции, разнесённые друг относительно друга на расстояния 100...300 км, кроме функции радиоразведки земных недр, могли бы стать основой долговременной мониторинговой сети, способной решать задачи геодинамики и сейсмологии.

Слабая чувствительность систем подземной радиосвязи к атмосферным и промышленным помехам, а также полная нечувствительность к вибрациям, позволяет размещать приёмопередающие установки непосредственно в населённых пунктах, делая их обслуживание недорогим, а малые мощности излучаемых сигналов потребуют относительно небольших затрат электроэнергии. Ориентировочно стоимость серийной приёмо-передающей установки можно оценить в пределах 50-70 тысяч долларов США. В качестве излучателей можно использовать штыри, вбиваемые в землю подобно штырям систем заземления электрических установок.

Конечно, применение методов когерентной радиосвязи и увеличение дистанций радиоразведки потребует развитие методов обработки полученной радиофизической информации. Необходимо также и создание ряда полигонов с относительно хорошо известной геологической структурой для того, чтобы отработать методы интерпретации получаемых результатов.

В качестве «побочных» полезных результатов, которые могут быть получены при развитии методов многочастотного когерентного радиозондирования, можно ожидать:

- уточнение геологической структуры земных недр;
- открытие новых месторождений;
- развитие методов подземной радиосвязи;
- создание нового метода исследования солнечно-земных и лунно-земных связей.

Библиографический список

1. Д.И. Хасанов Введение в электроразведку: пособие для самостоятельного изучения для слушателей курсов повышения квалификации специальности «Геофизика». – Казань: Казанский государственный университет, 2009. - 75 с.
2. WSJT HOME PAGE // URL: [HTTPS://PHYSICS.PRINCETON.EDU/PULSAR/K1JT/](https://physics.princeton.edu/pulsar/K1JT/) (ДАТА ОБРАЩЕНИЯ 13 ЯНВАРЯ 2019Г).
3. WSJT-X и др. – работаем WSPR // URL: <http://ua2ft.qrz.ru/page54.html> (дата обращения 13 января 2019г).

УДК 621.372.542; ГРНТИ 50.41.25

ОЦЕНКА ВЕРОЯТНОСТИ ПРАВИЛЬНОГО УСТРАНЕНИЯ НЕОДНОЗНАЧНОСТИ ИЗМЕРЕНИЙ ДЛЯ КОРРЕЛЯЦИОННО-ФАЗОВОГО ПЕЛЕНГАТОРА С АНТЕННОЙ СИСТЕМОЙ ЗАДАННОЙ СТРУКТУРЫ

Ю.Н. Бугаев, В.А. Иванов, В.Л. Филатов

ФГБОУ ВО «Национальный исследовательский университет «МЭИ»

Россия, Москва, bugaevyn@mail.ru

Аннотация. Выполнена оценка вероятности правильного устранения неоднозначности фазовых измерений для корреляционно-фазового пеленгатора с антенной системой заданной структуры, использующего оптимальный алгоритм обработки. Для рабочего диапазона частот определен сектор однозначности, в котором справедлива полученная оценка.

Ключевые слова: фазовые измерения, корреляционно-фазовый пеленгатор, устранение неоднозначности.

ASSESSMENT OF CORRECT DISAMBIGUATION PROBABILITY MEASUREMENTS FOR THE CORRELATION PHASE DIRECTION FINDER WITH THE ANTENNA SYSTEM OF THE GIVEN STRUCTURE

Yu.N. Bugaev, V.A. Ivanov, V.L. Filatov

National research University «Moscow Power Engineering Institute»

Russia, Moscow, bugaevyn@mail.ru

Abstract. The probability of correct elimination of the phase measurement ambiguity for the correlation-phase direction finder of a given structure using the optimal algorithm for processing is estimated. For the operating frequency range, the unambiguity sector in which the estimate is valid is defined.

Keywords: phase measurements, correlation-phase direction finder, elimination of ambiguity.

1. Введение

Корреляционно-фазовые пеленгаторы (КФП) находят применение при решении задачи высокоточного измерения угловых координат радиоизлучающих космических аппаратов [1-3]. Достоинством таких пеленгаторов является инвариантность к виду модуляции принимаемого сигнала и широкий диапазон рабочих частот, а также высокий энергетический потенциал за счет использования направленных следящих антенн.

Измерение угловых координат корреляционно-фазовым пеленгатором базируется на измерении разности фаз сигналов, принимаемых на разнесенные антенны, размещаемые, как правило, вдоль осей прямоугольной системы координат. При этом возникает задача устранения неоднозначности фазовых измерений, которая решается применением в КФП кроме измерительной базы, обеспечивающей требуемую точность измерения, одной или нескольких промежуточных баз меньшей длины, а также «виртуальных» баз [4].

В работе [2] приведены результаты оптимизации измерительных баз 5-ти антенного двухшкального КФП и выбрана структура антенной системы, предпочтительная по соотношению допусков на погрешность наведения антенн и ошибки фазовых измерений, без анализа вероятности правильного устранения неоднозначности фазовых измерений.

Целью настоящей работы является оценка вероятности правильного устранения неоднозначности измерений для КФП с заданной структурой антенного поля.

2. Расчетные соотношения

Полагаем, что разности фаз измеряются между одной из антенн (опорной) и $(N-1)$ остальными (число баз $n=N-1$), фазовые погрешности в измерительных каналах имеют нулевые средние значения и равные дисперсии σ_φ^2 , а для определения целого числа периодов разности фаз на каждой базе используются измерения разности фаз на всех базах.

При использовании для получения однозначного отсчета метода максимального правдоподобия, расчет точного значения вероятности P_0 правильного устранения неоднозначности включает в себя вычисление многомерного нормального интеграла [5]. Для упрощения вычислений в [5] предложены методы приближенного расчета P_0 , связанные с нахождением оценок верхней и нижней границ вероятности правильного устранения неоднозначности.

Для оценки верхней границы вероятности правильного устранения неоднозначности в двухкоординатном фазовом пеленгаторе заданной структуры с оптимальным алгоритмом устранения неоднозначности, использующим одновременно измерения разности фаз на всех базах для определения целого числа периодов разности фаз на каждой базе, имеет место следующее соотношение:

$$P_{0B}^* = P \left\{ \chi_{N-3}^2 \leq \frac{2}{\pi \sigma_\varphi^2} \sqrt{\frac{\lambda^4 \Gamma^2\left(\frac{N-1}{2}\right)}{N(M_x M_y - M_{xy}^2) \cdot (\Delta v_{\text{одн}} \cdot \Delta u_{\text{одн}})^2}} \right\}, \quad (1)$$

$$\text{где } M_x = \sum_{i=1}^N (x_i - \bar{x})^2, \quad M_y = \sum_{i=1}^N (y_i - \bar{y})^2, \quad M_{xy} = \sum_{i=1}^N (x_i - \bar{x})(y_i - \bar{y}) \quad (2)$$

– моменты распределения на плоскости антенн пеленгатора;

$$\bar{x} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N x_i, \quad \bar{y} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N y_i$$

– координаты геометрического центра антенн пеленгатора;

x_i, y_i – координаты фазовых центров антенн;

σ_φ^2 – дисперсии измеряемых разностей фаз в $(\text{рад}/2\pi)^2$;

$\Delta v_{\text{одн}} \times \Delta u_{\text{одн}}$ – двумерный сектор однозначности измерений направляющих косинусов $v = \cos \alpha_x, u = \cos \alpha_y$;

α_x, α_y – углы, задающие направление на источник излучения относительно осей координат O_x, O_y ;

N – число антенн пеленгатора;

λ – длина волны источника излучения;

$\Gamma(n) = \int_0^\infty t^{n-1} e^{-t} dt$ – гамма – функция;

χ_n^2 – кси-квадрат распределение с n степенями свободы.

Формула (1) устанавливает зависимость верхней границы вероятности правильного устранения неоднозначности P_{0B}^* от двумерного сектора однозначности $\Delta v_{\text{одн}} \times \Delta u_{\text{одн}}$, числа антенн N фазового пеленгатора, а также числовых характеристик расположения антенн пеленгатора на плоскости с векторами координат $\bar{x}, \bar{y}$. Моменты M_x, M_y характеризуют разнос антенн вдоль соответствующих осей координат (баз пеленгатора), момент M_{xy} – симметрию положению антенн. При равенстве моментов M_x, M_y верхняя граница вероятности тем выше, чем больше $|M_{xy}|$, т. е. вероятность правильного устранения неоднозначности выше при несимметричном расположении антенн. Значение P_{0B}^* уменьшается при увеличении двумерного сектора однозначного пеленгования $\Delta v_{\text{одн}} \times \Delta u_{\text{одн}}$.

Нижняя граница вероятности правильного устранения неоднозначности в двухкоординатном фазовом пеленгаторе для идеальной антенной структуры может быть получена в виде:

$$P_{\text{пот}}^* = P \left\{ \chi_{N-3}^2 \leq \frac{2}{\sigma_\varphi^2} \sqrt[2]{\frac{\lambda^4 \delta_{N-3, \max}^2}{N(M_x M_y - M_{xy}^2) \cdot (\Delta v_{\text{одн}} \cdot \Delta u_{\text{одн}})^2}} \right\}, \quad (3)$$

где δ_{N-3}^2 – центральная плотность решетчатых упаковок.

Остальные обозначения приведены в (1)-(2).

Результаты расчета

Определим значения верхней и нижней границ вероятности правильного устранения неоднозначности для КФП [2], имеющего $N=5$ антенн с векторами координат:

$$\vec{x}^T = L (0; 0; 0; p/q; 1), \quad \vec{y}^T = L (1; p/q; 0; 0; 0),$$

где p, q – коэффициенты сопряжения шкал;
 $p/q = 3/7$ – коэффициент перехода;
 $L = 50$ м – длина измерительной базы.

Можно показать, что в этом случае значения моментов (2) составят:

$$M_x = M_y = 1938,8; \quad M_{xy} = -1020,4,$$

а сектор однозначных фазовых измерений равен

$$\Delta v_{\text{одн}} \times \Delta u_{\text{одн}} = q^2 \lambda^2 / L^2, \quad (4)$$

С учетом (4), выражения (1), (3) для $N=5$ можно записать в виде:

$$P_{0B}^* = P \left\{ \chi_2^2 \leq \frac{2}{\pi \sigma_\varphi^2} \cdot \frac{L^2}{q^2} \sqrt[2]{\frac{1}{5(M_x M_y - M_{xy}^2)}} \right\}. \quad (5)$$

$$P_{\text{пот}}^* = P \left\{ \chi_2^2 \leq \frac{2 \delta_{2\max}}{\sigma_\varphi^2} \cdot \frac{L^2}{q^2} \sqrt[2]{\frac{1}{5(M_x M_y - M_{xy}^2)}} \right\}. \quad (6)$$

где $\delta_{2\max} = \frac{1}{2\sqrt{3}}$, согласно [5].

Из формул (5), (6) находим аргументы кси-квадрат распределения

$$Q_B = \frac{2}{\pi \sigma_\varphi^2} \cdot \frac{L^2}{q^2} \sqrt[2]{\frac{1}{5(M_x M_y - M_{xy}^2)}} \quad (7)$$

$$Q_L = \frac{1}{\sqrt{3}\sigma_\varphi^2} \cdot \frac{L^2}{q^2} \sqrt{\frac{1}{5(M_x M_y - M_{xy}^2)}} \quad (8)$$

для значений с.к.о. измерения разности фаз $\sigma_\varphi = (0,05...0,5)/2\pi$ с шагом $0,025/2\pi$ (в рад/2 π):

$$\begin{aligned} Q_B &= 139,1 \ 61,8 \ 34,8 \ 22,3 \ 11,4 \ 15,5 \ 8,7 \ 6,9 \ 5,6 \ 4,6 \ 3,9 \ 3,3 \ 2,8 \ 2,5 \ 2,2 \ 2,0 \ 1,7 \ 1,5 \ 1,4 ; \\ Q_L &= 126,2 \ 56,1 \ 31,5 \ 20,2 \ 14,0 \ 10,3 \ 7,9 \ 6,2 \ 5,0 \ 4,2 \ 3,5 \ 3,0 \ 2,6 \ 2,2 \ 2,0 \ 1,7 \ 1,6 \ 1,4 \ 1,3 . \end{aligned}$$

Оценки верхней и нижней границ вероятности правильного устранения неоднозначности найдем по формуле

$$P_0^* = P\{\chi^2 \leq Q\} = \int_0^Q W(x) dx = 1 - \exp\left(-\frac{Q}{2}\right) \quad (9)$$

где $W(x) = \frac{1}{2} e^{-\frac{1}{2}x^2}$ - плотность вероятности χ^2 - распределения с двумя степенями свободы.

На рисунке 1 приведены результаты расчета по формулам (5)-(9) зависимости оценки верхней (кривая без маркеров) и нижней (кривая с маркерами) границ вероятности правильного устранения неоднозначности от с.к.о. измерения разности фаз σ_φ для КФП [2]. Расчет выполнен в среде Matlab.

Как следует из рисунка 1, оценка вероятности правильного устранения неоднозначности в КФП с анализируемой структурой антенного поля при использовании оптимального алгоритма устранения неоднозначности для с.к.о. измерения разности фаз $\sigma_\varphi=0,2$ рад лежит в диапазоне значений $0,987 > P_0^* > 0,981$. Для $\sigma_\varphi=0,06$ рад, заявленного в [2], оценка вероятности правильного устранения неоднозначности при использовании оптимального алгоритма составит $P_0^* > 0,998$.

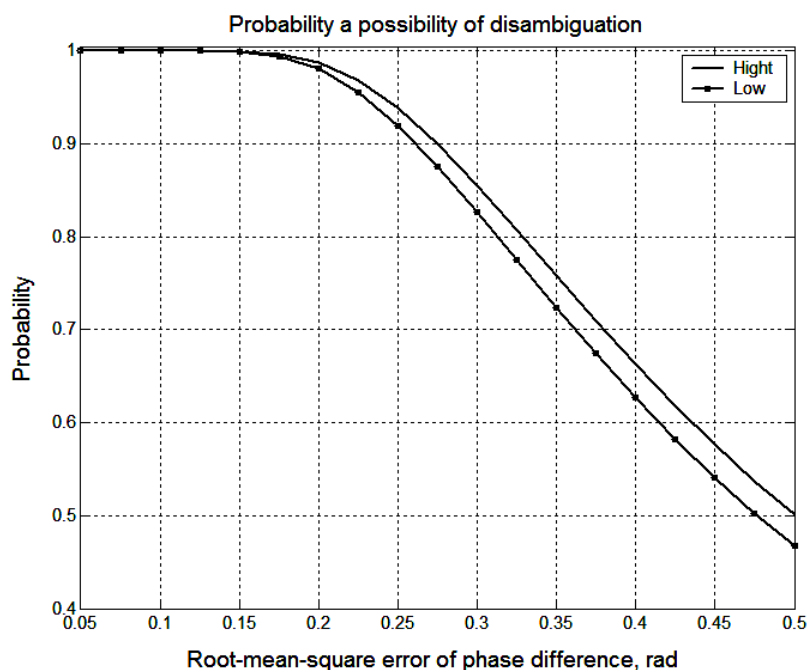


Рис. 1. Зависимость вероятности правильного устранения неоднозначности от с.к.о. измерения разности фаз

Полученные результаты справедливы, если пеленгуемый источник находится в двумерном секторе однозначности $\Delta\nu_{\text{одн}} \times \Delta u_{\text{одн}}$ измерения направляющих косинусов. Значение интервалов $\Delta\nu_{\text{одн}}$, $\Delta u_{\text{одн}}$ однозначного измерения направляющих косинусов для расширенного диапазона рабочих частот КФП [3] приведено на рис. 2 (кривая без маркеров). Там же показана зависимость ширины диаграммы направленности (ДН) антенн КФП от частоты (кривая с маркерами).

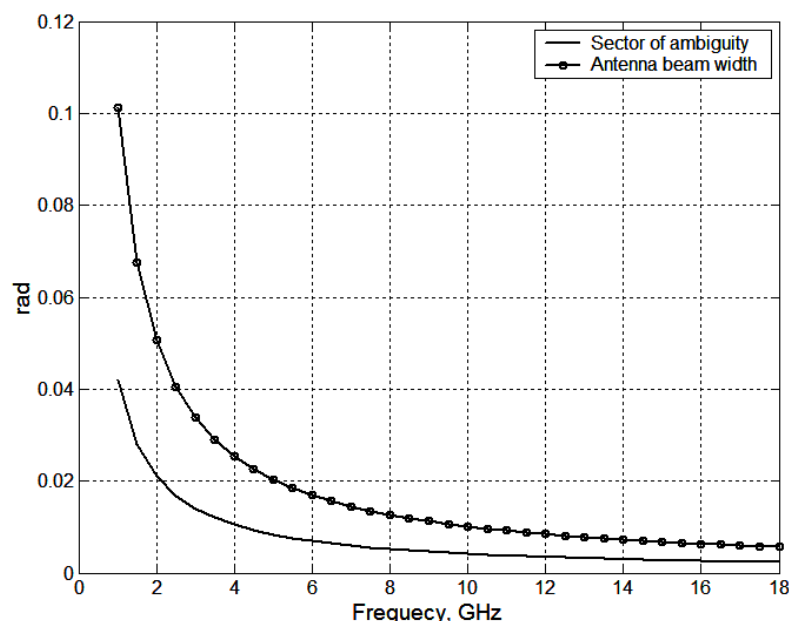


Рис. 2. Зависимость ширины углового сектора однозначности от частоты

Как следует из рисунка 2, ширина ДН антенн пеленгатора в несколько раз превышает интервалы однозначного измерения направляющих косинусов, что требует наличия априорных сведений (целеуказаний) о положении источника излучения, а также исполнения целеуказаний следящими антеннами КФП с ошибкой, существенно меньшей интервалов однозначности. Требования к целеуказаниям могут быть снижены при введении в КФП режима корреляционно-амплитудного пеленгования, предваряющего режим корреляционно-фазового пеленгования и реализуемого путем разведения измерительных антенн КФП, например, на половину ширины ДН антенн попарно в каждой плоскости относительно опорной антенны.

Выводы

1. Реализация в перспективном КФП [3] алгоритма устранения неоднозначности, использующего одновременно все измеренные разности фаз, позволит обеспечить в секторе однозначности высокую достоверность измерения угловых координат источника радиоизлучения.

2. Из-за несогласованности сектора однозначности измерений и ширины ДН антенн, КФП нуждается в предварительных целеуказаниях с точностью до размеров сектора однозначности. Требования к целеуказаниям могут быть ослаблены при использовании в КФП режима корреляционно-амплитудного пеленгования.

Библиографический список

1. Чеботарев А.С., Жуков А.О., Махненко Ю.Ю., Турлов З.Н. Мониторинг космических аппаратов на основе применения корреляционно-фазовых пеленгаторов / под общей ред. А.С. Чеботарева. – Москва.: ФИЗМАТЛИТ, 2011. – 120 с.
2. Зотиков Б.Д., Лаврухин А.В., Мешков М.Н., Турлов З.Н. Малобазовые корреляционно-фазовые пеленгаторы контроля траектории космических аппаратов. Часть 6. Радиопеленгатор «Ритм-М» нового поколения с цифровой обработкой сигналов // Радиотехнические тетради. - № 47, - 2012. - С. 53-59.
3. РИА Новости: В России создали новый пеленгатор спутников с очень высокой точностью – 2016 // Электронный ресурс. Сайт <https://ria.ru/science/20160817/1474553751.html>.
4. Карманов Ю.Т., Заляцкая И.И. Устранение неоднозначности измерения пеленгов в малобазовых широкодиапазонных пеленгаторах путем алгоритмического формирования дополнительных «виртуальных» баз. / Вестник ЮУрГУ. Серия «Компьютерные технологии, управление, радиоэлектроника», том 15, № 1, 2015. – с.11-15.
5. Денисов В.Н., Дубинин Д.В. Фазовые пеленгаторы – Томск: ТУСУР, 2002. – 251 с.

УДК 621.396.2; ГРНТИ 49.43.29

ОПТИМИЗАЦИЯ ТОПОЛОГИИ РАДИОНАВИГАЦИОННЫХ СТАНЦИЙ В ЗАВИСИМОСТИ ОТ ШАГА

А.В. Ксендзов, Р.В. Дунцев

*Рязанский государственный радиотехнический университет,
Россия, Рязань, rduntsev@gmail.com*

Аннотация. В данной работе рассматривается процесс оптимизации топологии радионавигационных ориентиров (станций) в зависимости от того, как меняется шаг оптимизационного алгоритма.

Ключевые слова: геометрический фактор, PDOP, радионавигационные ориентиры

OPTIMIZATION OF TOPOLOGY OF RADIO-NAVIGATION STATIONS DEPENDING ON THE STEP

A.V. Ksendzov, R.V. Duntsev

*Ryazan State Radio Engineering University,
Russia, Ryazan, rduntsev@gmail.com*

Abstract. This paper discusses the process of optimizing the topology of radio navigation landmarks (stations) depending on how the optimization algorithm step changes.

Keywords: dilution of precision, PDOP, radio navigation reference points

В данной работе рассматривается проблема оптимизации пространственной структуры радионавигационных ориентиров на поверхности Земли, при которой будет достигаться минимальное значение позиционного фактора потери точности (PDOP).

На точность оказывает большое влияние взаимное расположение радионавигационных ориентиров (станций) [3]. Задача выбора станций, при котором будет достигаться минимальное значение среднеквадратической ошибки оценивания, может быть решена по критерию минимума позиционного фактора потери точности, который рассчитывается по следующей формуле [1]:

$$PDOP = \sqrt{\delta_x^2 + \delta_y^2}$$

где δ_x^2 и δ_y^2 – диагональные элементы матрицы Q :

$$Q = (H^T H)^{-1} = \begin{bmatrix} \delta_x^2 & \delta_{xy} \\ \delta_{xy} & \delta_y^2 \end{bmatrix},$$

а H является матрицей направляющих косинусов, определенной для дальномерного метода оценивания координат на плоской местности системой из M маяков следующим образом:

$$H = - \begin{bmatrix} \frac{x_1 - x}{R_1} & \frac{y_1 - y}{R_1} \\ \frac{x_2 - x}{R_2} & \frac{y_2 - y}{R_2} \\ \vdots & \vdots \\ \frac{x_M - x}{R_M} & \frac{y_M - y}{R_M} \end{bmatrix},$$

где (x_i, y_i) – координаты маяков;

(x, y) – координаты целевой точки;

$R_i = \sqrt{(x_i - x)^2 + (y_i - y)^2}$ – расстояния от маяков до целевой точки [4].

Если $PDOP \leq 1$, такое значение точности хорошо применять в системах, которые требуют максимального значения позиционной точности оценивания координат на протяжении всего времени работы [2].

Исходными данными для оптимизации являются количество и координаты маяков и целевых точек, в которых будет производиться минимизация позиционного фактора.

Цикл оптимизации рассчитывает геометрический фактор потери точности для текущей топологии маяков, а также для топологий, в которых один из маяков смещен по восьми кардинальным направлениям; далее из девяти топологий выбирается одна, обеспечивающая минимальный позиционный фактор; данное действие повторяется для всех маяков системы по очереди. Цикл выполняется до тех пор, пока не сработает «стоп-условие», которое соблюдается, если топология за весь цикл выполнения не претерпела изменений по сравнению с предыдущим [4].

Необходимо провести анализ движения станций в зависимости от шага оптимизации и отметить, как меняется позиционный фактор потери точности при изменении этого шага. Рассмотрим это на примере 4-х радионавигационных станций и 1 целевой точки.

Шаг задается в метрах и изменяется от 100 до 10000. Значение шага задается произвольно.

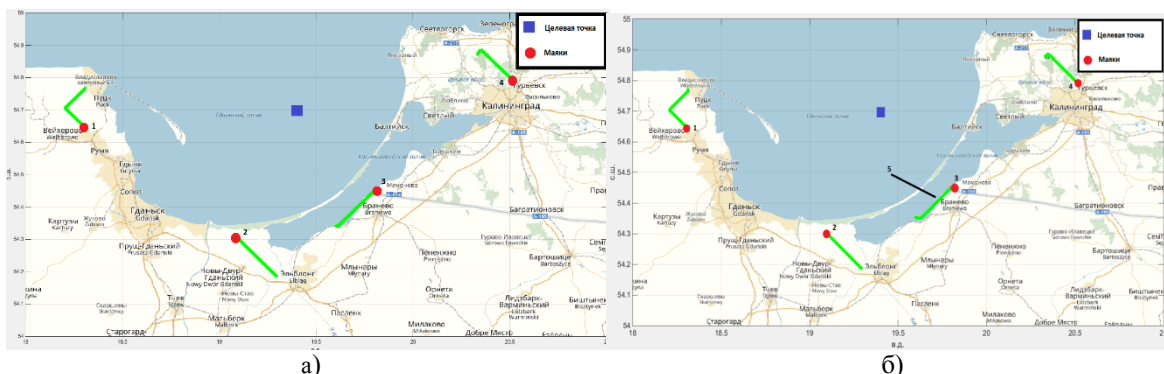


Рис. 1. Процесс оптимизации с шагом 100 (а) и шагом 500 (б)

На рисунке 1(б) изображено: под цифрами 1-4 – положение радионавигационных станций до начала процесса оптимизации, 5 – траектория движения станций (маяков) в процессе оптимизации. Для рисунка 3 обозначения аналогичные.

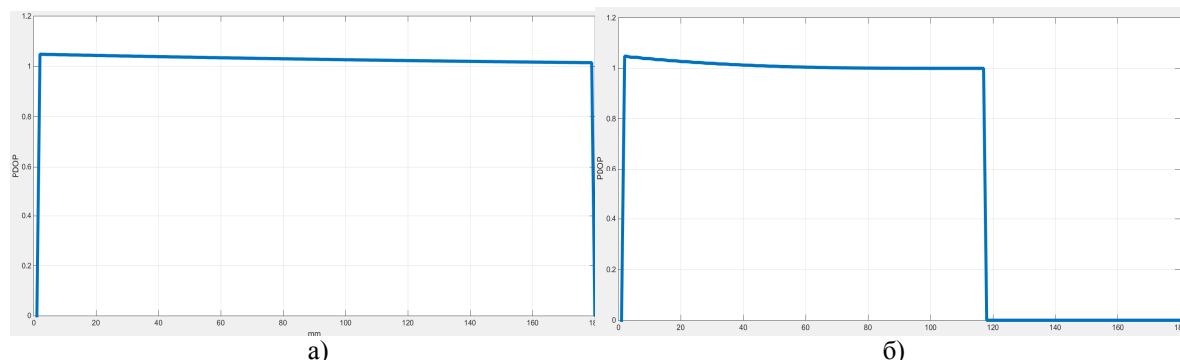


Рис. 2. Изменение позиционного фактора в процессе оптимизации с шагом 100 (а) и шагом 500 (б)

Как мы можем наблюдать из рисунка 2, в процессе оптимизации зависимость изменения позиционного фактора имеет монотонно убывающий характер, а также зависимости свидетельствуют о том, что для получения нужного результата при шаге 500 метров требуется меньшее количество топологий чем при шаге оптимизации в 100 метров.

Далее был проведен эксперимент с оптимизацией топологии радионавигационных станций в зависимости от шага оптимизации 1000 и 10000 метров.

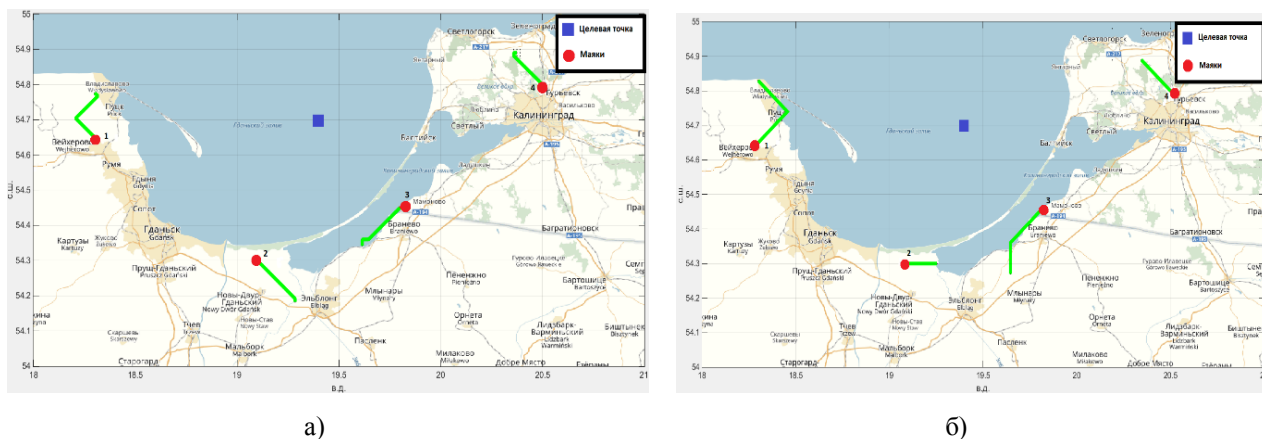


Рис. 3. Процесс оптимизации с шагом 1000 (а) и шагом 10000 (б)

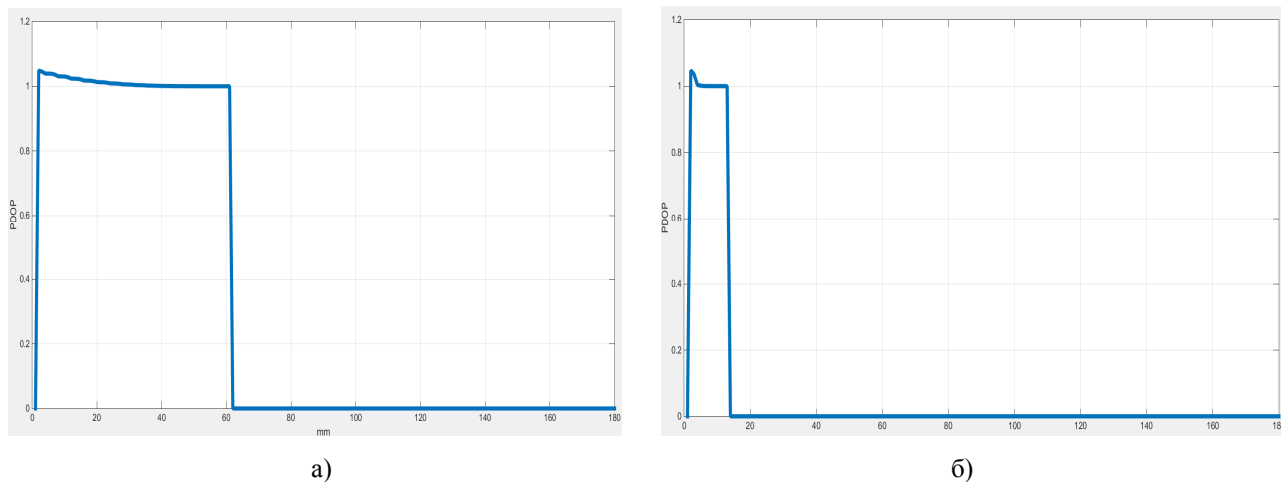


Рис. 4. Изменение позиционного фактора в процессе оптимизации с шагом 1000 (а) и шагом 10000 (б)

Сравнение рисунка 4(а) и рисунка 4(б) позволяет сделать следующий вывод: при выборе шага оптимизации 10000 метров для достижения позиционного фактора потери точности, равного 1, требуется единственный цикл оптимизации в отличие от случая с шагом в 1000 метров.

Подобный эксперимент был так же проведен с большей вариацией шагов (200, 2000, 5000, 10000, 15000 метров). Результат показал, что чем больше шаг движения станций, тем быстрее срабатывает «стоп-условие». Это связано с тем, что при дальнейшем шаге ни один из вариантов топологии радионавигационных станций не приводит к дальнейшему уменьшению позиционного фактора потери точности спустя единственный цикл оптимизации.

Исходя из этого планируется улучшить алгоритм оптимизации с переменным шагом оптимизации, адаптирующимся по мере выполнения оптимизационной задачи.

Библиографический список

1. Richard B. Landley. Dilution of Precision // University of New Brunswic, 1999. p. 56.
2. Дунцев Р.В. Оптимизация пространственной структуры радионавигационных ориентиров // Материалы IV научно-технической конференции магистрантов Рязанского государственного радиотехнического университета. – Рязань: РГРТУ, 2018 г. – с. 144
3. Swanson, E. R., "GEOMETRIC DILUTION OF PRECISION", NAVIGATION, Journal of The Institute of Navigation, Vol. 25, No. 4, Winter 1978-1979, pp. 425-429
4. Дунцев. Р.В. Алгоритм оптимизации геометрии радионавигационных ориентиров на местности. // Новые информационные технологии в научных исследованиях: материалы XXIII Всероссийской научно-технической конференции студентов, молодых ученых и специалистов. Рязанский государственный радиотехнический университет. Том 1. 2018 – С. 135-137.

СВОЙСТВА АЛГОРИТМОВ ОЦЕНИВАНИЯ ПАРАМЕТРОВ ДВИЖЕНИЯ ОБЪЕКТОВ В ПАССИВНОЙ АНТЕННОЙ СИСТЕМЕ

К.Х. Нгуен

*Рязанский государственный радиотехнический университет,
Россия, Рязань, nguyenconghoaikqh31891@gmail.com*

Аннотация. Представлены результаты исследования алгоритмов оценивания параметров движения объектов в пассивной антенной системе видения. Система состоит из нескольких стереопар приемников, сканирующих зону обзора при нахождении в ней нескольких движущихся объектов. Исследуются алгоритмы оценивания пространственных координат и траекторных параметров движения объектов. Исследования проводятся аналитически и численно. Делаются выводы об условиях применимости предложенных алгоритмов.

Ключевые слова: алгоритмы оценивания, параметры движения объектов, пассивная антенная система, оценки пространственных координат, исследование характеристик.

PROPERTIES OF ALGORITHMS OF ESTIMATION PARAMETERS OF OBJECT'S MOVEMENT IN THE PASSIVE ANTENNA SYSTEM

C.H. Nguyen

*Ryazan state radio engineering university,
Russia, Ryazan, nguyenconghoaikqh31891@gmail.com*

Abstract. Results of a research of estimation algorithms of object's movement parameters in a passive antenna system of vision are presented. The system consists of several stereo pairs of the receivers scanning a viewing field at stay in it several moving objects. Estimation algorithms of object's spatial coordinates and it's trajectory parameters are investigated. Researches are conducted analytically and in number. Conclusions about the applicability of offered algorithms are drawn.

Keywords: estimation algorithms, parameters of object's movement, passive antenna system, estimates of spatial coordinates, research of characteristics.

1. Введение

При построении пассивных сканирующих антенных систем наблюдения за движущимися малоразмерными (точечными) объектами возникает задача определения параметров движения объектов – их пространственного положения и скорости перемещения [1, 2]. Известный подход к решению задачи [3 – 5] основан на пространственно-временной обработке измеряемых ортов векторов направлений на объекты. Однако разделение на пространственную и временную обработку не всегда удобно, так как даже один период сканирования занимает много времени. Предлагается альтернативное решение задачи, основанное на алгебраическом подходе при наличии нескольких сканирующих приемников. Представляет практический интерес провести исследование предложенных алгоритмов.

Цель работы – исследование свойств алгоритмов оценивания параметров движения объектов в пассивной антенной системе видения и выявление условий их практического применения в существующих системах наблюдения за объектами.

2. Определения параметров движения объекта в одном периоде сканирования

Пусть n приемников ($n \geq 3$) ориентированы в пространстве с помощью базовых векторов $\overline{b_k} = (b_{kx}, b_{ky}, b_{kz})^T$, $k = \overline{1, n}$, соединяющих центры k -х систем координат, ($k = \overline{2, n}$) с центром первого наблюдателя, и матриц P_k , $k = \overline{2, n}$, поворота осей координат k -й системы относительно первой (T – символ транспонирования).

В процессе сканирования зоны обзора формируются орты $\overline{a_k(i)} = [a_{kx}(i), a_{ky}(i), a_{kz}(i)]^T$, $k = \overline{1, n}$, векторов направлений на i -е объекты $\overline{M_k(i)} = [x_k(i), y_k(i), z_k(i)]^T$, $k = \overline{1, n}$, $i = \overline{1, m}$ (m – число объектов) в прямоугольных системах координат приемников. Фиксируются моменты времени образования ортов $t_k(i)$, $k = \overline{1, n}$, $i = \overline{1, m}$, которые в общем случае различные в силу различия пространственной ориентации наблюдателей.

Векторы пространственного положения объекта $\overline{M_k(i)}$ связаны с ортами $\overline{a_k(i)}$ через наклонные дальности до объекта $r_k(i)$: $\overline{M_k(i)} = r_k(i) \overline{a_k(i)}$. Достаточное условие сопряжения пар векторов $\overline{M_1(i)}$, $\overline{M_k(i)}$ записывается в виде системы уравнений связи координат [1]:

$$\overline{M_1(i)} - P_k \overline{M_k(i)} + \Delta \overline{M_{1,k}(i)} - \overline{b_k} = \overline{e_k}, k = \overline{2, n}, \quad (1)$$

где в случае линейного движения объекта в одном периоде сканирования величина $\Delta \overline{M_{1,k}(i)} = \overline{V_1(i)} \Delta t_k(i)$ представляет приращение вектора $\overline{M_1(i)}$ вследствие изменения его координат за время $\Delta t_k(i) = t_k(i) - t_1(i)$; $\overline{V_1(i)} = [v_{1x}(i), v_{1y}(i), v_{1z}(i)]^T$ – вектор скоростей изменения координат i -го объекта в системе первого наблюдателя на момент времени $t_1(i)$; $\overline{e_k} = (e_{kx}, e_{ky}, e_{kz})^T$ – вектор ошибок сопряжения. С учетом $\overline{M_k(i)} = r_k(i) \overline{a_k(i)}$ система уравнений (1) принимает вид:

$$r_1(i) \overline{a_1(i)} - r_k(i) P_k \overline{a_k(i)} + \overline{V_1(i)} \Delta t_k(i) - \overline{b_k} = \overline{e_k}, k = \overline{2, n}. \quad (2)$$

При $n = 3$ векторные уравнения (2) записываются в виде шести уравнений с шестью неизвестными $r_1(i)$, $r_2(i)$, $r_3(i)$, $v_{1x}(i)$, $v_{1y}(i)$, $v_{1z}(i)$ в следующей матричной форме:

$$AX - B = E \Leftrightarrow \begin{bmatrix} a_{1x} & -a'_{2x} & 0 & \Delta t_2 & 0 & 0 \\ a_{1y} & -a'_{2y} & 0 & 0 & \Delta t_2 & 0 \\ a_{1z} & -a'_{2z} & 0 & 0 & 0 & \Delta t_2 \\ a_{1x} & 0 & -a'_{3x} & \Delta t_3 & 0 & 0 \\ a_{1y} & 0 & -a'_{3y} & 0 & \Delta t_3 & 0 \\ a_{1z} & 0 & -a'_{3z} & 0 & 0 & \Delta t_3 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} r_1 \\ r_2 \\ r_3 \\ v_{1x} \\ v_{1y} \\ v_{1z} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} b_{2x} \\ b_{2y} \\ b_{2z} \\ b_{3x} \\ b_{3y} \\ b_{3z} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_{2x} \\ e_{2y} \\ e_{2z} \\ e_{3x} \\ e_{3y} \\ e_{3z} \end{bmatrix}, \quad (3)$$

где $a'_k(i) = P_k a_k(i) = [a'_{kx}(i), a'_{ky}(i), a'_{kz}(i)]^T$ и символ i в (3) для удобства записи опущен.

По критерию минимума квадрата нормы ошибок сопряжения (метода наименьших квадратов – МНК):

$$J = \|E\|^2 = (AX - B)^T (AX - B) \quad (4)$$

находится вектор МНК-оценок дальностей и скоростей:

$$\hat{X}(i) = (A^T A)^{-1} A^T B, \quad (5)$$

где $\hat{X}(i) = [\hat{r}_1(i), \hat{r}_2(i), \hat{r}_3(i), \hat{v}_{1x}(i), \hat{v}_{1y}(i), \hat{v}_{1z}(i)]^T$ и используется процедура регуляризации при обращении плохо обусловленной матрицы.

После умножении оценки дальности $\hat{r}_1(i)$ на орт $a_1(i)$ получается вектор оценок координат пространственного положения объекта $\hat{M}_1(i) = \hat{r}_1(i) a_1(i)$, который вместе с вектором оценок скорости изменения координат $\hat{V}_1(i) = [\hat{v}_{1x}(i), \hat{v}_{1y}(i), \hat{v}_{1z}(i)]^T$ дает описание траекторных параметров объекта на момент времени $t_1(i)$ в системе координат первого приемника.

3. Исследование точности оценок при наличии одного объекта

Точность несмещенных МНК-оценок (5) характеризуется ковариационной матрицей $K_{\Delta X} = M[\Delta X \Delta X^T]$ ошибок оценивания $\Delta X = \hat{X} - X$ (M – символ математического ожидания), диагональные элементы которой представляют дисперсии ошибок оценок координат. Ниже показан пример ковариационных матриц $K_{\Delta X} = \sigma_e^2 (A^T A)^{-1}$, раскрытых для случаев $n = 2$ и $n = 3$ без учета скорости при $\Delta M_{1,k}(i) = 0$ в (1):

$$K_{\Delta X} = \frac{\sigma_e^2}{\sin^2 \alpha_k} \begin{bmatrix} 1 & \cos \alpha_k \\ \cos \alpha_k & 1 \end{bmatrix}, \quad K_{\Delta X} = \frac{\sigma_e^2}{\sin^2 \alpha + \sin^2 \beta} \begin{bmatrix} 1 & \cos \alpha & \cos \beta \\ \cos \alpha & 1 + \sin^2 \beta & \cos \alpha \cos \beta \\ \cos \beta & \cos \alpha \cos \beta & 1 + \sin^2 \alpha \end{bmatrix}, \quad (6)$$

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

σ_e^2 – дисперсия ошибки сопряжения по отдельной координате.

Из (6) видно, что точность оценок координат зависит от взаимного углового положения ортов направления на объект, что позволяет выбирать правильное взаимное угловое положение приемников, близкое к ортогональному. Так, при $\alpha = 90^\circ, \beta = 90^\circ$ из (5) следует:

$$K_{\Delta X} = \sigma_e^2 \text{diag}(1, 1), \quad K_{\Delta X} = \sigma_e^2 \text{diag}(1/2, 1, 1).$$

В общем случае исследование ковариационной матрицы удается провести численно.

В таблице 1 представлены диагональные элементы ковариационных матриц, усредненные по их числу, в зависимости от последовательного смещения ортов по азимуту на величину $\Delta\varphi$ при фиксированном угле места θ : для $n = 2$ – дисперсии ошибок оценок дальностей (без учета скорости) $\Delta\hat{r}_1$ и $\Delta\hat{r}_2$; для $n = 3$ – дисперсии ошибок $\Delta\hat{r}_1, \Delta\hat{r}_2, \Delta\hat{r}_3$; для $n = 4$ – дисперсии ошибок $\Delta\hat{r}_1, \Delta\hat{r}_2, \Delta\hat{r}_3, \Delta\hat{r}_4$ при $\sigma_e = 1$.

Таблица 1. Дисперсии ошибок для оценок дальности

$(\theta, \Delta\varphi)$	$(0^\circ, 60^\circ)$	$(0^\circ, 90^\circ)$	$(30^\circ, 60^\circ)$	$(30^\circ, 90^\circ)$
$n = 2$	1,33	1,00	1,64	1,07
$n = 3$	1,00	1,33	0,96	0,93
$n = 4$	1,17	1,00	0,93	0,88

Из таблицы 1 видно, что увеличение n не приводит к заметному повышению точности оценок дальности при данных взаимных угловых положениях ортов.

В таблице 2 в условиях, аналогичных таблице 1, для оценок дальности и скорости представлены: для $n = 3$ – усредненные дисперсии ошибок оценок дальностей (с учетом скорости) $\Delta\hat{r}_1, \Delta\hat{r}_2, \Delta\hat{r}_3$ и скорости (по чертой) $\Delta\hat{v}_{1x}, \Delta\hat{v}_{1y}, \Delta\hat{v}_{1z}$; для $n = 4$ – дисперсии ошибок $\Delta\hat{r}_1, \Delta\hat{r}_2, \Delta\hat{r}_3, \Delta\hat{r}_4$ и $\Delta\hat{v}_{1x}, \Delta\hat{v}_{1y}, \Delta\hat{v}_{1z}$ (под чертой) при $\sigma_e = 1$ и одинаковых временных задержках: $\Delta t_2 = \Delta t_3 = \Delta t_4 = \Delta t = 1$ и 2 с.

Таблица 2. Дисперсии ошибок для оценок дальности и скорости

$(\theta, \Delta\varphi)$	$(0^\circ, 60^\circ)$	$(0^\circ, 90^\circ)$	$(30^\circ, 60^\circ)$	$(30^\circ, 90^\circ)$
$n = 3, \Delta t = 1$	1,83 / 0,89	1,42 / 0,58	2,25 / 1,07	1,48 / 0,72
$n = 4, \Delta t = 1$	1,29 / 0,39	1,40 / 0,49	1,32 / 0,46	1,22 / 0,43
$n = 4, \Delta t = 2$	1,26 / 0,12	1,38 / 0,14	1,30 / 0,13	1,20 / 0,12

Из таблицы 2 видно некоторое повышение точности с увеличением n и Δt .

Дополнительные исследования зависимости дисперсий ошибок от различных условий наблюдения показывают, что оценки дальностей без учета скорости ведут себя намного устойчивей по сравнению с оценками дальностей совместно со скоростью. Последние требуют подбора благоприятных условий наблюдения.

4. Алгоритм обнаружения и траекторного сопровождения нескольких объектов

Обнаружение и траекторное сопровождение объектов осуществляется в системе координат первого приемника. Остальные приемники являются вспомогательными: они необходимы для оценивания пространственных координат $M_1(i) = r_1(i)a_1(i)$, $i = \overline{1, m}$, и скоростей изменения координат $V_1(i)$, $i = \overline{1, m}$. При $n = 3$ в случае нескольких объектов ($m > 1$) невозможно путем перебора комбинаций векторов $a_1(i)$, $a_2(i)$, $a_3(i)$ установить принадлежность определенному объекту той или иной комбинации, так как показатель (4) минимизируется

для любой комбинации. Для выделения комбинаций векторов, принадлежащих объектам, предлагаются следующий алгоритм, основанный на использовании четвертого приемника ($n = 4$).

1. В отдельном i -м периоде для $n = 4$ рассматриваются перебором комбинации векторов $a_1(i_1), a_2(i_2), a_3(i_3), a_4(i_4), i_1, i_2, i_3, i_4 \in \{1, 2, \dots, m\}$.

2. Каждая комбинация разделяется на две частично пересекающиеся группы:

$$a_1(i_1), a_2(i_2), a_3(i_3) \text{ и } a_1(i_1), a_2(i_2), a_4(i_4).$$

3. Для первой и второй группы в соответствии с (3), (5) вычисляются оценки координат и скоростей: $M_1^*(i_1), V_1^*(i_1)$ и $M_1^{**}(i_1), V_1^{**}(i_1)$.

4. Вычисляются экстраполированные положения на момент времени τ окончания периода для каждой группы:

$$M_1^{\mathcal{Q}*} = M_1^*(i_1) + V_1^*(i_1)\Delta t, \quad M_1^{\mathcal{Q}**} = M_1^{**}(i_1) + V_1^{**}(i_1)\Delta t, \quad \Delta t = \tau - t_1(i_1).$$

5. Вычисляется для каждой комбинации показатель J в виде нормы разности экстраполированных векторов, который сравнивается с порогом γ допустимых динамических ошибок:

$$J = \| M_1^{\mathcal{Q}*} - M_1^{\mathcal{Q}**} \| \leq \gamma.$$

6. Из всех комбинаций, полученных в i -м периоде и прошедших через порог γ , выделяются $\hat{m}$ непересекающихся комбинаций в порядке увеличения показателей J ($\hat{m}$ – оценка числа объектов m).

7. Для выделенных комбинаций вычисляются усредненные по двум группам оценки траекторных параметров $\hat{M}_1(i)$ и $\hat{V}_1(i)$, $i = \overline{1, \hat{m}}$, что обеспечивает некоторое повышение точности этих оценок.

Модификация алгоритма

При наличии только двух приемников ($n = 2$) алгоритм модифицируется следующим образом для двух периодов.

1. В двух периодах ($j = 1, 2$) для $n = 2$ рассматриваются перебором комбинации векторов $a_1(i_1, 1), a_2(i_2, 1), a_3(i_3, 2), a_4(i_4, 2)$.

2. Каждая комбинация разделяется на две частично пересекающиеся группы:

$$a_1(i_1, 1), a_2(i_2, 1), a_3(i_3, 2) \text{ и } a_1(i_1, 1), a_2(i_2, 1), a_4(i_4, 2).$$

3-7. Последующие операции выполняются аналогично операциям пп. 1 – 7 алгоритма.

5. Результаты моделирования

Работа алгоритма моделировалась для $n = 4$ приемников, расположенных равномерно на окружности радиуса $R = 50$ м с ориентацией осей Oz в направлении центра окружности. Объекты в количестве $m = 1 - 3$ двигались внутри полусферы, стягиваемой окружностью, по линейному закону с близкими траекториями путем изменения всех трех координат в дискретном времени. Параметры траекторий менялись случайным образом (незначительно) на множестве реализаций эксперимента.

Приемники, имитирующие антенную систему с шириной диаграммы направленности (ДНА) в 1° , сканировали область нахождения объектов в пределах 30° по азимуту и углу места. Сканирование осуществлялось в построчном (телевизионном) режиме со смещением по угловым координатам на $0,3^\circ$. При минимальном угловом расстоянии между линиями визирования антенн и угловым положением движущихся объектов (в пределах ширины ДНА)

фиксируются координаты ортов векторов направлений на объект и моменты времени их образования. Период сканирования составлял $T = 10$ с.

Результатом работы алгоритма являлись векторы оценок траекторных параметров объектов $\hat{M}_1(i)$ и $\hat{V}_1(i)$, $i = \overline{1, \hat{m}}$, и оценка $\hat{m}$ числа объектов. Качество работы алгоритма оценивалось частотой обнаружения $\hat{P}_{об}(m)$ всех m моделируемых объектов и усредненным расстоянием $d = (1/\hat{m}) \sum_{i=1}^{\hat{m}} \|\hat{M}_1(i) - M_1(i)\|$ между найденными и моделируемыми положениями объектов. Идентификация обнаруженных и моделируемых объектов осуществлялась проверкой на соответствие номеров ортов в выделенных комбинациях номерам ортов, принадлежащих объектам. Допускалось пересечение в один элемент.

Ниже представлены значения $\hat{P}_{об}(m)$ в зависимости от m :

$$\hat{P}_{об}(1) = 1, \quad \hat{P}_{об}(2) = 0,95, \quad \hat{P}_{об}(3) = 0,90.$$

Ошибка определения положения d принимала значения в интервале от 0,3 до 0,5 м со средним значением $d_{cp} = 0,4$ м. Модификация алгоритма проверялась на примере движения объектов в тех же условиях моделирования. При этом период $T = 10$ с разделялся на два полупериода длительностью $T_1 = 5$ с и $T_2 = 5$ с. Частота обнаружения объектов не опускалась ниже 0,95, а точность оценок положения повысилась в два раза: $d_{cp} = 0,2$ м, $d \in (0,1 - 0,3)$ м). Это объясняется повышением точности оценок скорости за счет увеличения времени между фиксациями ортов в соседних полупериодах.

6. Заключение

В пассивной системе наблюдения учет динамических свойств объектов при вычислении оценок дальности и скорости дает определенный выигрыш в точности оценок пространственных координат и вероятности обнаружения всех объектов. Это достигается учетом смещения вектора координат за время фиксации угловых направлений на объекты в сопряженных парах приемников. Предложенный алгоритм и его модификация позволяют учесть динамические свойства объектов на основе решения системы алгебраических уравнений с учетом моментов времени фиксации векторов направлений на объекты. Решение осуществляется за один или два периода наблюдения. Однако из-за неустойчивости процедур обращения матриц реализация алгоритмов требует определенных условий наблюдения, что не всегда возможно осуществить на практике. Дальнейшее исследование целесообразно проводить в сравнении с алгоритмами пространственно-временной обработки векторов [3 – 5], более устойчивым к изменению условий наблюдения, но несколько менее точным, в которых решение осуществляется в последовательности нескольких периодов сканирования. Алгоритмы могут найти применение в существующих пассивных антенных [6 – 7] и оптических системах ближнего и дальнего наблюдения за воздушными [8] и космическими [9] объектами.

Библиографический список

1. Ключко В.К., Нгуен К.Х. Модель стереопары и совмещение изображений объектов в системах тепло- и радиовидения // Современные технологии в науке и образовании – СТНО 2018 [текст]: сб. тр. междунар. науч.-техн. и науч.-метод. конф. Т. 1 / Под общ. ред. О.В. Миловзорова. Рязань: Рязан. гос. радиотехн. ун-т, 2018. С. 5 – 11.
2. Ключко В.К., Гудков С.М., Нгуен К.Х. Задачи пространственно-временной обработки изображений объектов в пассивной системе радиовидения // Радиотехника. 2018. № 5. С. 78 – 85.
3. Ключко В.К., Гудков С.М., Нгуен К.Х. Пространственно-временная обработка изображений объектов в пассивной системе радиовидения / 20-я Международная конференция “Цифровая обработка сигналов и ее

применение – DSPA-2018”. 28-30 марта 2018. Москва. Доклады. Том 2. Серия: Цифровая обработка сигналов и ее применение (выпуск XX-2). Москва. 2018. С. 472 – 477.

4. Ключко В.К., Гудков С.М., Нгуен К.Х. Оценивание пространственных координат объектов в системах тепло- и радиовидения // Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. 2018. Вып. 63. С. 27 – 33.

5. Ключко В.К., Гудков С.М., Нгуен К.Х. Сравнительный анализ методов оценивания координат объектов в пассивной системе радиовидения // Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. 2018. № 2. Вып. 64. С. 23 – 28.

6. Пассивная радиолокация: методы обнаружения объектов / под ред. Р. П. Быстрова и А. В. Соколова. М.: Радиотехника, 2008. 320 с.

7. Математические методы формирования изображений в технических системах. Часть 2. Радиовидение в радиометрических системах: учеб. пособие / В. К. Ключко; Рязан. гос. радиотехн. ун-т. Рязань, 2017. 120 с.

8. Методы автоматического обнаружения и сопровождения объектов. Обработка изображений и управление / Б. А. Алпатов, П. В. Бабаян, О. Е. Балашов, А. И. Степашкин. М.: Радиотехника. 2008. 176 с.

9. Миронов В.В., Муртазов А.К. Методы контроля ближнего космоса. Учебное пособие. Рязань: Book Jet, 2017. – 126 с.

УДК 681.513.3; ГРНТИ 47.49

ПОЗИЦИОНИРОВАНИЕ МОБИЛЬНОГО ОБЪЕКТА С ДВУМЯ РЕПЕРНЫМИ ИЗЛУЧАТЕЛЯМИ ПО ДАННЫМ ОТ ОДНОЙ КАМЕРЫ И ИНКЛИНОМЕТРА

А.И. Калинин, И.С. Холопов

Рязанский государственный радиотехнический университет,

Российская Федерация, Рязань, san_mozart@mail.ru

Аннотация. Рассмотрено решение задачи определения местоположения мобильного объекта с двумя реперными излучателями по данным от одной откалиброванной камеры и связанного с ней инклинометра.

Ключевые слова: задача P2P, калибровка камеры, инклинометр.

POSITIONING OF A MOBILE OBJECT WITH TWO REFERENCE POINTS ACCORDING TO DATA ONE CAMERA AND INCLINOMETER

A.I. Kalinkin, I.S. Kholopov

Ryazan State Radio Engineering University,

Russia, Ryazan, san_mozart@mail.ru

The summary. The solution of the problem of determining the location of a mobile object with two reference points according to data from one calibrated camera and an associated inclinometer is considered.

Keywords: P2P problem, camera calibration, inclinometer.

Задача определения местоположения мобильных объектов с нанесенными на их поверхность светоизлучающими либо световозвращающими маркерами (реперами) по информации от одной видеокамеры актуальна при проектировании авиационных систем целеуказания [1], систем автоматической стыковки космических аппаратов [2], для взаимного позиционирования подводных аппаратов [3], позиционирования беспилотного летательного аппарата внутри помещения [4], автоматизации промышленной погрузки и др.

На практике широкое применение получили алгоритмы восстановления пространственных координат n реперных излучателей объекта, основанные на решении задачи *Perspective-n-Point* (PnP). За последнее десятилетие разработан ряд эффективных алгоритмов решения задачи PnP [5, 6].

Для прикладных задач PnP характерна ситуация пропадания одного или нескольких реперных излучателей позиционируемого объекта из поля зрения камеры [7]. Так, при наблюдении всего двух реперов из их общей совокупности (так называемого кластера [8, 9])

восстановление их пространственных координат возможно в случае решения задачи $P2P$, которое требует наличия априорной информации: знания любых двух из шести неизвестных параметров евклидова преобразования. Данными параметрами являются три угла Эйлера (курс, тангаж, крен) и три элемента вектора параллельного переноса $\mathbf{t}$. Получить оценки углов крена и тангажа регистрирующей камеры можно получить, например, с помощью инклинометров на основе инерциальных измерительных модулей (ИИМ).

Постановка задачи $P2P$

Геометрическая постановка задачи $P2P$ приведена на рис. 1. Предполагается, что крен φ_z и тангаж φ_x системы координат (СК) камеры $OXYZ$ относительно плоскости горизонта (на рис. 1 показана пунктирной линией) и конфигурация опорных точек $\mathbf{X}_1, \mathbf{X}_2$ в СК объекта $O_0X_0Y_0Z_0$ в пространстве.

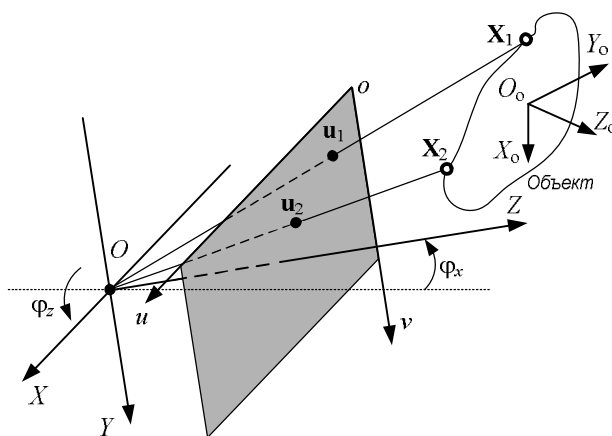


Рис. 1. Геометрическая постановка задачи $P2P$

В качестве математической модели камеры будем использовать стандартную модель проективной камеры [10], согласно которой проекционное изображение $\mathbf{u}_i$ опорной точки $\mathbf{X}_i$ в пространстве может быть записано как

$$\lambda_i \mathbf{u}_i = \mathbf{P} \mathbf{X}_i, \quad (1)$$

где $\mathbf{P}$ – матрица проекции, λ_i – нормирующий множитель, имеющий физический смысл глубины (удаления точки $\mathbf{X}_i$ от оптического центра камеры), пиксельные и пространственные координаты опорных точек $\mathbf{u}_i = [u_i, v_i, 1]^T$ и $\mathbf{X}_i = [X_i, Y_i, Z_i, 1]^T$ представлены в однородных координатах. Матрица проекции $\mathbf{P}$ может быть представлена как

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

где $\mathbf{K} = \begin{bmatrix} \alpha & 0 & u_0 \\ 0 & \beta & v_0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$ – матрица внутренних параметров камеры;

α и β – фокусные расстояния камеры, выраженные в единицах ширины и высоты пикселя соответственно;

(u_0, v_0) – пиксельные координаты главной точки;

$\mathbf{R}$ – матрица поворота;

$\mathbf{t} = [t_x, t_y, t_z]^T$ – вектор параллельного переноса (трансляции).

При известном положении оптического центра СК камеры $\mathbf{C}$ в СК объекта $\mathbf{t} = -\mathbf{RC}$ [10].

Решение задачи P2P

Матрицу поворота $\mathbf{R}$ можно представить в виде произведения матриц поворота по курсу $\mathbf{R}_y$ и поворота по тангажу и крену $\mathbf{R}_{xz}$:

$$\mathbf{R} = \mathbf{R}_{xz}\mathbf{R}_y, \quad (3)$$

$$\mathbf{R}_{xz} = \begin{bmatrix} \cos \varphi_z & -\sin \varphi_z & 0 \\ \sin \varphi_z & \cos \varphi_z & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos \varphi_x & -\sin \varphi_x \\ 0 & \sin \varphi_x & \cos \varphi_x \end{bmatrix}, \quad \mathbf{R}_y = \begin{bmatrix} \cos \varphi_y & 0 & \sin \varphi_y \\ 0 & 1 & 0 \\ -\sin \varphi_y & 0 & \cos \varphi_y \end{bmatrix}.$$

Если с СК камеры связан ИИМ, ось чувствительности $X_{\text{ИИМ}}$ которого коллинеарна и сонаправлена OZ , а оси $Y_{\text{ИИМ}}$ и $-Z_{\text{ИИМ}}$ коллинеарны и противоположно направлены осям OX и OY соответственно, то по кватерниону поворота $\mathbf{q}_{\text{ИИМ}} = [q_{\text{ИИМ}0}, q_{\text{ИИМ}1}, q_{\text{ИИМ}2}, q_{\text{ИИМ}3}]^T$, вычисляемому ИИМ, можно оценить углы Эйлера

$$\varphi_x = \arcsin[-2(q_{\text{ИИМ}1}q_{\text{ИИМ}2} + q_{\text{ИИМ}0}q_{\text{ИИМ}3})],$$

$$\varphi_z = \text{atan2}[2(q_{\text{ИИМ}1}q_{\text{ИИМ}2} + q_{\text{ИИМ}0}q_{\text{ИИМ}3}), q_{\text{ИИМ}0}^2 + q_{\text{ИИМ}1}^2 - q_{\text{ИИМ}2}^2 + q_{\text{ИИМ}3}^2]$$

и неизвестным в (3) останется только параметр φ_y . Поэтому можно переписать (3) в следующем виде

$$\mathbf{R} = \mathbf{R}_{xz}\mathbf{R}_y(\varphi_y). \quad (4)$$

Подставив (4) в (1), получим параметрическое представление уравнения проективной камеры

$$\lambda_i \mathbf{u}_i = \mathbf{K}[\mathbf{R}_{xz}\mathbf{R}_y(\varphi_y) | \mathbf{t}]\mathbf{X}_i. \quad (5)$$

В [12] показано, что исключить тригонометрические функции из $\mathbf{R}_y(\varphi_y)$ и, следовательно, из (5) можно путем замены $q = \text{tg}(0,5\varphi_y)$. В таком случае справедливы следующие равенства:

$$\cos \varphi_y = \frac{1-q^2}{1+q^2}, \quad \sin \varphi_y = \frac{2q}{1+q^2}, \quad (1+q^2)\mathbf{R}_y(q) = \begin{bmatrix} 1-q^2 & 0 & -2q \\ 0 & 1+q^2 & 0 \\ 2q & 0 & 1-q^2 \end{bmatrix}.$$

Нормирующий множитель λ_i может быть исключен из (5) путем умножения на косо-симметрическую матрицу $[\mathbf{u}]_x = \begin{bmatrix} 0 & -1 & v_i \\ 1 & 0 & -u_i \\ -v_i & u_i & 0 \end{bmatrix}$.

Поскольку $[\mathbf{u}]_x \mathbf{u}_i = \mathbf{0}$, то, умножив обе части равенства (5) на $[\mathbf{u}]_x$, получим

$$[\mathbf{u}]_x \mathbf{K}[\mathbf{R}_{xz}\mathbf{R}_y(q) | \mathbf{t}]\mathbf{X}_i = \mathbf{0}. \quad (6)$$

Так как $\text{rang}\{[\mathbf{u}_i]_x\} = 2$, то матричное уравнение (6) сводится к двум линейно независимым квадратным уравнениям. В таком случае для двух реперов $\mathbf{X}_1, \mathbf{X}_2$ и их изображений $\mathbf{u}_1, \mathbf{u}_2$ получится 4 квадратных уравнения относительно переменной q для нахождения четырех неизвестных: собственно параметра q и элементов вектора $\mathbf{t} = [t_x, t_y, t_z]$. Выразив из трех уравнений элементы t_x, t_y и t_z и подставив их в четвертое, получим приведенное квадратное уравнение относительно переменной q вида

$$q^2 + bq + c = 0,$$

решив которое аналитически найдем два решения q_1 и q_2 таких, что

$$\varphi_{y1} = \arctg(2q_1), \varphi_{y2} = \arctg(2q_2), \varphi_{y1} = \varphi_{y2} \pm 2\pi.$$

Решение (6) можно дополнительно упростить, если начало СК объекта совпадает с одной из реперных точек $\mathbf{X}_i$, а через вторую точку $\mathbf{X}_j, j \neq i$, проходит одна из осей. Например, если точка O_0 располагается в $\mathbf{X}_1$, а ось O_0X_0 содержит вектор $\mathbf{X}_1\mathbf{X}_2$, то из первых двух квадратных уравнений, получаемых из (6) для каждой пары соответствий $\mathbf{X}_1 \leftrightarrow \mathbf{u}_1$ и $\mathbf{X}_2 \leftrightarrow \mathbf{u}_2$, можно выразить вектор трансляции и параметр q следующим образом:

$$q_{1,2} = -0,5[b \pm (b^2 - 4c)^{0,5}],$$

$$t_x = u_1 t_z, \quad t_y = v_1 t_z, \quad t_z = \|\mathbf{X}_2 - \mathbf{X}_1\|(\mathbf{R}(q)^{2,1} - v_2 \mathbf{R}(q)^{3,1}) / (v_2 - v_1), \quad (7)$$

$$\text{где } b = \frac{2[(u_2 + kv_2)\mathbf{R}_{xy}^{3,3} - k\mathbf{R}_{xy}^{2,3} - \mathbf{R}_{xy}^{1,3}]}{(u_2 + kv_2)\mathbf{R}_{xy}^{3,1} - k\mathbf{R}_{xy}^{2,1} - \mathbf{R}_{xy}^{1,1}};$$

$k = -(v_2 - v_1)/(u_2 - u_1)$ – тангенс угла наклона прямой, соединяющей точки $\mathbf{u}_1$ и $\mathbf{u}_2$, взятый с противоположным знаком;

$c = -1, \mathbf{R}(q)^{j,m} = \mathbf{R}_{xz}\mathbf{R}_y(q)^{j,m}$ – элемент матрицы поворота $\mathbf{R}(q)$, j и m – соответственно номер строки и столбца;

$\|\cdot\|$ – два-норма вектора.

Результаты моделирования

Для исследования потенциально достижимой погрешности оценивания матрицы поворота и вектора смещения в Mathcad была составлена математическая модель, в которой задавались пространственные координаты реперных $\mathbf{X}_1$ и $\mathbf{X}_2$, матрица внутренних параметров камеры $\mathbf{K}$, матрица поворота камеры $\mathbf{R}_{xz}$ по данным от инклинометра и вектор трансляции $\mathbf{t}$. В модельном эксперименте были приняты следующие численные значения: $\|\mathbf{X}_1\mathbf{X}_2\| = 200$, $\mathbf{C} = [50, -100, -800]^T$ (все размеры – в мм), а все три угла Эйлера – равными друг другу, $\varphi_x = \varphi_y = \varphi_z = \pi/8$. Учитывая, что современные MEMS-датчики обеспечивают точность определения углов крена и тангажа от $0,01^\circ$ до $0,5^\circ$, было промоделировано наложение аддитивного белого шума с нормальным распределением, нулевым математическим ожиданием и среднеквадратическим отклонением СКО $0,05^\circ$ на данные от инклинометра. Ошибка измерения 2D координат изображений реперов камерой имитировалась наложением аддитивного белого гауссовского шума с нулевым математическим ожиданием и СКО 1/16 пикселя. Результатом ста статистически независимых экспериментов стали следующие результаты:

среднее значение абсолютной ошибки восстановления курса $\Delta\varphi = 0,174^\circ$; среднее значение абсолютных ошибок восстановления положения оптического центра камеры по координатам x , y и z не превысило 1,2 мм.

Результаты моделирования позволяют утверждать, что определение местоположения объекта по расположенным на нем двум реперным излучателям и априорному знанию ориентации камеры, полученному с помощью внешних измерителей с СКО $0,05^\circ$, в условиях искусственно смоделированных данных возможно с погрешностью восстановления курса не более $0,2^\circ$ и погрешностью восстановления пространственных координат – не более 1,2 мм.

Библиографический список

1. Алпатов, Б.А. Измерение угловых координат линии визирования в оптических системах позиционирования / Б.А. Алпатов, О.Е. Балашов, А.И. Степашкин // Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. – 2013. – № 3 (45). – С. 19-23.
2. Howard, R.T. Advanced Video Guidance Sensor (AVGS) development testing / R.T. Howard, A.S. Johnston, T.C. Bryan, M.L. Book. // Spaceborne Sensors: Proc. of SPIE, Vol. 5418. – Bellingham – 2004. – P. 50-60.
3. Степанов, Д.Н. Алгоритм определения взаимного положения подводных аппаратов с использованием телевизионной системы и специальных световых маркеров / Д.Н. Степанов, Н.А. Кирпань, С.А. Половко // Интеллектуальные системы, управление и мехатроника – 2016: материалы Всероссийской научно-технической конференции молодых ученых, аспирантов и студентов. – Севастополь: СевГУ – 2016. – С. 427-431.
4. Knyaz, V.A. Scalable Photogrammetric Motion Capture System "Mosca": Development and Application / V.A. Knyaz // Proc. of International Archives of the Photogrammetry, Remote Sensing and Spatial Information Sciences – ISPRS Archives 2015. – P. 43-49.
5. Lepetit, V. EPnP: An Accurate $O(n)$ Solution to the PnP Problem / V. Lepetit, F. Moreno-Noguer, P. Fua // International Journal of Computer Vision. – 2009. – Vol. 81, No. 2. – P. 155-166.
6. Li, S. A Robust $O(n)$ Solution to the Perspective-n-Point Problem / S. Li, C. Xu, M. Xie // IEEE Trans. on Pattern Analysis and Machine Intelligence. – 2012. – Vol. 34, Is. 7. – P. 1444-1450.
7. Зейналов, Р.Ш. Оценка траектории движения объекта с использованием инфракрасных маркеров / Р.Ш. Зейналов, А.А. Якубенко, А.С. Конушин: материалы 14-й междунар. конф. «Цифровая обработка сигналов и ее применение» (DSPA-12), 28-30 марта 2012. – М.: ИПУ РАН – 2012. – Т. 2. – С. 267-271.
8. Larsson, J. The Cobra Helmet Mounted Display System for Gripen / J. Larsson, T. Blömqvist // Head- and Helmet-Mounted Displays XIII: Design and Applications: Proc. of SPIE, Vol. 6955. Orlando – 2008. – P. 1-9.
9. Холопов, И.С. Исследование алгоритмов выбора реперных светодиодных кластеров в задаче навигации по оптическим маркерам / И.С. Холопов // Информационные технологии. Радиоэлектроника. Телекоммуникации (ITRT-2017): сб. статей VII международной заочной научно-технической конференции. – Тольятти: Изд-во ПВГУС – 2016. – С. 516-521.

УДК: 621.391.268; ГРНТИ 28.23.15

ИССЛЕДОВАНИЕ МЕТОДОВ ФРАКТАЛЬНОЙ ОБРАБОТКИ ИЗОБРАЖЕНИЙ ПО ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫМ ДАННЫМ

В.В. Камердинеров, А.Ю. Паршин

*Рязанский государственный радиотехнический университет,
Россия, Рязань, vlad.kamerdinerov@yandex.ru*

Аннотация. В данной работе рассматривается реализация текстурной обработки изображений, полученных с помощью радиолокационных станций с синтезированной апертурой. Приводится пример использования эффективных алгоритмов обнаружения объектов на радиолокационных изображениях на основе фрактальных свойств отраженных сигналов.

Ключевые слова: РЛС, текстурная обработка, фрактальная плоскость, текстура, пиксель

INVESTIGATION OF IMAGE FRACTAL PROCESSING METHODS FOR THE EXPERIMENTAL DATA

V.V. Kamerdinerov, A.Yu. Parshin

Ryazan State Radio Engineering University,
Russia, Ryazan, vlad.kamerdinerov@yandex.ru

Abstract. In this paper, we consider the implementation of texture processing of images obtained using radar stations with a synthesized aperture. An example of the usage of effective algorithms for object detection on radar images based on the fractal properties of reflected signals is represented.

Keywords: radar, texture processing, fractal plane, texture, pixel

Применение фрактальных методов в совокупности с текстурной обработкой получится наиболее эффективным, если в качестве исходных данных выбраны изображения, которые получены РЛС с синтезированной апертурой антенны. Это обусловлено высокой детализацией таких РЛИ, благодаря которому обеспечивается большой объем данных для обработки и при этом сохраняется достаточно высокое разрешение.

Понятие «фрактал» означает «дробный», что соответствует представлению рассматриваемого сигнала в пространстве дробной размерности. Так же фрактал можно представить, как некое функциональное отображение, получаемое бесконечным, рекурсивным процессом [4].

Проведем обработку стандартных изображений, принятых в РЛС для оценки обработки. На рисунке 1 приведены оригиналы изображений до обработки.

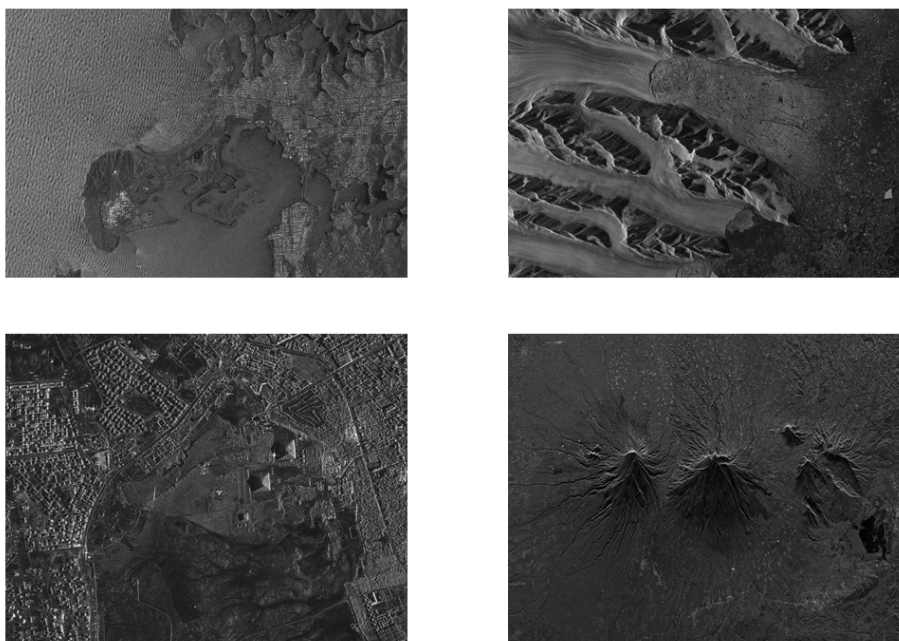


Рис. 1. Исходные изображения до обработки

Существует несколько методов текстурной обработки изображений, например, с использованием размерности подобия, или корреляционной размерности. Рассмотрим метод корреляционной размерности при учете зависимых расстояний.

Математическое определение корреляционной размерности базируется на корреляционном интеграле, который представляет собой вероятность того что два независимых наблюдаемых вектора находиться на расстоянии меньше r :

$$C_w(r) = P(\|z_1 - z_2\|_T \leq r).$$

Корреляционная размерность определяется как двойной предел

$$d = \lim_{r \rightarrow 0} \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{\log C(r)}{\log r},$$

где $C(r)$ – корреляционный интеграл,

$$C(r) = \lim_{r \rightarrow \infty} \sum_{i=1}^{N_r} \frac{1}{N_r - 1} \sum_{j=i+1}^{N_r} H(r - \|\mathbf{z}_i - \mathbf{z}_j\|). [1].$$

Оценка корреляционного интеграла получается в результате проведения [2] конечного числа измерений между векторами:

$$\hat{C}(r) = \frac{2}{N_v(N_v - 1)} \sum_{i=1}^{N_v} \sum_{j=i+1}^{N_v} H(r - \|\mathbf{z}_i - \mathbf{z}_j\|).$$

Для анализа используем фрактальную броуновскую поверхность $X(x, y)$, полученную методом преобразования Фурье. Характеристикой такой поверхности является размерность $d = 3 - H$.

Максимально правдоподобная оценка корреляционной размерности [1] основана на предположении, что корреляционный интеграл вычисляется для независимых расстояний $l_k = \|\mathbf{x}_i - \mathbf{x}_j\|_T$, $i = 1, \dots, n$, $j = i, \dots, n$, $k = 1, \dots, M = N_v(N_v - 1)/2$, подчиняющихся степенному закону распределения вероятности. Закон распределения вероятностей имеет вид степенной зависимости: $F(x) = x^d$, а функция плотности распределений вероятности имеет вид:

$$w(x) = \frac{dF(x)}{dx} = d \times x^{d-1}, \quad 0 < x < 1.$$

Полагая измеренные значения расстояний $\mathbf{x} = \{x_1, x_2, \dots, x_M\}$ между векторами в фазовом пространстве статистически независимы, записываем многомерную плотность распределения вероятностей:

$$w(\mathbf{x}, d) = \prod_{i=1}^M w(x_i) = \prod_{i=1}^M d \times x_i^{d-1}.$$

Полученная многомерная плотность является также функцией неизвестной размерности d , а следовательно, она является функцией правдоподобия. Оценка максимального правдоподобия корреляционной размерности получается в результате решения задачи поиска максимального значения:

$$\hat{d} = \arg \max_d (w(\mathbf{x}, d)).$$

Переходя к логарифму функции правдоподобия получаем максимально правдоподобную оценку:

$$\hat{d} = -\frac{M}{\sum_{i=1}^M \ln x_i}.$$

Рассмотрим определение размерности подобия [3] с использованием способа покрытия.

1) Задается малое значение размера элемента покрытия ε , в пространстве с размерностью, равной топологической размерности объекта, подсчитывается количество элементов покрытия всего объекта $N(\varepsilon)$.

2) Повторяем расчет $N(\varepsilon)$ для различных значений ε , на основе результатов расчетов получаем фрактальную сигнатуру в двойном логарифмическом масштабе:

$$C(\log \varepsilon) = \log[N(-\log \varepsilon)].$$

3) Определяем линейный участок зависимости $C(\log \varepsilon)$, на котором производится аппроксимация линейной функцией $C(\log \varepsilon) = -b \log \varepsilon + \text{const}$, оценка фрактальной размерности равна $\hat{d} = -b$. Если границы линейного участка заданы, то в результате линейной аппроксимации получаем оценку:

$$\hat{d} = -\log_{\varepsilon_1/\varepsilon_2} \frac{N_1(\varepsilon_1)}{N_2(\varepsilon_2)}.$$

Данный способ устанавливает принцип оценивания, но не дает рекомендаций по конкретному алгоритму осуществления покрытия.

Далее применим методы оценки корреляционной размерности и размерности подобия.

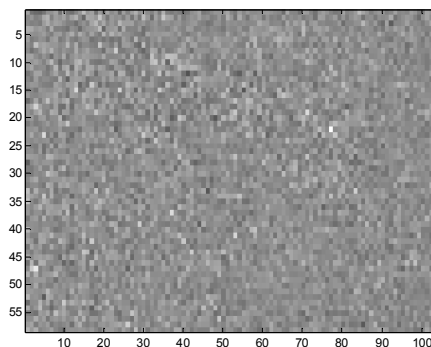


Рис. 2. Изображение «Овраги», обработка методом размерности подобия, маска mmm=40

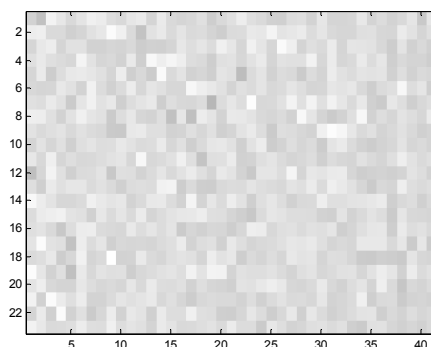


Рис. 3. Изображение «Овраги», обработка методом размерности подобия, маска mmm=100



Рис. 4. Изображение «Овраги», обработка методом корреляционной размерности, маска mmm=40

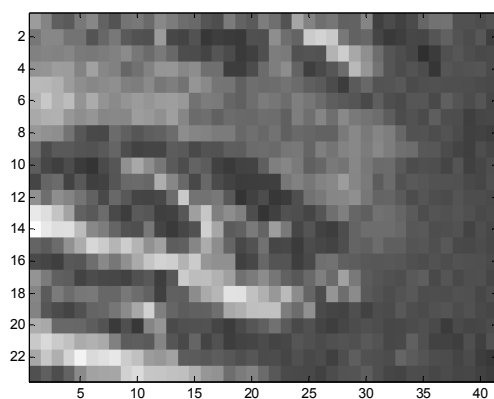


Рис. 5. Изображение «Овраги», обработка методом корреляционной размерности, маска mmm=100

При обработке изображений методом оценки размерности подобия, когда информация для семантического описания изображения отсутствует, оценки размерности в отдельных окнах обработки имеют близкие значения.

Метод корреляционной размерности напротив, позволяет произвести оценку текстуры изображения, показать наличие высокочастотных составляющих.

Сравнивая результаты обработки изображений различными методами, можно заключить, что определенно существует наилучший метод вычисления фрактальной размерности, обеспечивающий наилучшее выделения объекта. Однако существует ряд условий успешной обработки, такие как наличие высокочастотных составляющих на изображениях или размер окна обработки.

Библиографический список

1. Паршин А.Ю, Паршин Ю.Н. Текстуриный анализ сигналов и изображений РЛС с синтезированной апертурой: учеб. пособие. РГРТУ – Рязань, 2014.- 96с.
2. Кроновер Р.М. Фракталы и хаос в динамических системах. Основы теории. – М: Постмаркет, 2000. – 352 с
3. Сосулин Ю. Г., Рускин А. Б. Фрактальное обнаружение малококонтрастных объектов на изображениях. - Радиотехника, 2009, №12, с. 48-57.
4. Потапов А.А. Фракталы в радиофизике и радиолокации: Топология выборки. М.: Университетская книга, 2005.

УДК 621.396 (075); ГРНТИ 47.14.17

АНАЛИЗ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ СОВМЕСТИМОСТИ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ СРЕДСТВ

А.И. Ларионов

*Рязанский государственный радиотехнический университет,
Российская Федерация, Рязань, sanya.altair@yandex.ru*

Аннотация. В данной работе обозначено понятие «электромагнитная совместимость технических средств», выделены основные проблемы электромагнитной совместимости радиоэлектронных средств, определены основные направления решения выявленных проблем.

Ключевые слова: радиоэлектронные средства, электромагнитная совместимость технических средств, помехоустойчивость, помехозащищенность.

THE ANALYSIS OF ELECTROMAGNETIC COMPATIBILITY OF RADIO ELECTRONIC MEANS

A.I. Larionov

*Ryazan State Radio Engineering University,
Russia, Ryazan, sanya.altair@yandex.ru*

Abstract. In this work the concept "electromagnetic compatibility of technical means" is designated, the main problems of electromagnetic compatibility of radio-electronic means are allocated, the main directions of the solution of the revealed problems are defined.

Keywords: radio electronic means, electromagnetic compatibility of technical means, noise immunity, noise immunity.

Активное использование в современном мире систем связи и радиолокации способствует увеличению числа радиоэлектронных средств (РЭС) и электромагнитных излучений в окружающем пространстве, что приводит к тому, что эти устройства будут работать в условиях непреднамеренных электромагнитных помех. В связи с этим, важнейшей задачей, которую надо решить при организации совместной оптимальной работы РЭС, является обеспечение требуемого качества функционирования каждого радиоэлектронного средства. Решение данной задачи будет способствовать обеспечению электромагнитной совместимости РЭС.

Под электромагнитной совместимостью радиоэлектронных средств понимают способность радиоэлектронных средств одновременно функционировать в реальных условиях эксплуатации с требуемым качеством при воздействии на них непреднамеренных помех и не создавать недопустимых радиопомех другим радиоэлектронным средствам [1]. Необходимо учитывать, что любая радиопомеха, которая создается источником искусственного происхождения и не предназначенная для нарушения функционирования радиоэлектронных средств, является непреднамеренной.

Сначала проблема электромагнитной совместимости рассматривалась только как проблема обеспечения совместного функционирования радиоэлектронных средств, которые в своем составе имели как радиопередающие, так и радиоприемные устройства. Однако, радиотехника и радиоэлектроника активно развивались, что привело к расширению диапазона проблемы. Стало понятно, что проблема не ограничивается только радиоэлектронным средством определенного вида, так как любые радиоэлектронные схемы являются источниками электромагнитных помех для других устройств, и, кроме того, сами испытывают на себе влияние аналогичных схем. С появлением понятия «техническое средство», и проблема электромагнитной совместимости стала обозначаться как проблема «электромагнитной совместимости технических средств».

Техническое средство определяется как изделие, оборудование, аппаратура или их составные части, функционирование которых основано на законах электротехники, радиотехники и (или) электроники, содержащие электронные компоненты и (или) схемы, которые выполняют одну или несколько следующих функций: усиление, генерирование, преобразование, переключение и запоминание [1].

В качестве технического средства могут быть выделены: радиоэлектронные средства, средства вычислительной техники, средства электронной автоматики, электротехнические средства, а также изделия промышленного, научного и медицинского назначения.

Именно способность технического средства работать с заданным качеством в заданной электромагнитной обстановке и не создавать недопустимых электромагнитных помех другим техническим средствам и называется электромагнитной совместимостью технических средств.

В основе оценки электромагнитной совместимости лежит оценка качества работы технического средства. Различные технические средства имеют отличные друг от друга принципы функционирования и уникальные рабочие характеристики, а, значит, и оценка влияния на них внешних электромагнитных помех будет разной для разных радиоэлектронных средств. Основной акцент в данной статье будет сделан на радиоэлектронных системах, включающих в свой состав как радиопередающие, так и радиоприемные устройства.

РЭС функционируют в условиях, которые обычно называют «электромагнитной обстановкой», под которой понимают совокупность электромагнитных явлений, процессов в заданной области пространства, частотном и временном диапазонах [1]. Электромагнитная обстановка для телекоммуникационных систем обозначается как пространственное распределение электромагнитных полей в местах размещения антенн данных систем. Числовыми характеристиками электромагнитной обстановки чаще всего являются значения напряженности электромагнитного поля, выраженная в вольтах на метр или плотность потока мощности, выраженная в ваттах на метр квадратный.

Однако не только электромагнитная обстановка определяет качество работы радиоэлектронного средства. Определяющими качество работы РЭС также являются такие характеристики, как помехоустойчивость и помехозащищенность системы.

Помехоустойчивость РЭС представляет собой способность радиоэлектронного средства поддерживать устойчивое заданное качество функционирования при воздействии на него внешних электромагнитных помех с регламентируемыми значениями параметров в отсутствие дополнительных средств защиты от помех, не относящихся к принципу действия или построения РЭС.

Помехозащищенность РЭС определяется способностью подавлять действие электромагнитных помех за счет дополнительных средств помехозащиты, которые не относятся к принципу действия или построения РЭС.

Высокая степень помехоустойчивости и помехозащищенности РЭС значительно облегчает возможность организации совместной работы устройств, однако не гарантирует автоматического обеспечения электромагнитной совместимости. Устройства подавления помех способны снижать влияние помех определенного вида, но при применении их в сложной электромагнитной обстановке, где в наличии имеются мешающие сигналы, которые не входят в диапазон подавляемых частот, желаемого эффекта подавления можно и не достигнуть, и даже наблюдать рост помех.

В качестве примера можно привести следующую ситуацию: для подавления импульсных помех во входных цепях приемника, при приеме узкополосных сигналов, используют в качестве нелинейных устройств диодные ограничители, с последующей узкополосной фильтрацией. Если на входе приемника, кроме импульсных помех будут присутствовать еще и непрерывные мешающие сигналы, то данные нелинейные элементы могут привести к образованию новых мешающих частот, которые попадают в полосу пропускания приемника, и, как следствие, снижают качество приема полезного сигнала. Для устранения такого типа проблемы обычно используют попеременное включение схемы подавления помех по мере необходимости.

В качестве основных причин, приводящих к появлению проблем в электромагнитном согласовании радиоэлектронных устройств можно выделить:

1) ограниченность освоенного радиочастотного спектра при непрерывном росте числа его потребителей. Например, диапазон частот от 3 до 30 МГц занимает полосу 27 МГц. Учитывая ширину канала в 3 кГц (например, при однополосной амплитудной модуляции) данный диапазон частот может вместить 9000 каналов. Однако количество пользователей данного диапазона частот намного больше, чем число каналов, которые в нем выделяются. Как следствие, многие радиоэлектронные системы работают на одних и тех же частотах, что приводит к снижению недопустимому снижению качества работы РЭС из-за высокого уровня помех.

2) в радиоэлектронных системах техники, особенно военной, возникают значимые потери в основных рабочих характеристиках из-за тех электромагнитных помех, которые не были учтены при разработке проекта объекта военной техники, и размещения на нем радиооборудования. Проблема электромагнитной совместимости при использовании РЭС на объектах военной техники остро проявляется также несколькими факторами, такими как:

- насыщение объекта военной техники значительно большим, чем раньше, количеством радиоэлектронного оборудования, при этом теряется гибкость его размещения из-за наличия фазированных антенных решеток;

- значительное увеличение мощности бортовых передатчиков, достоинством чего является увеличением дальности связи, а недостатком являются негативные эффекты, основанные на влиянии более мощного сигнала излучателя на другие составляющие РЭС;

- использование в РЭС оборудования, которое обладает большой чувствительностью к электромагнитным полям, тем самым подвергаясь большому влиянию помех с других радиоэлектронных объектов;

- ужесточение и контроль норм на уровень излучения, воздействующего на обслуживающий персонал военного объекта, что накладывает дальнейшие ограничения на размещение оборудования на данном военном объекте.

Основными направлениями решения обозначенных проблем будут являться, на наш взгляд, следующие мероприятия [2]:

1) прогноз непреднамеренных потенциально опасных электромагнитных связей между различными частями радиоэлектронных средств (РЭС);

2) разработка на основе прогноза теоретических и экспериментальных данных технических или организационных мероприятий, снижающих уровни этих опасных связей до приемлемых значений.

Прогноз возможности обеспечения электромагнитной совместимости РЭС должен проводиться на самой ранней стадии его проектирования, потому что непреднамеренные помехи могут быть вызваны как геометрическим расположением частей РЭС друг относительно друга, так и их восприимчивостью, помехозащищенностью устройств, степенью экранирования аппаратуры, а также спектральным составом сигналов в передающем устройстве РЭС.

Указанные мероприятия должны проводиться на каждом этапе создания и использования разрабатываемого объекта.

На этапе проектирования РЭС задача электромагнитной совместимости будет решаться, на наш взгляд, наиболее оптимально и эффективно. Однако инженерная реализации РЭС может существенно отличаться от опытного образца, прошедшего испытания в определенных заводских условиях. Отсутствие учета таких факторов, как совместимость со смежными радиоэлектронными системами, помехи от побочных частот и собственных гетеродинных трактов, трудно прогнозируемые наводки смежного оборудования, может не обеспечить полного решения указанных проблем, а, значит, достигается на последующих этапах проектирования РЭС.

На этапе проведения испытаний по критериям электромагнитной совместимости и измерения параметров отдельных узлов РЭС и готового изделия в условиях, наиболее при-

ближенных к условиям эксплуатации, будет давать более полную картину вариантов решения проблем.

Наиболее полную картину можно получить на этапе эксплуатации объекта, где РЭС функционируют в реальных условиях, зачастую отличающихся от расчётных, что приведет к окончательному выявлению оптимальных вариантов обеспечения электромагнитной совместимости РЭС. Все недостатки, выявленные на данном этапе, должны обеспечить корректировку исходных данных, используемых для прогноза на первом этапе проектирования объекта.

Кроме того, при проектировании и использовании объекта РЭС важно учитывать не только выявленные критерии электромагнитной совместимости, но и такие важные факторы, как габариты устройства, его массу, стоимостные характеристики.

Таким образом предлагаемые варианты решений проблем электромагнитной совместимости радиоэлектронных средств направлены на ограничение на возможный частотно-территориальный разнос РЭС, наличие у радиоэлектронных средств параметров электромагнитной совместимости, влияние окружающих объектов на электромагнитную обстановку в месте работы РЭС, наличие промышленных помех и помех естественного происхождения, причем учитываться она должны на всех этапах проектирования РЭС.

Библиографический список

1. Виноградов Е.М. Анализ электромагнитной совместимости радиоэлектронных средств: учеб. пособие // СПб.: СПбГЭТУ «ЛЭТИ». - 2009. - 301 с.
2. Пудовкин А.П. Электромагнитная совместимость и помехозащищенность РЭС: учеб. пособие // Тамбов.: ФГБОУ ВПО «ТГТУ». - 2013. - 92 с.

УДК 004.93

СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ ДВУХ АЛГОРИТМОВ КОМПЛЕКСИРОВАНИЯ ЦИФРОВЫХ ПОЛУТОНОВЫХ ИЗОБРАЖЕНИЙ С ПРИМЕНЕНИЕМ БЕЗЭТАЛОННОГО ПОКАЗАТЕЛЯ КАЧЕСТВА

А.С. Сычев

*Рязанский государственный радиотехнический университет,
Российская Федерация, Рязань, AlekseiSichev2203@gmail.com*

Аннотация. Выполнено сравнение популярных стратегий комплексирования изображений в многоспектральных системах технического зрения.

Ключевые слова: оптическое излучение, инфракрасное излучение, система технического зрения.

COMPARATIVE ANALYSIS OF TWO ALGORITHMS FOR COMPLEXING OF DIGITAL SEMITONE IMAGES WITH THE USE OF ANTI-BASIC QUALITY INDICATOR

A.S. Sychev

*Ryazan State Radio Engineering University,
Russia, Ryazan, AlekseiSichev2203@gmail.com*

Abstract. Comparison of popular strategies for image integration in multispectral vision systems is performed.

Keywords: optical radiation, infrared radiation, vision system.

Решение задачи круглосуточного всепогодного видения обеспечивают многоспектральные системы технического зрения (МСТЗ). Необходимость перехода к МСТЗ обусловлена тем, что изображение сцены, полученное в каждом диапазоне оптического излучения,

может содержать её характерные особенности, отсутствующие на изображениях других диапазонов. МСТЗ находят применение:

- 1) в авиации — при пилотировании ЛА в плохих погодных условиях, взлёте и посадке в условиях ограниченной видимости, проведении спасательных работ, а также в наשלемных системах, предназначенных для повышения осведомлённости лётчика о тактической ситуации;
- 2) при дистанционном зондировании Земли — для обнаружения лесных пожаров и в сельском хозяйстве, а также в жилищно коммунальном хозяйстве — для анализа состояния тепловых коммуникаций и поиска мест утечек тепла[1, 2].

К сегодняшнему дню существуют цифровые фотоприёмные устройства, с полосами пропускания амплитудно-частотных характеристик (далее АЧХ), относящимися, кроме оптического (ТВ-) диапазона с длиной волны 0,38 — 0,7 мкм, также и к диапазонам:

- ультрафиолетового излучения (0,2 — 0,38 мкм);
- ближнего инфракрасного излучения (Near-Infrared — NIR), где находят применение матрицы на основе VisGaAs и InGaAs с полосой пропускания: и 0,7 — 1,7 мкм и 0,9 — 1,7 мкм, соответственно;
- тепловизионному диапазону (Mid infrared — MIR, 3 — 50 мкм), который часто подразделяют на средневолновый Mid-wavelength infrared — MWIR (камеры InSb имеют АЧХ в пределах 3 — 5 мкм) и длинноволновый Long-wavelength infrared — LWIR, называемый также дальним инфракрасным (HgCdTe: 4 — 14 мкм и микроболометры: 8 — 14 мкм)[1-3].

В системах технического зрения, предназначенных для визуализации сцены в целях дальнейшего её анализа оператором, изображению нужно обеспечить максимальные информативность и комфортность восприятия. Поскольку необходимость переключения между несколькими видеопотоками затрудняет их анализ, актуальна задача объединения информативных признаков сцены в одном кадре.

Классификация известных стратегий комплексирования

Рассмотрим популярные стратегии комплексирования цифровых полутонных изображений, приняв гипотезу о том, что МСТЗ содержит три канала технического зрения: видимого, NIR и LWIR диапазонов оптического излучения.

Методы комплексирования можно подразделить на:

- весовое суммирование, при котором результирующее изображение I_Σ получают, суммируя исходные изображения I_n , $n = \overline{1, 3}$, домноженные на некоторые весовые коэффициенты k_n , сумма которых нормирована к единице:

$$I_\Sigma = \sum_{n=1}^3 k_n I_n. \quad (1)$$

- метод главных компонент ("principle component analysis" — анализ главных компонент)[4];
- комплексирование с адаптивным выбором наиболее информативных каналов, основанное на предположении, что при исходных разноспектральных изображениях различного качества комплексирование двух каналов из трёх обеспечивает результат с большей информативностью, чем комплексирование всех каналов; при этом оценивают качество изображений, используя некоторый объективный критерий[5-8], и путём его сравнения с пороговым значением выбирают каналы для объединения;
- комплексирование в псевдоцветах (с учётом особенностей восприятия цветного изображения человеческим глазом[1] или на основе кластеризации изображения эталона[2])

- в двухканальных системах получило распространение также комплексирование с приоритетом одного канала (обычно — с приоритетом ТВ изображения I_1):

$$I_{\Sigma ij} = I_{1ij} + k(|I_{2ij} - \bar{I}_2| - |\overline{I_{2ij}} - \bar{I}_2|),$$

где $\bar{I}_2$ — матожидание яркости изображения I_2 , а весовой коэффициент k подбирают эмпирическим путём.

Псевдоцветное изображение на мониторе многоспектральной СТЗ далеко не всегда комфортно для восприятия, ввиду неестественности цветовой гаммы получаемого изображения. Кроме того, алгоритмы формирования псевдоцветного изображения имеют большую асимптотическую временную сложность и требуют больших затрат оперативной памяти для реализации, а потому в большинстве специализированных систем наибольшее распространение получили те, в которых на монитор выводят полутонное изображение.

Метод главных компонент

Метод главных компонент (т.н. PCA — "principle component analysis" — анализ главных компонент), описанный для комплексирования изображений, полученных в двух диапазонах — видимого излучения и тепловизионного — в работе [4], подразумевает разделение каждого из исходных изображений I_n ($n = \overline{1, 2}$) на низкочастотную компоненту $I_{n\text{НЧ}}$, представляющую из себя свёртку исходного изображения и маской низкочастотного фильтра h :

$$I_{n\text{НЧ}} = I_n \otimes h,$$

где " $\otimes$ " — знак свёртки, и высокочастотную $I_{n\text{ВЧ}}$ — разность исходного изображения и его низкочастотной составляющей:

$$I_{n\text{ВЧ}} = I_n - I_{n\text{НЧ}}.$$

В случае МСТЗ, получающей изображения в трёх диапазонах оптического излучения ($m = \overline{1, 3}$, $n = \overline{1, 3}$), метод получения изображения для вывода на экран монитора формализуем следующим образом. По высокочастотным компонентам исходных изображений найдём ковариационную матрицу $\mathbf{C}$, причём

$$C_{mn} = \sum_i \sum_j I_{m\text{ВЧ}ij} I_{n\text{ВЧ}ij}$$

содержит информацию о ковариации яркости высокочастотной составляющей m -го и n -го изображений. Найдём для ковариационной матрицы $\mathbf{C}$ диагональную матрицу собственных чисел $\mathbf{\Lambda}$ и собственные вектора: λ_n^p — компоненты p -го ($p = \overline{1, 3}$) собственного вектора ковариационной матрицы. Выделим ортогональные компоненты высокочастотных составляющих исходных изображений:

$$I_{\text{PC}}^p = \sum_{n=1}^3 \lambda_n^p I_{n\text{ВЧ}},$$

и сформируем для $[i, j]$ -го пикселя p -го изображения относительный весовой коэффициент:

$$I_{\text{P}ij}^p = \frac{I_{\text{PC}ij}^p}{\sum_{n=1}^3 I_{\text{PC}ij}^n}.$$

После этого необходимо выполнить сглаживание полученных весовых коэффициентов посредством свёртки с маской фильтра с гауссовской импульсной характеристикой:

$$w^p = I_p \otimes h.$$

Результирующее изображение является суммой ортогональных компонент, домноженных на весовые коэффициенты:

$$I_{\Sigma ij} = \sum_{p=1}^3 w_{ij}^p I_{PCij}^p. \quad (2)$$

Описание эксперимента

Целью эксперимента являлось сравнение качества изображений, сформированных в результате комплексирования по (1) с коэффициентами $k_n = 1/3$, $n = \overline{1,3}$, и комплексирования по методу главных компонент (2). Для анализа были использованы многоспектральные изображения ТВ, NIR и LWIR диапазонов из открытой базы "TNO Image Fusion Dataset"[9]. Для полученных изображений выполнена гамма-коррекция с $\gamma=0,65$. Количественное сравнение результатов, полученных исследованными методами, выполнено посредством расчёта для исходных и результирующих изображений интегрально-мультипликативного показателя качества (ИМПК), оперирующего усреднёнными локальным и глобальным контрастами, среднеквадратическим отклонением сигнальной высокочастотной составляющей (с компенсацией оценки СКО шума) и средней яркостью, а также отношением сигнал-шум[8]. Исходные изображения и результаты комплексирования с количественными оценками качества $Q_{\text{ИМПК}}$ приведены на рисунках 1 и 2.



а) ТВ, $Q_{\text{ИМПК}}=0,219$



б) NIR, $Q_{\text{ИМПК}}=0,169$



в) LWIR, $Q_{\text{ИМПК}}=0,213$



г) сумма, $Q_{\text{ИМПК}}=0,272$



д) PCA, $Q_{\text{ИМПК}}=0,279$

Рис. 1. Исходные данные и результат комплексирования на примере изображений "Kaptein 1123" [9]

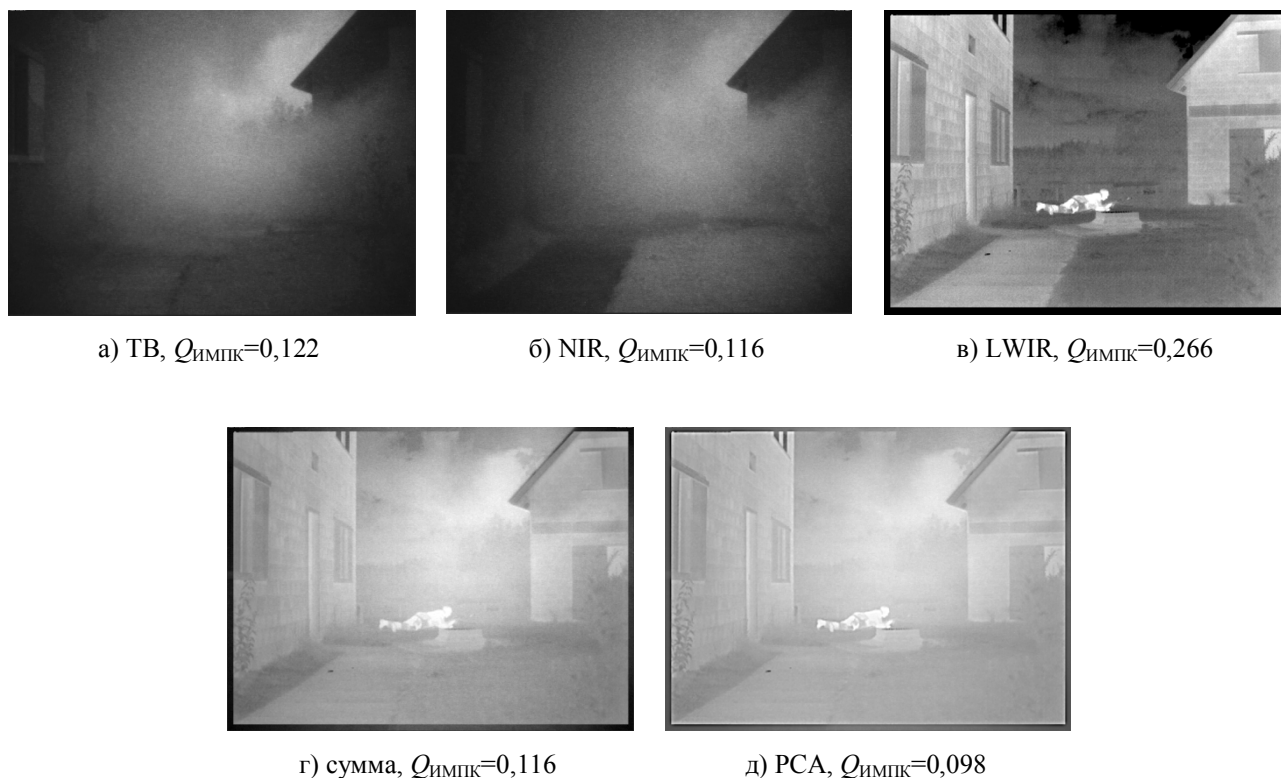


Рис. 2. Исходные данные и результат комплексирования на примере изображений "soldier behind smoke" [9]

Количественный и субъективный анализ полученных результатов показал, что для ряда сцен рекомендуемое в [4] комплексирование по методу главных компонент практически не обеспечивает выигрыша в ИМПК по сравнению с алгоритмом равновесного суммирования и последующей гамма-коррекции. Учитывая, что метод анализа главных компонент, включающий вычисление ковариационной матрицы и расчёт собственных векторов, требует большего объёма вычислительных ресурсов, применение ИМПК предоставляет возможность адаптивного выбора метода комплексирования, обеспечивающего наиболее информативный результат при минимальной асимптотической вычислительной сложности. Результаты эксперимента демонстрируют также целесообразность гамма-контрастирования изображений, выводимых на монитор для анализа оператором.

Библиографический список

1. М.А. Бондаренко. Формирование изображений в мультиспектральных видеосистемах для визуального и автоматического неразрушающего контроля / М.А. Бондаренко, А.В. Бондаренко // Успехи прикладной физики — 2018. — Т.6, № 4. С. 325-332.
2. В.В. Неретина. Алгоритм вычисления цветовых характеристик полутонного комплексированного многоспектрального изображения на основе кластеризации изображения-эталона / В.В. Неретина, В.Н. Ефанов // Информационно-управляющие системы. — 2017, № 6 — с.15-23.
3. The Ultimate Infrared Handbook for R&D Professionals [Электронный ресурс] URL: <https://www.flir.com/discover/rd-science/the-ultimate-infrared-handbook-for-rnd-professionals/> (дата обращения: 14.02.2019)
4. Senthil Kumar Sadhasivam. Implementation of Max Principle with PCA in Image Fusion for Surveillance and Navigation Application / Senthil Kumar Sadhasivam, Mahesh Bharath Keerthivasan and Muttan S // Electronic Letters on Computer Vision and Image Analysis. — 2011. — Vol. 10, No. 1. — P. 1-10
5. Обработка изображений в авиационных системах технического зрения. Под редакцией Л.Н. Костяшкина, М.Б. Никифорова, М.: Физматлит, 2016. — 234 с.
6. А.П. Богданов. Оценка качества цифровых изображений / А.П. Богданов, Ю.Н. Романов // Техническое зрение в системах управления — 2012: тезисы докладов. — М.: ИКИ РАН, 2012. — С. 218-226.

7. А.В. Бондаренко. Аппаратно-программная реализация мультиспектральной системы улучшенного видения / А.В. Бондаренко, М.А. Бондаренко // Современная электроника — 2017. — № 1, С. 32-37.
8. А.С. Сычев. Безэталонный интегрально-мультипликативный показатель качества цифровых полутоновых изображений / А.С. Сычев, И.С. Холопов // Цифровая обработка сигналов. — 2018. — № 3. — С. 51-57.
9. TNO Image Fusion Dataset [Электронный ресурс] URL: https://figshare.com/articles/TNO_Image_Fusion_Dataset/1008029 (дата обращения: 14.02.2019)

УДК 621.391; ГРНТИ 49.03.03

ИССЛЕДОВАНИЕ МНОГОПОЗИЦИОННОГО АЛГОРИТМА КАЛИБРОВКИ ТРЕХОСНОГО МИКРОЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКОГО АКСЕЛЕРОМЕТРА

С.Ю. Трушкин

*Рязанский государственный радиотехнический университет,
Российская Федерация, Рязань, fl4me1993@mail.ru*

Аннотация. Разработана математическая модель, а также проведено экспериментальное исследование многопозиционного алгоритма калибровки трехосного микроэлектромеханического акселерометра.

Ключевые слова: крен, тангаж, ускорение, калибровка, инклинометр.

RESEARCH OF A MULTIPOSITION ALGORITHM FOR CALIBRATION OF A THREE-AXIS MICROELECTROMECHANICAL ACCELEROMETER

S.Yu. Trushkin

*Ryazan State Radio Engineering University,
Russia, Ryazan, fl4me1993@mail.ru*

Abstract. A mathematical model has been developed, and an experimental research of a multi-position calibration algorithm for a triaxial microelectromechanical accelerometer.

Keywords: roll, pitch, acceleration, calibration, inclinometer.

Введение

Микроэлектромеханические (MEMS) датчики ускорения (трехосные акселерометры, ТОА) широко используются в компактных бесплатформенных инерциальных навигационных системах мобильных объектов для определения крена и тангажа [1]. Погрешность определения данных углов по сигналам ТОА во многом зависит от точности его калибровки.

Математическая модель MEMS ТОА

Выходной сигнал MEMS ТОА в состоянии покоя может быть представлен в виде [2]:

$$\mathbf{a}_i = \mathbf{K}\mathbf{g}_i + \mathbf{b} + \mathbf{n}_i, \quad (1)$$

где $\mathbf{K} = \text{diag}[k_x, k_y, k_z]$ – диагональная матрица масштабных коэффициентов, а $\mathbf{a}_i = [a_{xi}, a_{yi}, a_{zi}]^T$, $\mathbf{g}_i = [g_{xi}, g_{yi}, g_{zi}]^T$, $\mathbf{b} = [b_x, b_y, b_z]^T$ и $\mathbf{n}_i = [n_{xi}, n_{yi}, n_{zi}]^T$ – соответственно векторы показаний акселерометра в момент времени i , проекций вектора ускорения свободного падения на оси чувствительности ТОА, постоянных смещений и собственных шумов.

При известных параметрах $\mathbf{k}$ и $\mathbf{b}$ по сигналам MEMS ТОА можно оценить текущие крен φ_i и тангаж θ_i по формулам [3]:

$$\varphi_i = \text{atan2}(g_{yi}, g_{zi}), \theta_i = -\text{atan2}(g_{xi}, [g_{yi}^2 + g_{zi}^2]^{0.5}), \quad (2)$$

где $\mathbf{g}_i = \mathbf{K}^{-1}(\mathbf{a}_i - \mathbf{b})$.

При наличии специальной оснастки, позволяющей устанавливать ТОА в N фиксированных положений с априорно известными проекциями $\mathbf{g}_i$, для оценивания неизвестных $\mathbf{K}$ и $\mathbf{b}$ решают переопределенную систему уравнений [2, 4]:

$$\mathbf{Gp} = \mathbf{a}, \quad (3)$$

где $\mathbf{G} = [\mathbf{G}_1, \mathbf{G}_2, \dots, \mathbf{G}_N]^T$,

$$\mathbf{G}_i = \begin{pmatrix} g_{xi} & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & g_{yi} & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & g_{zi} & 1 \end{pmatrix}$$

– матрица априорных значений проекций вектора ускорения свободного падения на оси чувствительности ТОА в i -м положении, $i = 1, 2, \dots, N$, $\mathbf{p} = [k_x, b_x, k_y, b_y, k_z, b_z]^T$ – вектор неизвестных, $\mathbf{a} = [\mathbf{a}_1, \mathbf{a}_2, \dots, \mathbf{a}_N]^T$ – вектор показаний ТОА.

Линейным псевдорешением (3) является вектор

$$\mathbf{p} = \mathbf{G}^+ \mathbf{a}, \quad (4)$$

где $\mathbf{G}^+ = (\mathbf{G}^T \mathbf{G})^{-1} \mathbf{G}^T$ – псевдообратная матрица Мура – Пенроуза.

Описание экспериментального макета

Для выполнения калибровки и реализации инклинометра на основе отладочной платы с популярным MEMS ТОА с цифровыми интерфейсами SPI и I2C ADXL345 фирмы Analog Devices и отладочного макета Altera Cyclone II EP2C20F484C7 в САПР Quartus II 11.0 была спроектирована система на кристалле (СнК) на основе процессора Nios II – встраиваемого 32-разрядного процессора общего назначения с перестраиваемой конфигурацией, оптимизированного для реализации на ПЛИС компании Altera со структурой FPGA. Структурная схема СнК с подключенными к ней стандартными IP-ядрами, а также с синтезированным средствами языка описания аппаратуры VHDL цифровым конечным автоматом SPI-Master для чтения данных с ТОА представлена на рисунке 1.

СнК включает в себя следующие модули:

- 1) генератор тактового сигнала и сигнала сброса Clock Source (clk);
- 2) модуль ядра микропроцессора Nios II (nios_irq_ext_v2);
- 3) компонент аппаратного идентификатора System ID (sysid)
- 4) семь шин параллельного ввода-вывода PIO(pio_int0, pio_wd, pio_gx, pio_gy, pio_gz, pio_kren, pio_tangaj) для передачи и приёма служебных и информационных сигналов;
- 5) модуль внутреннего таймера (timer_0);
- 6) модуль UART для передачи данных на персональный компьютер ПК (uart_0);
- 7) три модуля для подключения внешней статической оперативной памяти SRAM (sram_controller, tristate_conduit_pin_sharer_0, tristate_conduit_bridge_0).

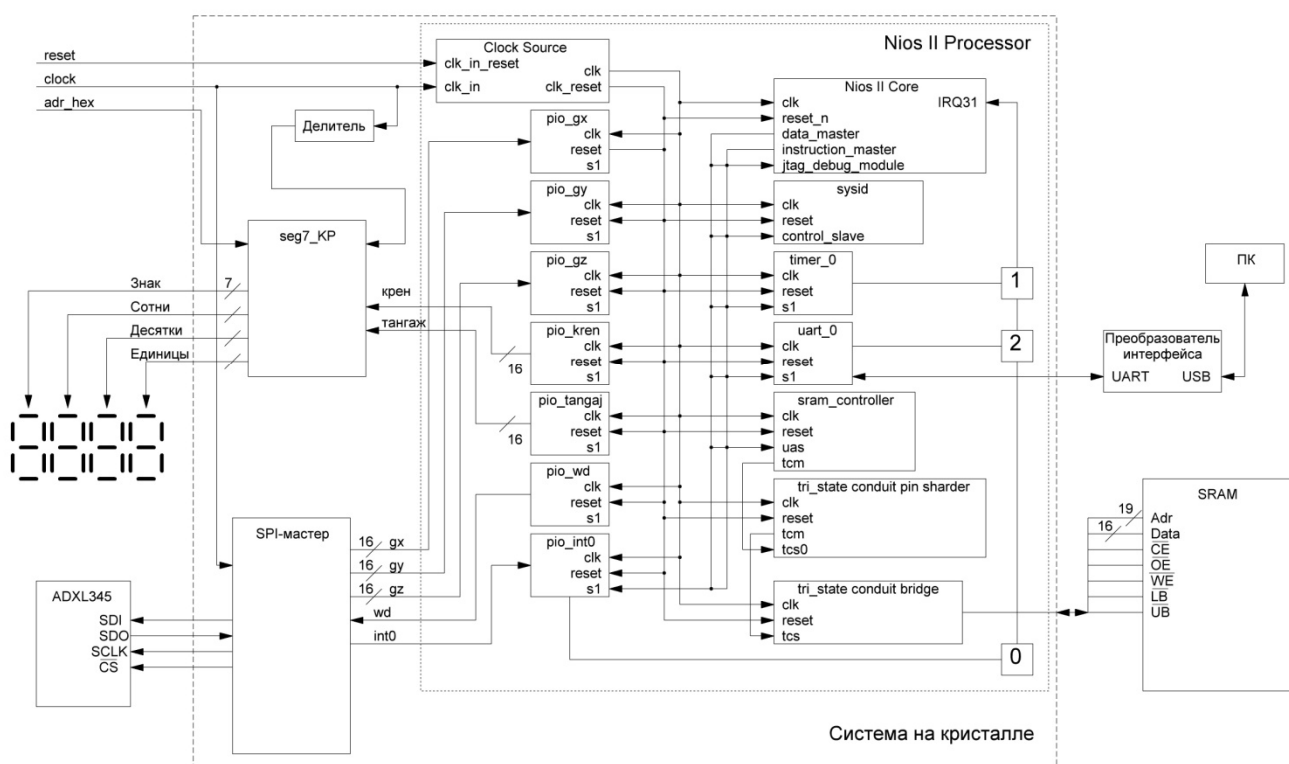


Рис. 1. Структурная схема СнК

После каждого периода, равного частоте дискретизации, внутренний таймер генерирует прерывание. По этому прерыванию Nios II формирует короткий импульс на линии wd. Указанный импульс запускает компонент SPI-мастера, который выполняет чтение данных с ТОА, устанавливает их параллельные 16-разрядные коды на линиях gx, gy, gz и формирует короткий импульс на линии int0 (внешнее прерывание процессора Nios II). Обработка внешнего прерывания заключается в считывании значений ускорений, их фильтрации и вычислении крена и тангажа по (2), которые передаются в программируемую логику на блок семи-сегментных индикаторов, а также на ПК по интерфейсу UART. Для контроля соответствия версий сгенерированного программного кода и аппаратной части СнК II используется компонент аппаратного идентификатора sysid [5].

Выводы. В результате проведения эксперимента были получены нормированные значения измеренных проекций вектора ускорения свободного падения для каждой из 3 осей в 6 ортогональных положениях ТОА (приведены в таблице 1). Установка ТОА по горизонту в исходном положении выполнялась по строительному водному уровню.

Калибровка по (4) и последующее вычисление крена и тангажа по (2) показали, что выполнение калибровки позволяет уменьшить абсолютную погрешность их оценивания до $0,8^\circ$.

Библиографический список

1. Матвеев В.В. Основы построения бесплатформенных инерциальных навигационных систем / В.В. Матвеев, В.Я. Распопов. – СПб.: ГНЦ РФ ОАО «Концерн ЦНИИ «Электроприбор», 2009. – 280 с.

2. Шаврин В.В. Калибровка микроэлектромеханических датчиков ускорений и угловых скоростей в бесплатформенных инерциальных навигационных системах / В. В. Шаврин, А. С. Конаков, В. И. Тисленко // Доклады ТУСУР. – 2012. – № 1(25), Ч. 2. – С. 265-269.
3. Белокуров В.А. Система угловой ориентации на основе гауссовского парциального фильтра / В.А. Белокуров // Вестник рязанского государственного радиотехнического университета. – 2016. – № 56. – С. 11-16.
4. Горянина К.И. Метод идентификации параметров эллипсоида чувствительности MEMS датчиков ориентации в стохастической постановке / К.И. Горянина, А.Д. Лукьянов // Международный студенческий научный вестник. – 2017. – № 4, Ч. 6. – С. 893-895.
5. Каршенбойм И. Микроконтроллер для встроенного применения – NIOS. Система команд и команды, определяемые пользователем. Часть II. Команды перехода, исключения, конвейер и команды, определяемые пользователем / И. Каршенбойм // Компоненты и технологии. – 2002. №9. – С. 32-36.

УДК 621.396.96; ГРНТИ 47.49.29

МОДЕЛИРОВАНИЕ АЛГОРИТМОВ ФОРМИРОВАНИЯ УВОДЯЩИХ ПОМЕХ

Д.А. Прытков, В.И. Кошелев

*Рязанский государственный радиотехнический университет,
Российская Федерация, Рязань, dmitryprytkov@mail.ru*

Аннотация. Разработана модель воздействия уводящей по скорости помехи на каналы обработки сигнала радиолокационных станций. Получены спектральные характеристики смеси сигнала и уводящей помехи в скоростных каналах доплеровского процессора.

Ключевые слова: уводящая помеха, доплеровский процессор, каналы по скорости.

SIMULATION OF ALGORITHMS FOR THE FORMATION OF LEAD NOISE

D.A. Prytkov, V.I. Koshelev

*Ryazan State Radio Engineering University,
Russian Federation, Ryazan, dmitryprytkov@mail.ru*

Annotation. The model of the influence of the noise leading away on the channels of signal processing of radar stations is developed. The spectral characteristics of the signal mixture and the leading noise in the high-speed channels of the Doppler processor are obtained.

Keywords: leading-away noise, Doppler processor, channels by speed.

Назначение уводящих помехи по дальности (скорости) состоит: в нарушении автосо-
провождения, срыве селекции, вводе погрешностей в измерении скорости (дальности) целей.
Это приводит к проблемам в обнаружении и сопровождении нескольких целей [1] и требует
применения специальных мер помехозащиты.

Принцип действия уводящей помехи по дальности (или скорости)

Принцип действия уводящей помехи основан на приеме сигнала цели, усилении и ретранслировании с минимальной задержкой, для полной имитации сигнала, отраженного от реальной цели. Т.к. мощность помехи превышает мощность сигнала, отраженного от цели, за счет действия автоматической регулировки усиления, происходит уменьшение усиления приемника и сигнал цели подавляется в приемнике РЛС и стробом дальности (или скорости) захватывается сигнал уводящей помехи. Затем происходит увод строга дальности (или скорости), формируется постепенная задержка временного положения сигнала (либо постепенное изменение частоты Доплера), уводя следящую систему от реальной цели. После того, как достигнута нужная величина увода, происходит либо срыв сопровождения, либо излучение шумового импульса на рабочей частоте РЛС. При необходимости выполняется повторный увод. Возможно одновременно выполнять увод по дальности и по скорости, но при этом необходимо, что бы производная по времени функция закона формирования уводящей по дальности помехи, должна соответствовать функции закона формирования уводящей по скорости помехи [1].

Расчетные формулы

Для расчета порога обнаружения сигнала используется формула

$$U_{\text{пор}} = \sqrt{2 \ln \left(\frac{1}{F} \right) \sigma_{\text{ш}}^2}, \quad (1)$$

где F – вероятность ложной тревоги;

$\sigma_{\text{ш}}$ – СКО шума.

Частота Доплера рассчитывается по формуле:

$$f_d = \pm \frac{2 * V_r}{\lambda}. \quad (2)$$

Отношение сигнал/шум рассчитывается по формуле:

$$q = \frac{\sigma_c^2}{\sigma_{\text{ш}}^2}, \quad (3)$$

где σ_c – СКО сигнала.

Результат расчетов

Разработка модели связана с имитацией входного сигнала, поступающего на приемник РЛС аддитивной смеси сигнала цели, белого гауссовского шума и уводящая по скорости помехи. Уводящая помеха сформирована идентичной сигналу цели, имеющей ту же относительную ширину спектра и доплеровское смещение частоты. Разница между сигналом и уводящей помехой была лишь в отношении $P_{\text{п}}/P_c = 6$. На рисунке 1 показан спектр зашумленного

сигнала цели без воздействия уводящей помехи. Спектр смещен на относительную частоту Доплера равную $fT = 0,4$. Имеет относительную ширину спектра равную $\Delta fT = 0,001$.

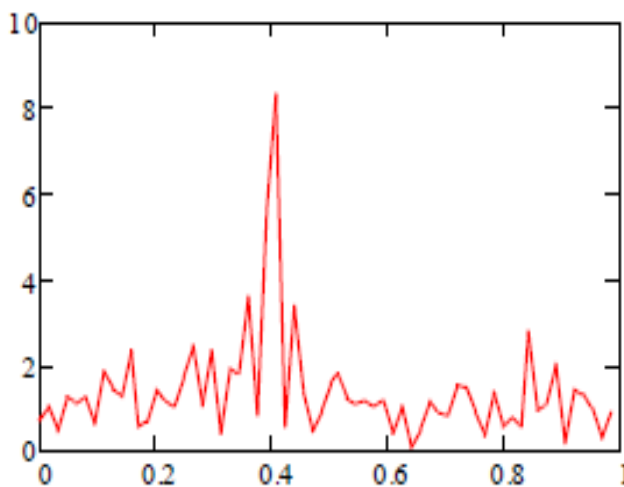


Рис. 1. Спектр зашумленного сигнала цели без воздействия уводящих помех

Произведя расчет порога обнаружения, по приведенной выше формуле (1), для вероятности ложной тревоги $F = 10^{-3}$, получим значение равное $U_{\text{пор}} = 3,717$. Превышение данного порога будет означать наличие сигнала в данном канале по скорости. Количество импульсов в пакете выбрано равным $N = 64$, соответственно количество каналов по скорости будет так же равно 64. В таблице 1 показаны номера каналов скорости, в которых превышен порог обнаружения, и уровни сигналов в них. Превышение порога наблюдается в 25 и 26 канале.

Таблица 1. Данные на выходе каналов по скорости без воздействия уводящей помехи

Номер канала	21	22	23	24	25	26	27	28	29	30	31	32	33
Данные на выходе	0	0	0	0	5,586	8,342	0	0	0	0	0	0	0

На рисунке 2 показан спектр зашумленного сигнала цели при наличии уводящей помехи, идентичной цели.

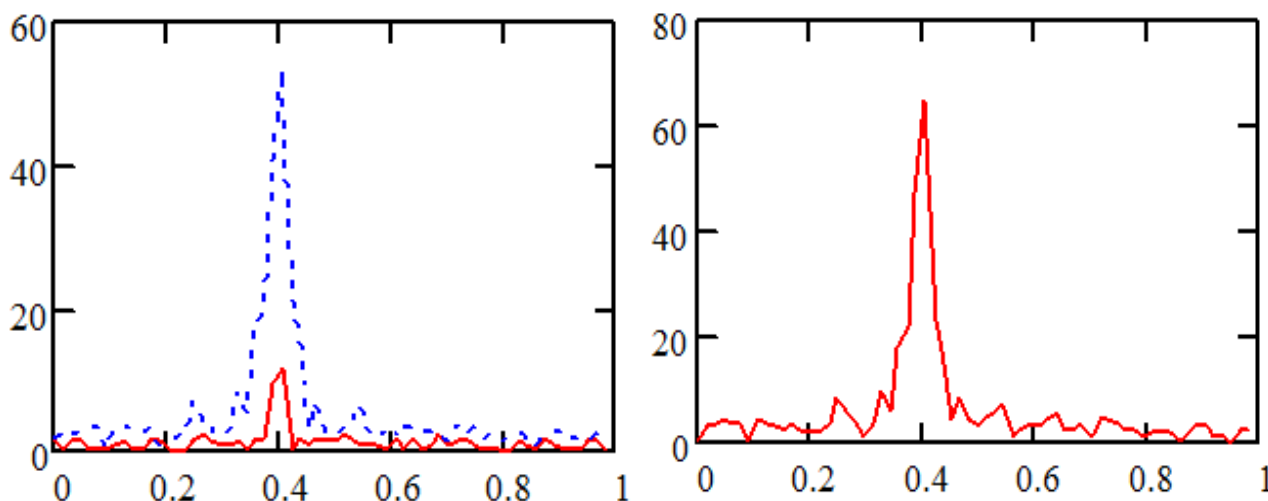


Рис. 2. Спектр зашумленного сигнала цели при наличии уводящей помехи

На таблице 2 показано превышение в каналах по скорости при воздействии уводящей помехи. Превышение порога обнаружения наблюдается в идентичных каналах как и у сигнала цели, что связано с тем, что сигнал помехи ретранслируется идентичным цели.

Таблица 2. Данные на выходе каналов по скорости при воздействии уводящей помехи

Номер канала	21	22	23	24	25	26	27	28	29	30	31	32	33
Данные на выходе	0	0	0	0	47,647	64,95	23,109	0	0	0	0	0	0

После захвата стробом скорости помехи, начинается увод следящей системы в сторону увеличения (или уменьшения) скорости.

На рисунках 3, 4 и 5 показан увод следящей системы по скорости в сторону уменьшения относительной частоты Доплера. Соответственно на таблицах 3, 4 и 5 показаны значения на выходе каналов по скорости. Так как сигнал уводящей помехи взят на сопровождение, то

за счет действия автоматической регулировки усиления происходит подавление сигнала цели.

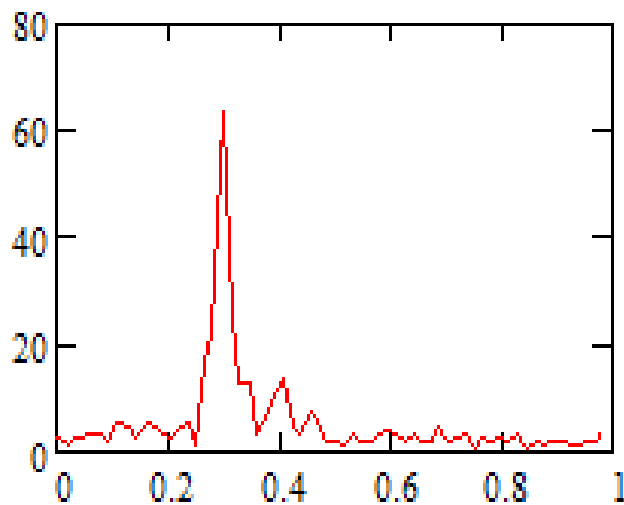


Рис. 3. Спектр зашумленного сигнала при воздействии уводящей помехи на относительную частоту Доплера $f\Gamma=0,3$

Таблица 3. Данные на выходе каналов по скорости при воздействии уводящей помехи на относительную частоту Доплера $f\Gamma=0,3$

Номер канала	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24	25
Данные на выходе	0	0	0	0	16,02	22,8	63,2	24,9	0	0	0	0	0

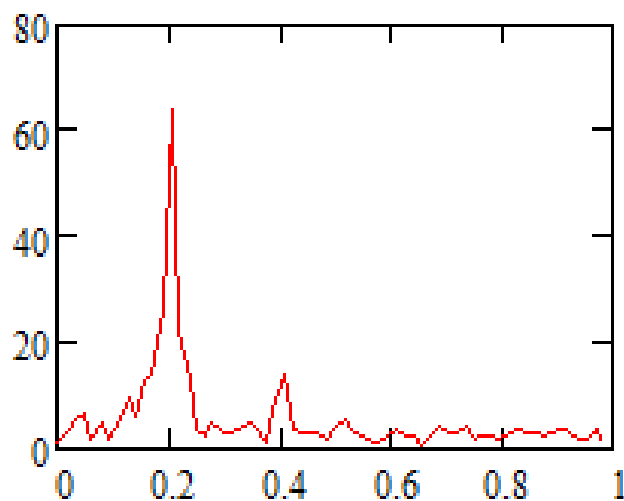


Рис. 4. Спектр зашумленного сигнала при воздействии уводящей помехи на относительную частоту Доплера $f\Gamma=0,2$

Таблица 4. Данные на выходе каналов по скорости при воздействии уводящей помехи на относительную частоту Доплера $f_T=0,2$

Номер канала	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21
Данные на выходе	0	0	0	26,3	63,72	64,95	21,78	0	0	0	0	0	0

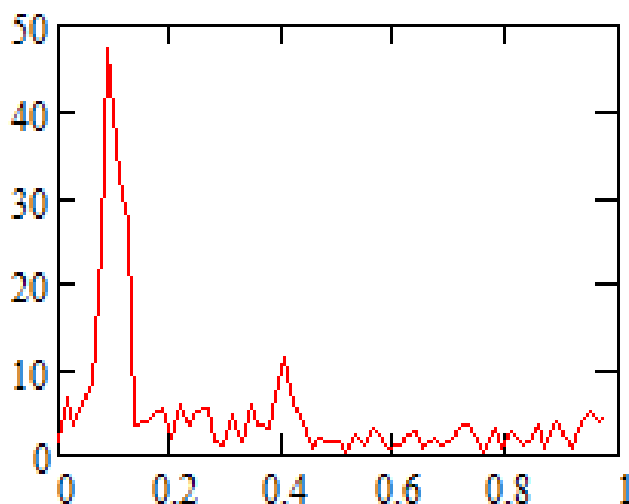


Рис. 5. Спектр зашумленного сигнала при воздействии уводящей помехи на относительную частоту Доплера $f_T=0,1$

Таблица 5. Данные на выходе каналов по скорости при воздействии уводящей помехи на относительную частоту Доплера $f_T=0,1$

Номер канала	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17
Данные на выходе	24,28	47,18	32,53	26,76	0	0	0	0	0	0	0	0	0

Заключение

Разработана модель уводящей помехи по скорости, рассмотрен эффект маскирования сигнала цели уводящей помехой. Разработанная модель демонстрирует влияние помехи на приемник РЛС и увод строка скорости. Моделирование производилось средствами Mathcad.

Библиографический список

1. Перунов Ю.М., Фомичев К.И., Юдин Л.М. Радиоэлектронное подавление информационных каналов систем управления оружием/ Под ред. Ю.М.Перунова. – М.: "Радиотехника", 2003. – 416 с.:ил.

УДК 621.396.9; ГРНТИ 47.49.31

ОЦЕНКА ДЕЙСТВИЯ СТРУКТУРНЫХ ПОМЕХ НА ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТЬ АППАРАТУРЫ ПОТРЕБИТЕЛЕЙ СПУТНИКОВЫХ РАДИОНАВИГАЦИОННЫХ СИСТЕМ

Е.Ю. Щигорев*, В.И. Кошелев**

*Рязанский государственный радиотехнический университет,**Российская Федерация, Рязань, * alnov-88@yandex.ru, ** koshelev.v.i@rsreu.ru*

Аннотация. В работе проводится оценка помехоустойчивости спутниковых радионавигационных систем ГЛОНАСС и NAVSTAR в условиях воздействия на них структурных помех. Приводятся основные расчётные формулы и полученные зависимости. Дана сравнительная оценка для обеих систем.

Ключевые слова: спутниковая радионавигационная система, структурная помеха, ГЛОНАСС, NAVSTAR, М-последовательность, код Голда, помехоустойчивость.

EVALUATION OF THE EFFECT OF STRUCTURAL INTERFERENCE ON THE EQUIPMENT'S NOISE IMMUNITY FOR USERS OF GLOBAL NAVIGATION SATELLITE SYSTEMS

E.Y. Shchigorev*, V.I. Koshelev**

*Ryazan State Radio Engineering University,**Российская Федерация, Рязань, * alnov-88@yandex.ru, ** koshelev.v.i@rsreu.ru*

The summary. The paper assesses the noise immunity of GLONASS and NAVSTAR global navigation satellite systems under the influence of structural interference on them. The main calculation formulas and the obtained dependences are given. A comparative assessment is given for both systems.

Keywords: satellite radio navigation system, structural interference, GLONASS, NAVSTAR, M-sequence, Gold code, noise immunity.

В ходе радиоконфликта первостепенной задачей становится обеспечение помехозащищённости аппаратуры. В частном случае, это аппаратура потребителей (АП) спутниковых радионавигационных систем, которая устанавливается на самолётах, вертолётах, беспилотных летательных аппаратах и др. Для построения эффективной защиты требуется оценивать тип и интенсивность помехи. Наиболее эффективными помехами при подавлении работы АП являются такие мешающие воздействия, структура которых подобна полезному сигналу, излучаемому навигационным космическим аппаратом (НКА).

Основные расчётные соотношения

Согласно [1] в роли критерия помехоустойчивости возьмём отношение помеха-сигнал, иногда ещё называемый коэффициентом подавления. Данную величину можно определить, как:

$$\gamma = \frac{P_{\text{пост.н.}}}{P_{\text{НКА}}} = \frac{D_{\text{НКА}}^2 \cdot L_{\text{доп}}^{\text{НКА}} \cdot P_{\text{перед.}}^{\text{пост.н.}} \cdot G_{\text{перед.}}^{\text{пост.н.}} \cdot \eta_{\text{перед.}}^{\text{пост.н.}} \cdot k}{P_{\text{перед.}}^{\text{НКА}} \cdot G_{\text{перед.}}^{\text{НКА}} \cdot \eta_{\text{перед.}}^{\text{НКА}} \cdot D_{\text{пост.н.}}^2 \cdot N_{\text{НКА}}}, \quad (1)$$

где $P_{\text{НКА}}$ - мощность полезного сигнала на входе АП;

$P_{\text{пост.н.}}$ - мощность сигнала постановщика помех на входе АП;

$P_{\text{перед.}}^{\text{НКА}}, G_{\text{перед.}}^{\text{НКА}}, \eta_{\text{перед.}}^{\text{НКА}}$ - мощность передатчика, коэффициент усиления (КУ) антенны и

КПД передающей части НКА соответственно;

$N_{\text{НКА}}$ - число НКА;

k - показатель применения мощности передатчика;

$L_{доп}^{HKA}$ - дополнительное ослабление полезного сигнала;

$P_{перед.}^{пост.н.}$, $G_{перед.}^{пост.н.}$, $\eta_{перед.}^{пост.н.}$ - мощность передатчика, КУ антенны и КПД передающей части постановщика помех соответственно;

N_{HKA} - число навигационных спутников, воспринимаемые АП;

D_{HKA} , $D_{пост.н.}$ - расстояние от АП до НКА и постановщика помех соответственно.

В качестве основной формулы для нахождения зоны покрытия помехами выбрано уравнение дальности радиосвязи при распространении электромагнитной волны в свободном пространстве:

$$R = \sqrt{\frac{P_{HKA} \cdot G_{HKA} \cdot G_{ПРМ} \cdot \lambda^2 \cdot k_n}{(4\pi)^2 \cdot q_{с\ вх} \cdot P_{ш\ вх}}}, \quad (2)$$

где $P_{ш\ вх}$ - мощность шума на входе приёмника, который находится на поверхности Земли;

P_{HKA} - мощность передатчика НКА;

G_{HKA} и $G_{ПРМ}$ - КУ антенны передающего спутника и приёмной антенн потребителя соответственно;

k_n - коэффициент потерь, обусловленный потерями в атмосфере Земли, потерями на поляризацию и обработку сигнала;

$q_{с\ вх}$ - отношение сигнал-шум на входе АП;

λ - длина волны навигационного сигнала.

Структурные помехи

Структурные помехи являют собой фазоманипулированный сигнал, который может быть промодулирован кодом Голда (ПФМГ) или М-последовательностью (ПФМП). Причём ПФМГ схожа с полезным сигналом системы NAVSTAR, а ПФМП - с полезным сигналом системы ГЛОНАСС. В [2] приведены математические описания помех, используемых для подавления спутниковых навигационных систем. Для NAVSTAR они имеют вид:

$$\begin{aligned} s_i(t) &= \sqrt{2P_{i,I}} \cdot D_i(t) \cdot C_i(t) \cdot \cos(\omega_{L1}t + \theta) + \sqrt{2P_{i,Q}} \cdot P_i(t) \cdot C_i(t) \cdot \sin(\omega_{L1}t + \theta) \\ s_i(t) &= \sqrt{2P_{i,Q}} \cdot D_i(t) \cdot P_i(t) \cdot \cos(\omega_{L2}t + \theta) \end{aligned}, \quad (3)$$

где $s_i(t)$ - помеха для полезного сигнала от i-го космического аппарата;

$P_{i,I}$, $P_{i,Q}$ - мощности синфазной и квадратурной составляющей сигнала i-го НКА;

$D_i(t)$, $C_i(t)$, $P_i(t)$ - данные, C/A-код и P-код i-го НКА соответственно;

ω_{L1} , ω_{L2} - круговые частоты, принадлежащие диапазонам L1 и L2;

θ - начальная фаза.

Для ГЛОНАСС выражения имеют вид:

$$\begin{aligned} s_i(t) &= \sqrt{2P_i} \cdot D_{i,GL}(t) \cdot C(t) \cdot \cos(\omega_{i,L1}t + \theta_i) \\ s_i(t) &= \sqrt{2P_i} \cdot D_{i,GL}(t) \cdot C(t) \cdot \cos(\omega_{i,L2}t + \theta_i) \end{aligned} \quad (4)$$

где P_i - мощность помехи сигналу i -го НКА;

$D_{i,GL}(t)$, $C_i(t)$ - данные и код i -го НКА соответственно;

$\omega_{i,L1}$, $\omega_{i,L2}$ - круговые частоты i -го НКА, принадлежащие диапазонам L1 и L2;

θ_i - начальная фаза i -го НКА.

Результаты расчетов

Используя формулы (1), (2), (3) и (4), получили необходимые зависимости при действии ПФМГ и ПФМП. Расчёт отношения помеха-сигнал производился на расстоянии 100 километров от постановщика помех, а дальности – при отношении помеха-сигнал, равном 3. Количество подавляемых спутников было принято равным одному.

Первыми представлены зависимости отношения помеха-сигнал и зоны покрытия помехами от ширины диаграммы направленности (ДН) антенны постановщика помех при излучении ПФМГ (рис.1).

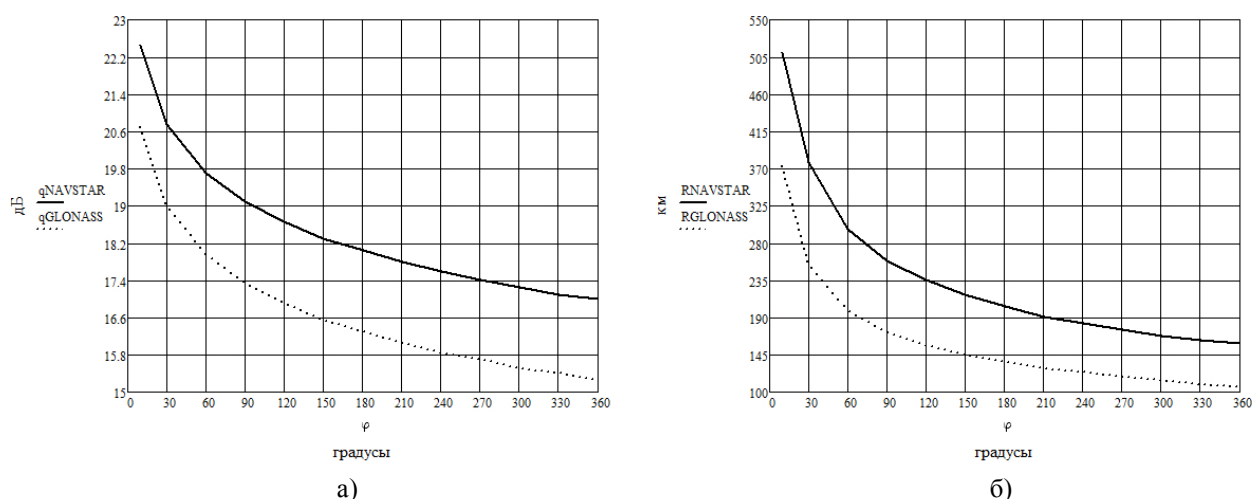


Рис. 1. Зависимости отношения помеха-сигнал (а) и зоны покрытия помехами (б) от ширины ДН антенны постановщика помех при ПФМГ

Изменение мощности передатчика постановщика помех даёт зависимости, приведённые на рисунке 2:

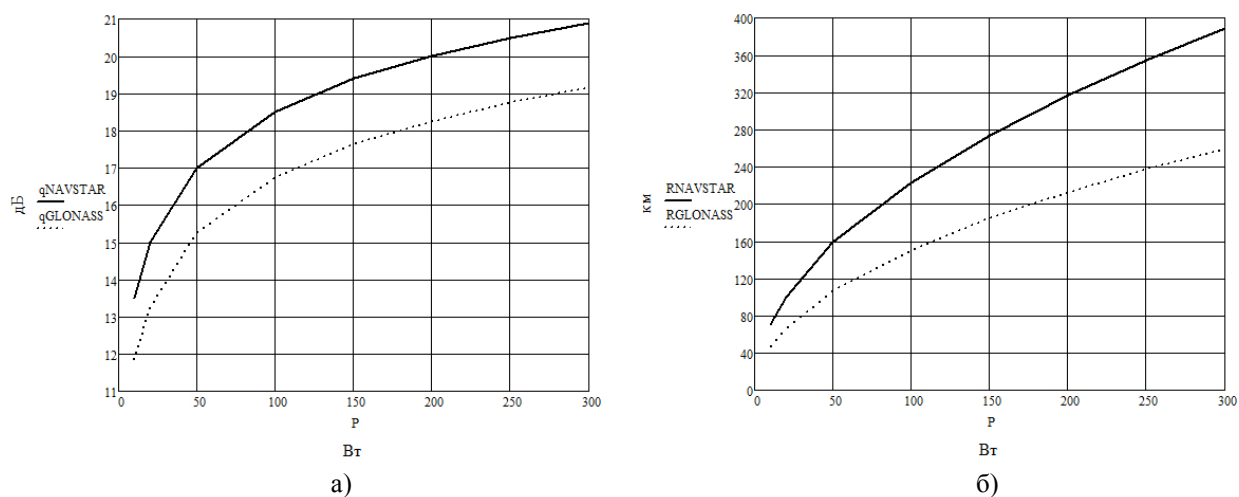


Рис. 2. Зависимости отношения помеха-сигнал (а) и зоны покрытия помехами (б) от мощности передатчика постановщика помех при ПФМП

Аналогично получим эти зависимости при действии ПФМП (рисунки 3, 4):

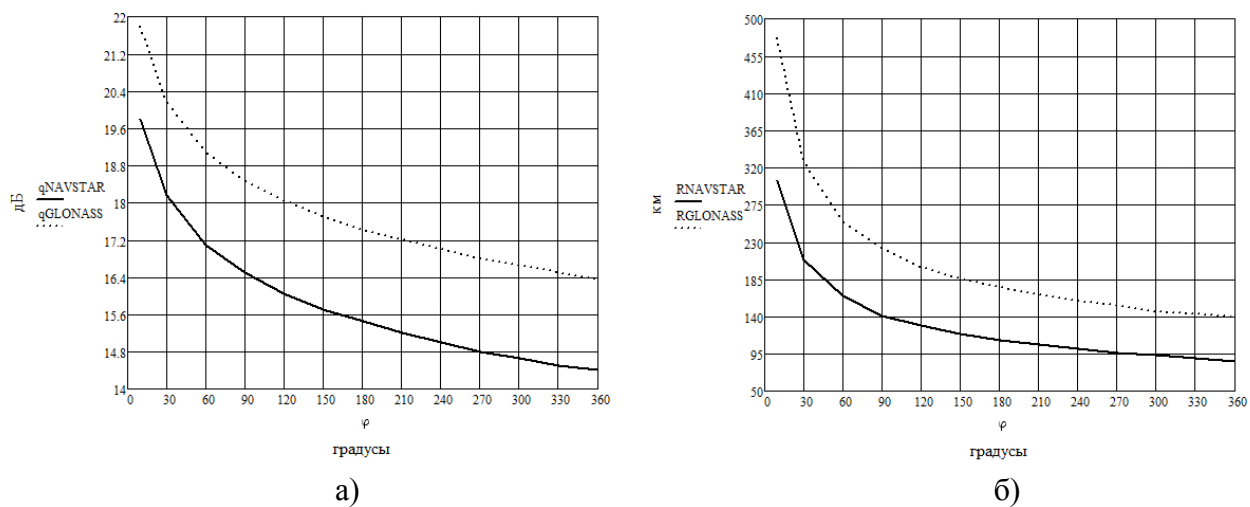


Рис. 3. Зависимости отношения помеха-сигнал (а) и зоны покрытия помехами (б) от ширины ДН антенны постановщика помех при ПФМП

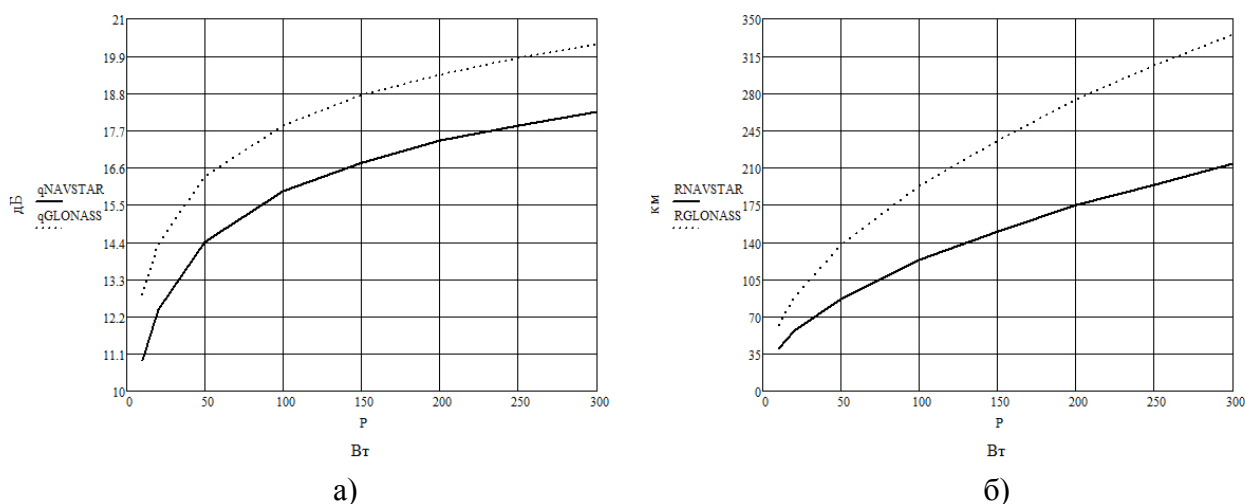


Рис. 4. Зависимости отношения помеха-сигнал (а) и зоны покрытия помехами (б) от мощности передатчика постановщика помех ПФМП

Заключение

Результаты оценки приводят к следующим выводам: помехоустойчивость сигналов NAVSTAR при действии ПФМП выше помехоустойчивости ГЛОНАСС до 2 дБ. При действии ПФМПГ помехоустойчивость NAVSTAR меньше помехоустойчивости ГЛОНАСС до 1.8 дБ.

Изменение отношения помеха-сигнал при увеличении ширины ДН антенны постановщика помех пропорционально величине, обратной логарифму по основанию 2. Варьирование ширины ДН с 10 градусов до 360 приводит к уменьшению отношения помеха-сигнал на 5-6 дБ. Таким же образом изменяется и зона подавления.

Библиографический список

1. ГЛОНАСС. Принципы построения и функционирования/ под. ред. А.И. Перова, В.Н. Харисова. Изд. 3-е, перераб. – М.: Радиотехника, 2005. – 688 с.
2. Кашеев А.А., Кошелев В.И. Оценка эффективности подавления сигналов спутниковых радионавигационных систем преднамеренными помехами [Электронный ресурс] // Журнал радиоэлектроники: электрон. журн. – М.: ФГБУН ИРиЭ, 2012, №7. URL: <http://jre.cplire.ru/jre/jul12/3/text.pdf> (дата обращения 04.04.2019).

СЕКЦИЯ «ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ И УСТРОЙСТВА»

УДК 519.718:004.722; ГРНТИ 89.57.35

АНАЛИЗ УСТОЙЧИВОСТИ СТРУКТУР СЕТЕЙ СВЯЗИ НА ОСНОВЕ МЕТОДА ПОЛНОГО ПЕРЕБОРА

К.А. Батенков

Академия ФСО России,

Россия, Орёл, pustur@yandex.ru

Аннотация. В работе представлен подход к анализу устойчивости структур сетей связи на основе метода полного перебора.

Ключевые слова: устойчивость, надежность, живучесть, сеть связи, граф, вероятность связности.

COMMUNICATION NETWORK STRUCTURE STABILITY ANALYSIS BASED ON COMPLETE ENUMERATION METHOD

K.A. Batenkov

Academy of Federal Guard Service,

Russia, Orel, pustur@yandex.ru

Abstract. Paper presents approach to communication network structure stability analysis on basis of exhaustive search method.

Keywords: stability, reliability, survivability, communication networks, graph, probability of connectivity.

1. Введение

Сложные многокомпонентные технологические сети являются характерной чертой современного общества [1]. Урбанизация и глобализация, сопровождающиеся быстрым развитием инфраструктуры и технологий, создали возможности построения производительных сетей со все более взаимозависимыми компонентами. Данные сети предназначены для распределения какого-либо ресурса или товара, а их наиболее яркими представителями являются сети связи, например телефонные сети или Интернет. Кроме того, к ним относятся транспортные сети (сети автомобильных, железных дорог и авиасообщений), инженерные сети (сети электро-, газо- и водоснабжения) и т. д.

Системы в виде технологических сетей – неотъемлемая часть мегаполисов; их поломки, хотя и редкие, имеют серьезные последствия для общественной безопасности. Зависимость нашего общества от технологических систем и информационных сетей растет. В настоящее время мы едва ли можем представить себе нашу жизнь без электричества, телефонов, самолетов и даже без Интернета. В результате возникает потребность в высокой надежности современных технологических сетей. Качество, с которым сеть предоставляет услугу, требует количественной оценки. Данная количественная оценка устойчивости (и как ее составляющие надежности и живучести) сети является значимым аспектом проектирования, оптимизации и эксплуатации сети.

Если остановиться конкретно на телекоммуникационных сетях, то в последние годы наблюдается резкий всплеск объемов циркулирующего трафика. Ощутим соответствующий рост спроса на компьютерные и коммуникационные сети как по сложности, так и по размерам. По мере роста размеров сетей одновременно увеличиваются количество и частота отказов компонентов. Поэтому целесообразно проектировать сети, способные сохранять работоспособность, несмотря на выход из строя оборудования.

Несмотря на то, что метод полного перебора потребляет большое количество времени и памяти, существуют его модификации, которые могут обрабатывать большие сети [2, 3]. В зависимости от требований доступны следующие варианты.

Поиск в эвристическом пространстве состояний в основном использует тот же подход, что и полный перебор, но использует лишь подмножество состояний в качестве исходного пространства вместо полного. При этом начальные состояния могут либо задаваться, либо рассчитываться случайным образом.

Полный перебор на основе разрешимых задач идентифицирует все возможные состояния сети путем организации поиска в форме алгоритма, выполнимого за полиномиальное время. В отличие от полного перебора в пространстве состояний, данный метод возвращает только результат, но не таблицу или график промежуточных вычислений. В зависимости от структуры сети, он может быть применен к структурам, содержащим несколько сотен вершин.

Ограниченный поиск на основе разрешимых задач использует другую формулировку алгоритма, выполнимого за полиномиальное время, и идентифицирует только структуры с заданной максимальной длиной связных состояний. Данный метод оказывается исчерпывающим в отношении состояний, характеризующихся заданным размером, но никогда не отыщет более крупные состояния. Как и полный перебор на основе разрешимых задач, он не определяет промежуточных результатов.

Существующие подходы к анализу и синтезу структур сетей связи рассматривают отдельные элементы сети как стохастические модели, характеризующиеся вероятностями пребывания в состояниях работоспособности и неработоспособности [4]. При этом при оценке устойчивости (и как ее составляющие надежности и живучести) на основе экспериментальных данных применяются статистические параметры – коэффициенты готовности и оперативной готовности [5]. В результате основные преобразования, используемые при переходе от подобных коэффициентов или вероятностей отдельных элементов сети к показателям для сети в целом, сохраняют свои свойства [6, 7]. Следовательно, оказывается возможным применять математические модели, использующие в качестве параметров исключительно вероятности связности, как для случая аналитического описания, так и при обработке результатов экспериментов.

В работе рассматривается один из методов анализа и синтеза структур сетей связи, основанный на наиболее простом подходе к вопросу расчета вероятности связности. Несмотря на его существенный недостаток, заключающийся в значительной трудоемкости проводимых вычислений, он оказывается достаточно востребованным как на этапе отладки новых методов анализа, так и при выполнении процедуры последовательного синтеза структур сетей.

2. Вероятности связности структур сетей связи

Наиболее простым способом вычисления вероятности связности в заданной двухполюсной или многополюсной сети является полный перебор состояний ее элементов [8, 9]. В классической теории надежности он является частным случаем метода перебора гипотез [10]. Для двухполюсной сети суть метода заключается в том, что, задавая тем или иным способом все возможные состояния элементов сети, необходимо всякий раз определять, существует ли между источником и стоком хотя бы одна простая цепь, а для многополюсной – в переборе всех возможных состояний элементов сети и определении связности или несвязности результирующего графа G [11, 12]. Если простая цепь существует либо граф сохраняет связность, то вычисляется вероятность данного состояния элементов как произведение вероятностей

состояния каждого элемента [7]. При этом принимается за сомножитель либо вероятность работоспособного состояния, если элемент находится в работоспособном состоянии, либо вероятность неработоспособного состояния, если элемент оказывается неработоспособен. Набор всех состояний – это конституента, описывающая совокупное состояние элементов графа. Если же ни одной простой цепи при данном состоянии элементов не существует либо граф является несвязным, то переходят к формированию следующего состояния [13, 14]. После окончания формирования всех возможных состояний вычисленные значения вероятностей суммируют, в результате чего получают точное значение вероятности связности. Следует отметить, что данные состояния составляют полную группу событий, а значит сумма их вероятностей не может превышать единицу.

Каждый элемент может быть в одном из двух активных состояний [15] (работоспособен либо неработоспособен; безразличное состояние является пассивным в том смысле, что такой элемент просто временно исключается из числа элементов, участвующих в переборе).

Вероятность пребывания системы связи в состоянии, когда отказали i из n элементов, определяется по формуле Бернулли [4]:

$$p_{n,i} = C_n^i p^i q^{n-i},$$

где C_n^i – число сочетаний из n по i ;

p – вероятность работоспособности элемента;

$q = 1 - p$ – вероятность неработоспособности элемента.

Отказ какого-либо подмножества из совокупности i элементов, $i = 0, 1, \dots, n$, системы связи приводит к разным последствиям: в одних случаях сеть (многополюсная или двухполюсная) остается связной, в других – ее связность нарушается [16, 17, 18].

Для определения влияния отказа i элементов системы связи на состояние сети пронумеруем возможные подмножества i отказавших элементов числами $k = 1, 2, \dots, C_n^i$ и введем в рассмотрение коэффициент a_k . Здесь $a_k = 0$, если при отказе i -го подмножества i элементов связность сети (многополюсной или двухполюсной) нарушена, и $a_k = 1$ в противном случае. Тогда вероятность пребывания системы связи в состоянии, когда отказали i из n элементов, преобразуется к виду

$$p_{n,i} = \sum_{k=1}^{C_n^i} a_k p^i q^{n-i}.$$

В результате вероятность связности сети, представленной графом G , определяется формулой:

$$p_G = \sum_{i=1}^n \sum_{k=1}^{C_n^i} a_k p^i q^{n-i}. \quad (1)$$

Из выражения (1) видно, что объем трудозатрат, необходимый для вычисления p_G , может быть очень большим. Так, если $n = 20$, то число слагаемых в формуле (1) оказывается

больше, чем $nC_n^2 = 20C_{20}^{10} \approx 3,7$ млн, а требуемых операций для расчета p_G – еще больше. Поэтому для практических целей анализа структурной надежности реальных сложно разветвленных сетей связи метод полного перебора состояний элементов не пригоден [19, 20]. Этот вывод справедлив не только для ручных способов вычисления вероятности связности, но и при условии машинной реализации метода [21]. Однако относительная простота процедуры вычислений и соответствующая обозримость алгоритмического решения машинной модели позволяет все-таки рекомендовать специалистам иметь его в своем арсенале в качестве эталонного метода, позволяющего получать точные значения вероятности связности хотя бы на маломощных структурах [19, 22].

Выражение (1) несколько упрощается, если учесть, что сумма $\sum_{k=1}^{C_n^i} a_k$ соответствует числу связных подграфов b_i (простых цепей, либо деревьев или т. п.), когда отказали i из n элементов, т. е. $\sum_{k=1}^{C_n^i} a_k = b_i$. Тогда

$$p_G = \sum_{i=1}^n b_i p^i q^{n-i}.$$

Нетрудно видеть, что одним из способов вычисления b_i является формирование всех возможных сочетаний из i элементов по n , пометки каким-либо образом работоспособности этих i элементов на графе сети (остальные, т. е. непомеченные $n-i$ элементов автоматически считаются в данной комбинации неработоспособными), проверки существования хотя бы одной простой цепи и подсчета числа комбинаций, при которых данное событие наступает [23, 24].

Таким образом, процедура вычисления вероятности связности методом полного перебора состояний элементов графа распадается на три самостоятельные процедуры:

- формирование комбинаций (конституент), упорядоченных в порядке возрастания числа неработоспособных элементов [7];
- определение количества связных подграфов для каждой комбинации (конституенты);
- вычисление вероятности существования конституент.

Если не принимать специальных мер, то объем трудозатрат будет пропорционален 2^n . Однако существуют определенные приемы, существенно снижающие трудоемкость метода за счет сокращения числа комбинаций, динамического изменения числа элементов, участвующих в переборе, и априорного определения значения числа связных подграфов [25].

Во-первых, целесообразно использовать свойство ребра находиться в безразличном состоянии при условии, что хотя бы одна из инцидентных вершин неработоспособна, и свойство подмножества непересекающихся простых цепей [26, 27]. Действительно, если какая-либо вершина как элемент графа не вошла в комбинацию из работоспособных элементов, то эта вершина, во-первых, неработоспособна, во-вторых, вся совокупность инцидентных ей ребер будет находиться в безразличном состоянии, до тех пор, пока будет находиться в неработоспособном состоянии, и, в-третьих, на все время такой ситуации число элементов графа динамически снижается на число этих инцидентных ребер [19, 28].

Библиографический список

1. Zuev K. M., Wu S. & Beck J. L. Network reliability problem and its efficient solution by Subset Simulation // Probabilistic Engineering Mechanics 40. P. 25–35.
2. Mussel C., Hopfensitz M., Kestler H. A. Boolnet package vignette. 2015.
3. Teruggia R. Reliability Analysis of Probabilistic Networks, PhD Thesis, Univ. of Turin, School of Doctorate in Science and High Technology, January 2010.
4. Дудник Б. Я., Овчаренко В. Ф. Надежность и живучесть систем связи / Под ред. Б. Я. Дудинка // М.: Радио и связь. 1984. 216 с.
5. ГОСТ Р 53111–2008. Устойчивость функционирования сети связи общего пользования. Требования и методы проверки. // М.: Стандартинформ. 2009. 16 с.
6. Обоскалов В. П. Структурная надежность электроэнергетических систем: учеб. пособие // Екатеринбург: УрФУ. 2012. 194 с.
7. Батенков К. А. Числовые характеристики структур сетей связи // Труды СПИИРАН. 2017. № 4 (53). С. 5–28.
8. Филин Б. П. Методы анализа структурной надежности сетей связи // Москва : Радио и связь, 1988. – 208 с.
9. Батенков К. А. Общие подходы к анализу и синтезу структур сетей связи // Современные проблемы телекоммуникаций: Материалы Российской научно-технической конференции. 2017. С. 19–23.
10. Половко А. М., Гуров С. В. Основы теории надежности // Санкт-Петербург : БХВ-Петербург, 2006. – 704 с.
11. Nozaki T., Nakano T., Wadayama T. Analysis of Breakdown Probability of Wireless Sensor Networks with Unreliable Relay Nodes // 2017 IEEE Int. Symp. Inf. Theory, Aachen, Germany. 2017. pp. 481–485.
12. Takabe S., Nakano T., Wadayama T. Fault Tolerance of Random Graphs with respect to Connectivity: Phase Transition in Logarithmic Average Degree // arXiv:1712.07807, 2017.
13. Zhao J., Yagan O., Gligor V. On the Strengths of Connectivity and Robustness in General Random Intersection Graphs // 53rd IEEE Conf. Decision and Control, Dec. 2014. pp. 3661–3668.
14. Yagan O. Makowski A. M. Zero-one Laws for Connectivity in Random Key Graphs // IEEE Trans. Inf. Theory, May 2012. Vol. 58. No. 5. pp. 2983–2999.
15. Батенков К. А. К вопросу оценки надежности двухполюсных и многополюсных сетей связи // Современные проблемы радиоэлектроники: сб. науч. тр. Красноярск: Сиб. федер. ун-т. 2017. С. 604–608.
16. Zhao J., Yagan O., Gligor V. Connectivity in Secure Wireless Sensor Networks under Transmission Constraints // Allerton Conf. on Communication, Control, and Computing, 2014.
17. Nuñez A., Lacasa L., Valero E., Gómez J. P., Luque B. Detecting series periodicity with horizontal visibility graphs // Int. J. Bifurc. Chaos, 2012. No 22.
18. Zhang H. C., Xu D. L., Lu C., Qi E. R., Tian C., Wu Y. S. Connection effect on amplitude death stability of multi-module floating airport // Ocean Eng., 2017. pp. 46–56.
19. Батенков К. А. Устойчивость сетей связи. Орел: Академия ФСО России, 2017. 277 с.
20. Brown J. I., Tufts J. On the roots of domination polynomials // Graphs Combin., 2014. No 30. pp. 527–547.
21. Cox D. On network reliability // Ph.D. thesis. Dalhousie University, Halifax, Nova Scotia, 2013.
22. Батенков К. А. Об анализе живучести сетей связи на основе вероятностного подхода // Неделя науки СПбПУ: материалы научной конференции с международным участием. Институт физики, нанотехнологий и телекоммуникаций. СПб.: Изд-во Политехн. ун-та. 2016. С. 6–8.
23. Huh J. H-vectors of matroids and logarithmic concavity // Adv. Math., 2015. No 270. pp. 49–59.
24. Harris D. G., Srinivasan A. Improved bounds and algorithms for graph cuts and network reliability // Proceedings of the 25th Annual ACM-SIAM Symposium on Discrete Algorithms, ACM-SIAM. ACM Press, Jan. 2014.
25. Karger D. R. A fast and simple unbiased estimator for network (un)reliability // Proceedings of the 48th annual IEEE Symposium on Foundations of Computer Science, Oct. 2016. pp. 635–644.
26. Батенков К. А. Особенности оценки качества функционирования сетей связи // Ресурсоэффективные системы в управлении и контроле: взгляд в будущее : сборник научных трудов V Международной конференции школьников, студентов, аспирантов, молодых ученых. В 3 томах. Том 1 / Томский политехнический университет. Томск : Изд-во Томского политехнического университета, 2016. С. 30–31.
27. Mishra K., Trivedi K., Some R. Uncertainty Analysis of the Remote Exploration and Experimentation System // Journal of Spacecraft and Rockets, 2012.
28. Ghosh R., Longo F., Frattini F., Russo S., Trivedi K. Scalable Analytics for IaaS Cloud Availability // IEEE Trans. On Cloud Computing, Mar 2014.

УДК 621.395; ГРНТИ 49.03.05

ПРИМЕНЕНИЕ АЛГОРИТМА PESQ ДЛЯ ОЦЕНИВАНИЯ КАЧЕСТВА ВОСПРИЯТИЯ РЕЧЕВОЙ ИНФОРМАЦИИ, ПЕРЕДАВАЕМОЙ ПО СЕТЯМ СВЯЗИ СПЕЦИАЛЬНОГО НАЗНАЧЕНИЯ

М.В. Илюшин

*Академия федеральной службы охраны Российской Федерации,
Российская Федерация, Орел, mike.ilushin@gmail.com*

Аннотация. В работе представлены варианты применения объективного алгоритма PESQ для оценивания качества восприятия речевой информации при ее передаче по разнородным сетям связи специального назначения. Полученные результаты подтверждают перспективность использования интрузивных методов на основе психоакустической модели в задаче получения объективных оценок качества звучания воспринимаемой речи.

Ключевые слова: качество восприятия речи, PESQ, сеть связи специального назначения.

APPLICATION OF THE PESQ ALGORITHM FOR EVALUATING OF PERCEPTION QUALITY OF SPEECH INFORMATION TRANSFERRED BY SPECIAL NETWORK COMMUNICATION

M.V. Ilyushin

*Academy of the Federal Security Service of the Russian Federation,
Russian Federation, Orel, mike.ilushin@gmail.com*

The summary. In work presents the options for applying the objective PESQ algorithm to assess the perception quality of speech information when it is transmitted over heterogeneous special-purpose communication networks. The obtained results confirm the prospects for using obsessive methods based on the psychoacoustic model in the tasks of obtaining objective assessments of the quality of perceived speech sound.

Keywords: speech perception quality, PESQ, special purpose communication network.

На сегодняшний день стремительный рост объемов передаваемых данных привел к резкому увеличению доли высокоскоростных транспортных сетей, строящихся с применением *IP*-технологий. *IP*-телефония становится привычной и не менее традиционной услугой, чем телефония с коммутацией каналов. Для перехода на сеть с применением *IP*-технологии как правило используют концепцию сетей следующего поколения NGN, при которой применяются сетевые элементы, представляющие собой отдельные устройства или произвольные комбинации в интегрированном устройстве.

Сети связи специального назначения (СССН) [1] так же не стоят на месте. Их специфика предполагает преимущественное использование речевого трафика, а развитие направлено на внедрение современных цифровых систем коммутации. Одной из главных задач развития СССР является сокращение расходов на аренду каналов связи, за счет внедрения на сети межстанционных *IP*-шлюзов, обеспечивающих возможность соединения цифровых систем коммутации по сетям с коммутацией пакетов (КП).

В этих условиях просматривается направление дальнейшего совершенствования СССР путем перехода к программной реализации функций цифровой АТС, которую можно расположить на выделенном (так называемом "офисном") сервере. Учитывая специфику построения и функционирования СССР, определенно, перспективные сети будут относиться к классу гибридных, построенных с помощью различного терминального и коммутационного оборудования и на базе разных технологий.

Опыт деятельности сотрудников практических подразделений, эксплуатирующих терминальное и коммутационное оборудование, позволил выявить противоречие между требованиями абонентов к контролю уровня качества восприятия речевой информации и невозможностью существующих методик проведения регламентных работ это требование выполнить. Так как в настоящее время при производстве всех видов технического обслуживания, включая пуско-наладочные работы, для окончательных устройств в основном если выполняются,

то внешний осмотр, проверка работоспособности и измерение уровня отдачи микрофона; для систем коммутации – контрольные вызовы и проверка работоспособности дополнительных видов обслуживания. В итоге контроль качества передачи речи оценивается в результате однократного соединения и субъективно на слух.

В ситуации прогнозируемого роста объема речевого трафика в гибридных СССН такое положение выводит проблему обеспечения и контроля качества передачи речевого сигнала по сети на первый план.

В соответствии с руководящими документами в области оценивания качества услуг в современных сетях связи общего пользования [2] показателем качества передачи речи является средняя балльная оценка. Последняя получается либо с помощью прибора, реализующего алгоритм определения средней абонентской оценки в соответствии с международными рекомендациями, при объективном методе оценивания либо по результатам статистических испытаний при субъективном методе.

Многим известно, что субъективно-статистические методы дают наиболее точную оценку. Методики основаны на привлечении экспертов, которые на основе своих слуховых ощущений производят оценку о качестве восстановленной речи. Наиболее часто используемой мерой оценки качества восприятия является оценка по 5-балльной шкале MOS (Mean Opinion Score – средняя экспертная оценка). Однако данные методы являются наиболее трудоемкими и дорогостоящими, поэтому исключается возможность автоматизации процесса.

Объективные методы менее трудоемкие по сравнению с субъективно-статистическими, так как реализуются при помощи технических средств. Это обеспечивает высокую повторяемость результатов, но не в полной мере учитываются особенности восприятия восстановленной речи аудиторной системой человека. Оценка меры искажения речевого сигнала может проводиться во временной и частотной областях, с помощью методов психоакустического анализа и комбинированных методик [3].

Несмотря на субъективный характер экспертной оценки по 5-балльной шкале MOS, она позволяет сразу понять, насколько удовлетворен конечный пользователь услугой передачи речевых сообщений. Рассмотрению терминологии, необходимой для использования в отношении качества речи на основе средней оценки MOS посвящена рекомендация МСЭ-Т Р.800.1 (в редакциях 2006 и 2016 гг.). В соответствии с этими документами оценка MOS может быть получена в результате субъективных (subjective) тестов, на выходе объективных (objective) моделей или моделей планирования сети (estimated). Причем оценка MOS связывается с ситуациями "только слушание" (LQ – listening quality – качество при слушании), "разговор" (CQ – conversational quality – качество при разговоре) или "только говорение" (TQ – talking quality – качество при разговоре) [4].

В задачах планирования и мониторинга сетей связи часто используется расчет коэффициента оценки качества передачи (*R*-фактор) в соответствии с Е-моделью, описанной в рекомендации МСЭ-Т G.107 [5]. В этом же документе приведено аналитическое выражение зависимости между значениями *R*-фактора («коэффициентом рейтинга») и значениями оценок MOS для сценария "разговор". Значения *R*-фактора могут изменяться в диапазоне от 0 до 100, где последнее значение соответствует максимально достижимому уровню качества восприятия речевой информации.

Согласно [4] объективные показатели при оценивании качества передачи речевой информации получаются:

MOS-LQO в результате испытаний, выполненных по моделям PESQ (узкополосный Р.862.1 или широкополосный Р.862.2 варианты) и POLQA (Р.863). Данные модели получили название интрузивные, т.е. активные, так как в них происходит сравнение двух речевых сигналов эталонного и искаженного при передаче по сети связи;

MOS-CQO в результате испытаний, выполненных в соответствии с рекомендациями МСЭ-Т Р.562 и Р.563. Данные модели получили название неинтрузивные, т.е. пассивные, позволяют оценить качество речи без сравнения с эталонным сигналом.

Методы формирования оценок MOS-TQO в настоящий момент разрабатываются и еще не стандартизованы.

Активное распространение для определения качества речевой связи в телефонных системах получил объективный алгоритм PESQ (Perceptual evaluation of speech quality – оценка воспринимаемого качества передачи речи), который прогнозирует результаты субъективной оценки качества телефонной связи слушателями-экспертами. Результатом сравнения входного и выходного сигналов является оценка качества связи PESQ MOS или MOS-LQO, которая аналогична усредненной субъективной оценке MOS. Высшая оценка означает, что алгоритм не выявил никаких искажений.

Алгоритм PESQ показывает сравнительно высокие коэффициенты корреляции с оценками субъективных англоязычных тестов, его возможно использовать как для определения качества сквозной передачи речи, так и для оценки влияния на качество связи отдельных элементов сетевого оборудования, включая речевые кодеки [6, 7].

В настоящее время исходный код алгоритма PESQ размещен в свободном доступе на электронном ресурсе МСЭ и реализован в виде отдельной фазы измерений в анализаторе систем связи AnCom TDA-9. Для проведения эксперимента были собраны тестовые стенды, представленные на рисунке 1.

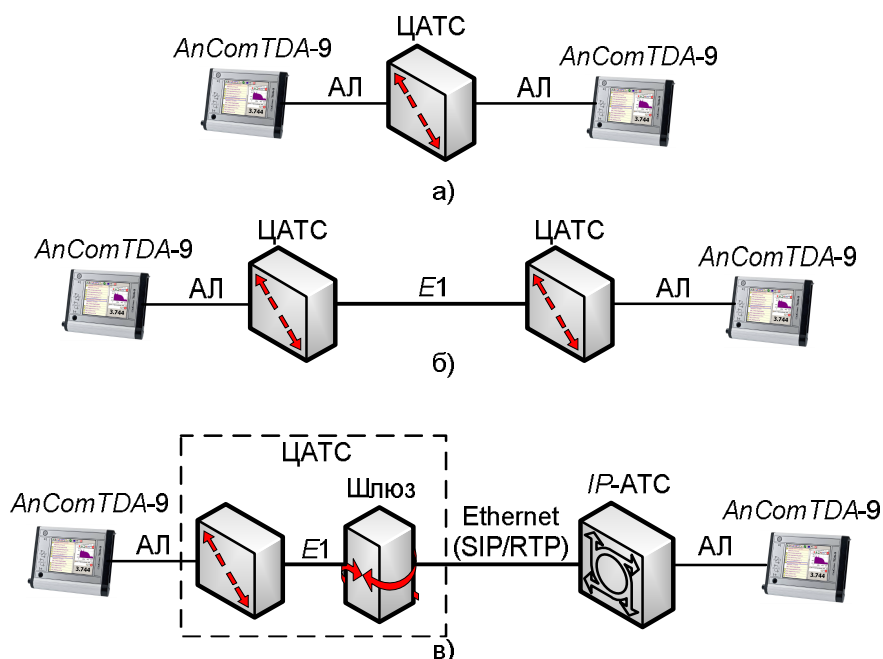


Рис. 1. Схемы тестовых стендов: а) внутреннее соединение; б) исходящее соединение (цифровая соединительная линия типа E1); в) исходящее соединение (гибридная сеть – КК/КП)

В испытаниях (рис. 1) с помощью AnCom TDA-9 измерялся класс качества сети с основными для этого режима функционирования анализатора измерительными фазами. Основные результаты экспериментов сведены в таблицу 1.

Результаты измерений (табл. 1) подтверждают способность анализатора производить комплексную оценку качества услуг телефонной связи, в том числе качества передачи речи и сигнальной информации, а также физических параметров измеряемых каналов связи. Применение в гибридной сети участка с КП привело к ухудшению значений отдельных измеряе-

мых параметров, а в случае показателей под номерами 1 и 6 таблицы 1 – выходу из пределов нормы. Значения качества передачи речи в гибридной сети снизились в среднем на 0,5 балла по шкале MOS по сравнению с аналогичными измерениями в традиционных сетях.

Таблица 1. Значения измеряемых параметров экспериментов (рис. 1)

№ п/п	Наименование параметра, единица измерения	Значения измеряемых параметров / результат сравнения с нормой		
		Сценарий а)	Сценарий б)	Сценарий в)
1	Уровень сигналов "Ответ станции", "Контроль посылки вызова", дБм	-7,59/норма -7,45/норма	-7,61/норма -7,44/норма	-17,38/не норма -17,35/не норма
2	Частота сигналов "Ответ станции", "Контроль посылки вызова", Гц	424,93/норма 424,93/норма	424,92/норма 424,93/норма	424,96/норма 425,09/норма
3	Задержка сигналов "Ответ станции", "Контроль посылки вызова", с	0,05/норма 0,16/норма	0,17/норма 0,17/норма	0,16/норма 0,15/норма
4	Затухание уровня сигнала, дБ	8,09/норма	8,44/норма	8,14/норма
5	Соотношение уровней сигнала и шума, дБ	39,6/норма	37,81/норма	33,62/норма
6	Уровень шума в полосе 0,3–3,4 кГц, дБм	-70,45/норма	-69,85/норма	-58,52/не норма
7	Задержка эхо, мс	3,13/норма	5/норма	5,18/норма
8	Затухание эхо, дБ	43,3/норма	34,55/норма	48,75/норма
9	Джиттер задержки, мс	0/норма	0/норма	0/норма
10	Доля потерянных/искаженных фреймов, ед.	0/0/норма	0/0/норма	0/0/норма
11	Оценка качества прослушивания (PESQ-MOS, P.862), балл	4,21/норма	4,21/норма	3,71/норма
12	Средняя экспертная оценка (MOS-LQO, P.862.1), балл	4,34/норма	4,34/норма	3,83/норма

К основным показателям качества речи, отражающим главные требования абонентов, относятся отсутствие помех, громкость, естественность звучания, уровень разборчивости, узнаваемость говорящего. В связи с непрерывным ростом требований абонентов к качеству восстановленной речи с точки зрения возможности передачи системами телефонии не только смысловой, но и эстетической информации, оценка качества, произведенная по любому отдельно взятому показателю, является приближенной и не учитывает абонентскую оценку.

Поэтому для обоснования широкого использования алгоритма PESQ планируется провести оценку качества восприятия речи, переданной по различным каналам связи с применением аппаратуры каналообразования, а также при различных настройках абонентских и сетевых модулей цифровых систем коммутации. Сравнение результатов объективных оценок с соответствующими результатами субъективно-статистических экспертиз позволит судить о точности оценок алгоритма PESQ.

Библиографический список

1. О связи [Электронный ресурс] : федер. закон от 07.07.2003 № 126-ФЗ // Справочно-правовая система "КонсультантПлюс". – Электр. поисковая программа. – Последнее обновление 03.08.2018. – В ред. федер. закона от 23.12.2003 № 186-ФЗ. – Ст. 16.
2. Правила применения комбинированных станций, использующих технологию коммутации пакетов информации [Электронный ресурс] : приказ МинИнформСвязи России от 24.04.2008 № 47. Часть VI. Правила применения комбинированных станций, использующих технологию коммутации пакетов информации // Справочно-правовая система "КонсультантПлюс". – Электр. поисковая программа. – В ред. федер. закона от 23.04.2013. – Ст. 12.
3. Качество передачи речи и его оценка : учеб. пособие / М. В. Илюшин, В. Т. Дмитриев, О. О. Басов, В. А. Тарусов ; под общ. ред. С. Н. Кириллова. – Орел : Академия ФСО России, 2015. – 103 с.
4. ITU-T Recommendation P.800.1. Mean opinion score (MOS) terminology / Telecommunication Standardization Sector of ITU. – Geneva, 2016. – 18 p.

5. Рекомендация МСЭ-Т G.107. Е-модель – вычислительная модель, используемая при планировании передачи / Сектор стандартизации электросвязи МСЭ. – Утв. 2005-03-1 12-й Исследовательской комиссией МСЭ-Т. – Женева, 2005. – 28 с.

6. PESQ: An Introduction: [Электронный ресурс]. – [сайт]. – Режим доступа: <http://www.psytechnics.com> – Дата обращения: 12.12.2018.

7. Полторак, В. П. Оценка качества передачи речи в IP-телефонии / В. П. Полторак, О. М. Моргаль, Ю. А. Заика // Молодой ученый. – 2014. – № 4 (63). – С. 121–123.

УДК 621.391; ГРНТИ 47.47

ИССЛЕДОВАНИЕ АЛГОРИТМА ПОСЛОЙНОГО ДЕКОДИРОВАНИЯ ДЛЯ КВАЗИЦИКЛИЧЕСКИХ LDPC КОДОВ

А.Ю. Киселев, В.Н. Ланцов

*Владимирский государственный университет имени
Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых,
Российская Федерация, Владимир, aikmeister425@yandex.ru*

Аннотация. В статье предлагается алгоритм послойного декодирования для квазициклических кодов с малой плотностью проверки на четность (QC-LDPC), проведено исследование эффективности исправления ошибок в сравнении с алгоритмом распространения доверия (sum-product). Результат исследования показал, что для достижения предлагаемым к рассмотрению алгоритмом результатов аналогичных алгоритму sum-product требуется меньшее количество итераций.

Ключевые слова: помехоустойчивое кодирование, алгоритм послойного декодирования, ПЛИС, прямая коррекция ошибок, LDPC.

LAYERED DECODING ALGORITHM INVESTIGATION FOR QUASI-CYCLIC LDPC CODES

A.I. Kiselev, V.N. Lantsov

*Vladimir State University named after Alexander Grigorievich
and Nikolai Grigorievich Stoletov,
Russia, Vladimir, aikmeister425@yandex.ru*

Abstract. The article proposes a layered decoding algorithm for quasi-cyclic low-density parity-check codes (QC-LDPC); error correction performance was investigated with belief propagation (sum-product) algorithm comparison. The result of the investigation showed that – to achieve the results proposed by the algorithm similar to the sum-product algorithm fewer number of iterations are required.

Keywords: anti-interference codes, layered decoding algorithm, FPGA, forward error correction, LDPC.

В настоящее время турбокоды распространены в большинстве современных сотовых устройствах, так как они являются основной схемой кодирования в сетях третьего и четвертого поколения (3G и 4G). Но, в обозримом будущем, в сетях нового поколения 5G New Radio (NR), согласно консорциуму 3GPP [1], в качестве помехоустойчивого кода будут использоваться коды с малой плотностью проверки на четность (LDPC). Этот переход инициирован главным образом из-за высоких требований к пропускной способности 5G NR. Коды LDPC уже широко используются в других стандартах, таких как 802.11n/ac/ax, DVB-S2/T2/C2, 802.15.3c и 802.16e и др.

Для декодирования LDPC кодов используется класс алгоритмов, называемый алгоритмом двунаправленной передачи сообщений. Классический алгоритм декодирования – алгоритм распространения доверия [2], однако такой алгоритм сложен в аппаратной реализации, так как содержит в себе сложные математические операции, поэтому в аппаратуре используется упрощенный вариант – алгоритм min-sum (MS) [2], а также различные варианты его адаптации под конкретные задачи.

В данной работе предлагается к рассмотрению алгоритм послойного декодирования с мягкими решениями для нерегулярных квазициклических LDPC кодов. Алгоритм рассчитан на применение в программируемых логических интегральных схемах (ПЛИС). Архитектура может быть применима к различным вариантам конфигураций LDPC кодов, в данном случае в качестве примера используется код стандарта 802.16e.

QC-LDPC код определяет базовая матрица B , состоящая из набора целых значений $b_{i,j} \geq -1$ размером $R \times C$ элементов, где R – количество строк, C – столбцов. Базовая матрица стандарта 802.16e представлена на рисунке 1.

		C																									
		0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23		
R	0	-1	94	73	-1	-1	-1	-1	-1	55	83	-1	-1	7	0	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	
	1	-1	27	-1	-1	-1	22	79	9	-1	-1	-1	12	-1	0	0	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	
	2	-1	-1	-1	24	22	81	-1	33	-1	-1	-1	0	-1	-1	0	0	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	
	3	61	-1	47	-1	-1	-1	-1	-1	65	25	-1	-1	-1	-1	-1	0	0	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	
	4	-1	-1	39	-1	-1	-1	84	-1	-1	41	72	-1	-1	-1	-1	-1	0	0	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	
	5	-1	-1	-1	-1	46	40	-1	82	-1	-1	-1	79	0	-1	-1	-1	-1	0	0	-1	-1	-1	-1	-1	-1	
	6	-1	-1	95	53	-1	-1	-1	-1	-1	14	18	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	0	0	-1	-1	-1	-1	-1	
	7	-1	11	73	-1	-1	-1	2	-1	-1	47	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	0	0	-1	-1	-1	-1	
	8	12	-1	-1	-1	83	24	-1	43	-1	-1	-1	51	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	0	0	-1	-1	-1	
	9	-1	-1	-1	-1	-1	94	-1	59	-1	-1	70	72	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	0	0	-1	-1	
	10	-1	-1	7	65	-1	-1	-1	-1	39	49	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	0	0	
	11	43	-1	-1	-1	-1	66	-1	41	-1	-1	-1	26	7	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	0	

Рис. 1. Базовая матрица QC-LDPC кода для стандарта 802.16e

Из базовой матрицы можно получить проверочную матрицу H расширением блоков $b_{i,j}$ на значение фактора расширения Z (для кода 802.16e фактор равен 96), при этом каждый отрицательный элемент заменяется квадратной матрицей порядка Z , заполненной нулями, каждый неотрицательный это матрица циркулянт, получаемый правым сдвигом единичной матрицы на $b_{i,j}$ позиций. Таким образом, проверочная матрица – это бинарная матрица, состоящая из $M=Z \times R$ строк и $N=Z \times C$ столбцов. На рисунке 2 представлена проверочная матрица H , построенная по базовой матрице, представленной на рисунке 1.

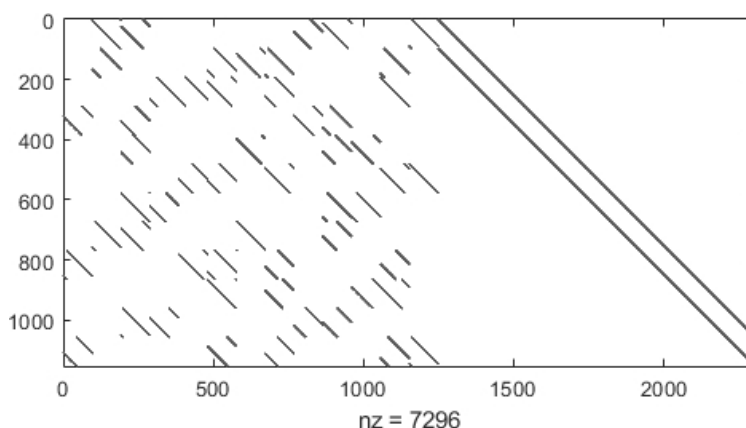


Рис. 2. Визуализация бинарной проверочной матрицы кода 802.16e

Введем обозначения, которые будут использоваться в дальнейшем для описания алгоритма. Слоем декодирования L_r называют параметр, который определяется как набор из Z последовательных рядов проверочной матрицы H , соответствующий строке r базовой матрицы B . Также определим $K(m)$ как набор столбцов матрицы H с ненулевыми входами на строке m , для любых $m = 1, \dots, M$. Пусть $(x_1, \dots, x_N)$ обозначает передаваемое через канал кодовое

слово, а $(y_1, \dots, y_N)$ – полученное слово, эти, а также следующие обозначения будут использоваться в статье:

$\gamma_n = \log(\Pr(x_n = 0 | y_n) / \Pr(x_n = 1 | y_n))$ – значение логарифмического отношения правдоподобия (log-likelihoodratio, LLR) x_n в соответствии с полученным значением y_n ;
 $\tilde{\gamma}_n$ – апостериорная вероятность (aposteriori, AP) LLR узла переменных n ;
 $\alpha_{m,n}$ – сообщения от блоков узлов переменных n (variable-nodeunit, VNU) блокам узлов проверки m (check-nodeunit, CNU);
 $\beta_{m,n}$ – сообщения от CNU к VNU.

В соответствии с введенными обозначениями на рисунке 3 продемонстрирован псевдокод алгоритма послойного min-sum декодирования [3, 4].

Алгоритм 1: Min-Sum послойное декодирование

Вход: $\gamma_1, \dots, \gamma_N$
Выход: $\hat{x}_1, \dots, \hat{x}_N$
[Инициализация]
 для всех $n = 1, \dots, N$ выполнять $\tilde{\gamma}_n = \gamma_n$;
 для всех $m = 1, \dots, M$ и $n \in K(m)$ выполнять $\beta_{m,n} = 0$;
[Итерации декодирования]
 для всех $iter = 1, \dots, iter_max$ выполнять //Итерационный цикл
 для всех $r = 1, \dots, R$ выполнять //Цикл по слоям
 для всех $m \in L_r$ и $n \in K(m)$ выполнять //VNU
 $\alpha_{m,n} = \tilde{\gamma}_n - \beta_{m,n}$;
 для всех $m \in L_r$ и $n \in K(m)$ выполнять //CNU
 $\beta_{m,n} = \prod_{n' \in H(m) \setminus n} \text{sign}(\alpha_{m,n'}) \cdot \min_{n' \in H(m) \setminus n} (|\alpha_{m,n'}|)$;
 для всех $m \in L_r$ и $n \in K(m)$ выполнять //AP-LLR
 $\tilde{\gamma}_n = \alpha_{m,n} + \beta_{m,n}$;
 конец цикла
 для всех $n = 1, \dots, N$ выполнять //Жесткие решения
 $\hat{x}_n = \text{sign}(\tilde{\gamma}_n)$;
 если $H \cdot \hat{x}^T = 0$ тогда //Проверка синдрома
 выход из итерационного цикла
 конец цикла

Рис. 3. Алгоритм послойного декодирования

В качестве объекта исследования используется код стандарта 802.16e. Размер бинарной матрицы LDPC кода составляет 1152×2304 , то есть размер кодового слова составляет 2304, а количество информационных символов – 1152, скорость кода равна 1/2. Кодированный сигнал модулируется с помощью квадратурной амплитудной модуляции 64-QAM, модулированный сигнал передается по каналу с белым гауссовым шумом, декодируется, разрядность принимаемых метрик равна f . В качестве входа для исследования эффективности исправления ошибок кода и алгоритма используется набор из 5000 кодовых слов, количество итераций для декодирования варьируется от 1 до 6 и один эксперимент с количеством итераций равным 20. Отношение сигнал шум варьируется в пределах от 11 до 16 дБ. Разрядность входных метрик f составляет 5 бит, остальные разрядности не ограничены. Полученный результат сравнивается с алгоритмом prod-sum (рисунок 4).

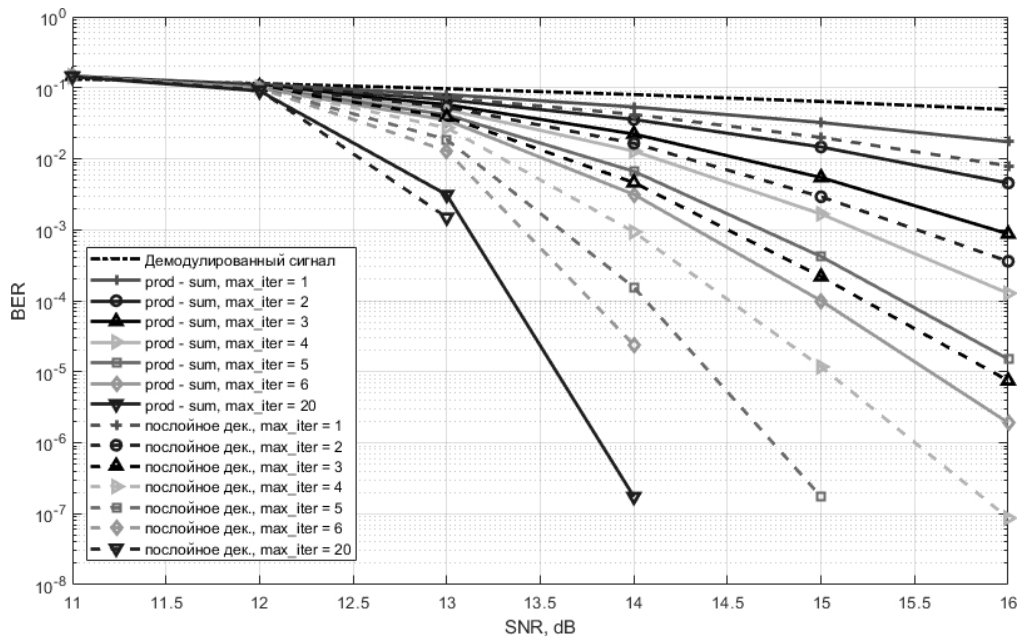


Рис. 4. Кривые помехоустойчивости алгоритмов послыйного декодирования и алгоритма sum-product, при различном максимуме итераций

Результат моделирования показывает, что алгоритму послыйного декодирования необходимо меньшее количество итераций для достижения аналогичного уровня коэффициента битовых ошибок (BER) в сравнении с алгоритмом sum-product. Такой результат достигается благодаря тому, что в алгоритме послыйного декодирования обновление сообщений $\hat{y}$ происходит после обработки каждого слоя, соответственно информация, полученная при обработке слоя, участвует при обработке следующих слоев, в то время как в алгоритме sum-product обновление информации происходит только по окончании расчета итерации. В соответствии с этим можно предположить следующее – чем больше неотрицательных блоков в столбце матрицы B , тем выше вероятность декодирования для соответствующего блока кодового слова. Так как в алгоритме отсутствуют сложные математические операции, то такой алгоритм рекомендуется к аппаратной реализации в ПЛИС.

Библиографический список

1. 3GPP TS 38.212 V15.3.0. 3rd Generation Partnership Project; Technical Specification Group Radio Access Network; NR; Multiplexing and channel coding (Release 15).
2. Johnson S. J. Introducing low-density parity-check codes. – University of Newcastle, Australia, 2010. – 83 p.
3. Nguyen-Ly T. T. et al. Flexible, Cost-Efficient, High-Throughput Architecture for Layered LDPC Decoders with Fully-Parallel Processing Units // Digital System Design (DSD), 2016 Euromicro Conference on. – IEEE, 2016. – P. 230-237.
4. Киселев А.Ю. Исследование влияния внутренней разрядности LDPC декодера с мягкими решениями на вероятность исправления ошибок // Международная научно-техническая конференция “Перспективные технологии в средствах передачи информации – ПТСПИ-2017”. Сборник трудов. Суздаль, 2017. Т. 1. С. 198-200.

УДК 621.391; ГРНТИ 49.03.03

ВЫЧИСЛЕНИЕ ЛИНЕЙНЫХ СПЕКТРАЛЬНЫХ ЧАСТОТ НА ОДНОРОДНЫХ УЧАСТКАХ РЕЧЕВОГО СИГНАЛА

А.А. Афанасьев, Р.С. Власов

Академия ФСО России,

Российская Федерация, Орел, fromnet@yandex.ru

Аннотация. В работе рассматриваются вопросы оценки линейных спектральных частот при их расчете на однородных участках речевого сигнала (РС). Приводятся основные особенно-сти предлагаемого подхода, его достоинства, указывается на возможность применения такого технического решения при обработке РС в системах инфокоммуникаций.

Ключевые слова: речевой сигнал, линейное предсказание, линейные спектральные частоты.

THE LINEAR SPECTRAL FREQUENCIES COMPUTATION ON HOMOGENEOUS SECTIONS OF SPEECH SIGNAL

A.A. Afanasjev, R.S. Vlasov

Academy FGS of Russia,

The Russian Federation, Orel, fromnet@yandex.ru

The summary. The paper deals with the estimation of linear spectral frequencies in calculating homogeneous sections of speech signal. The principal features of the proposed approach, its advantages are given and the possibility of such technical solutions application in speech signal processing in the info communications systems is pointed out.

Keywords: speech signal, linear prediction, linear spectral frequencies.

Современное построение цифровой магистральной транспортной сети, позволяет качественно и без потерь передавать речевой сигнал (РС) практически на любой скорости. Слабым местом такого построения, с точки зрения качественной обработки РС, являются различные линии привязки, ограничивающие пропускную способность каналов связи. К основным значениям скоростей, используемым в системах связи при низкоскоростном кодировании РС, относят диапазон 1,2–9,6 кбит/с.

В настоящее время практически во всей аппаратуре абонентского речевого кодирования, используемой в системах связи на низких скоростях передачи, в качестве основного способа кодирования/декодирования РС применяется метод линейного предсказания (ЛП), что объясняется значительным качественным превосходством аналого-цифрового преобразования речи на основе метода ЛП над другими методами в диапазоне скоростей кодирования менее 16 кбит/с [1]. К его отличительным особенностям, используемым при кодировании РС, следует отнести высокую степень согласованности анализа речи на основе метода ЛП с природой РС, что выражается в локально-стационарном характере модели речеобразования, используемой в вокодерах с ЛП. Данная модель достаточно хорошо соотносится с квазистационарным характером РС на временных интервалах, соответствующих режиму установившихся звуков. При этом происходит эффективное разделение передаточной функции голосового тракта и возбуждающего сигнала, что создает хорошие условия для сжатия РС с целью его качественного представления при низких скоростях кодирования. Рассчитываемые на основе последовательностей случайных величин (значении отсчётов) коэффициенты линейного предсказания (КЛП) a_m , характеризуют состояние линейной системы и сигнала возбуждения, позволяющие синтезатору восстановить исходный сигнал с требуемой степенью верности.

Исследования в предметной области речевого кодирования показали невозможность прямого интерполирования и квантования КЛП (a_m), так как это приводит к высокой вероятности получения неустойчивого фильтра синтеза модели предсказания [3, 4, 5]. Для описания передаточной функции наиболее предпочтительными являются параметры, предложенные Итакурой [4, 5] и названные линейными спектральными частотами (ЛСЧ) или линейными спектральными корнями [2,4]. Алгоритм определения ЛСЧ широко известен и описан в

[2]. Известные решения в области обработки РС используют фиксированные сегменты, на основании которых рассчитывают параметры состояния линейной системы и сигнала возбуждения, позволяющие синтезатору восстановить исходный сигнал с требуемой степенью верности, при этом входные отсчеты РС разделяются на сегменты фиксированной длины и для каждого из сегментов рассчитывают ЛСЧ.

Недостатками существующих подходов к определению ЛСЧ являются следующее:

1. Отсутствие адаптивного изменения границ анализируемого сегмента РС на участках одинаковой природы (однородности) образования присутствующих в речи, и использование свойств однородности при определении ЛСЧ [6].
2. Значительный вычислительный ресурс, затрачиваемый на определение ЛСЧ на однородных сегментах.

Исследованиями доказано, что ЛСЧ на сегменте анализа, границы которого адаптивно расширены вышеуказанным способом, не претерпевают значительных изменений. Данное свойство однородности может быть использовано для снижения вычислительного ресурса, затрачиваемого для определения параметров предсказания, а также количества бит выделяемых для их кодирования. Достаточно затратным с точки зрения количества вычислительных операций является процедура локализации нулей (определение интервалов, содержащих единственный нуль), составляющая основу численных методов, используемых при определении ЛСЧ. Не менее весомый вклад в вычислительную сложность вносит и сама процедура определения нулей функций на уже найденных интервалах локализации.

Анализ известной литературы показал, что большинство существующих графических подходов к определению интервалов содержащих единственный нуль функции используют в качестве отправной точки или значение искомого нуля функции на предыдущем кадре или значение предыдущего найденного нуля другой функции на текущем кадре.

Задача нахождения значений ЛСЧ сводится к определению нулей вспомогательных тригонометрических полиномиальных функций с заданной точностью на интервале $[0, \pi]$, для чего необходимо применять численные методы решения уравнений. Вспомогательные функции обладают одним общим свойством: если нули функции пронумеровать в направлении увеличения частоты, то с повышением ее порядкового номера на сегментах одинаковой природы образования функция изменяет знак с положительного на отрицательный при прохождении через нечетные нули; и с отрицательного на положительный – при прохождении через четные нули.

Иллюстрация данного свойства представлена на рисунке 1.

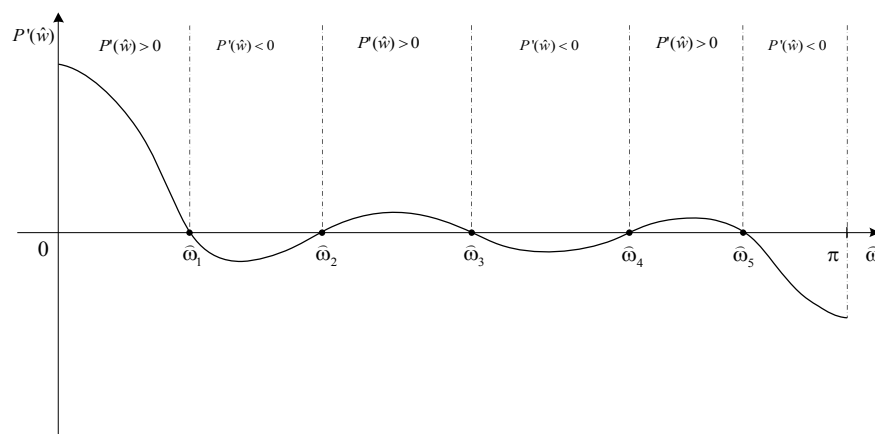


Рис.1. Поведение функции $P'(\hat{\omega})$ пятого порядка на интервалах между её нулями

Число контролируемых точек уменьшится, если знать, в каком направлении относительно выбранной опорной точки, соответствующей искомому ЛСК, необходимо двигаться для определения интервала локализации соответствующего нуля функции.

Вместе с тем, исследования показали, что на участках РС, границы которого расширены способом на основе последовательного статистического анализа, помимо межкадровой упорядоченности, имеет место незначительное изменение значений линейных спектральных частот по отношению к начальному в 20 мс. Иллюстрация результатов исследований приведена на рисунке 2.

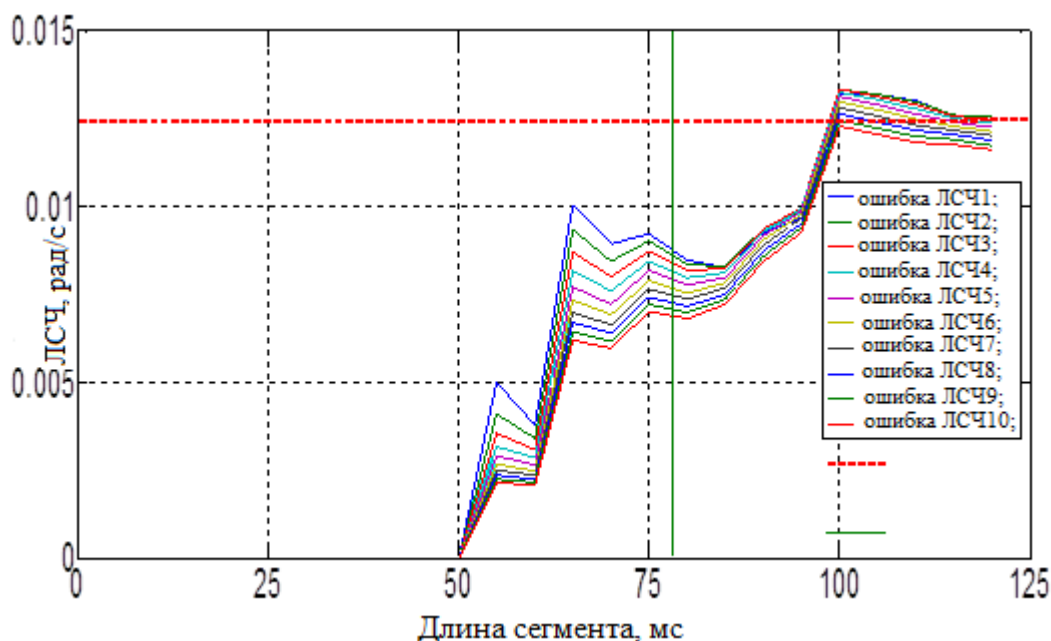


Рис. 2. Отклонения (ошибки) ЛСЧ на однородных сегментах по отношению к начальному

Данное отклонение от значений, вычисленных на начальных сегментах, не превышает величину шага квантования (красная пунктирная линия). Это свойство сохраняется на протяжении большего, чем максимально возможный размер анализируемого сегмента (80 мс, Рекомендации G.114 Международного союза электросвязи), что позволяет использовать вычисленные параметры на всём протяжении участка одинаковой природы образования. Таким образом, использование свойства межкадровой упорядоченности при локализации нулей, в сочетании с возможностью применения вычисленных на начальном сегменте параметров предсказания, позволяет существенно снизить как вычислительную сложность определения ЛСЧ, так и скорость кодирования РС в целом.

Библиографический список

1. Рихтер, С. Г. Кодирование и передача речи в цифровых системах подвижной радиосвязи / С. Г. Рихтер // Учебное пособие для вузов. — Москва: Горячая линия — Телеком, 2010. — 304 с.
2. Воробьев, В. И. Спектральные пары в линейном предсказании / В. И. Воробьев, В. Н. Иванов, Д. А. Улахович // Известия ВУЗов. Радиоэлектроника. 1991. — Т. 34. — № 12. — С. 32 — 37.
3. Иванов, В. Н. Вычисление линейных спектральных частот / В. Н. Иванов // Электросвязь. — 1997. — № 6. — С. 25—27.
4. Ланнэ, А. А. Передача информации о состоянии фильтра-предсказателя с помощью спектральных пар / А. А. Ланнэ, Д. А. Улахович // Радиоэлектроника и связь. 1991. — № 1. — С. 37 — 43.
5. Ланнэ, А. А. Новая теория линейных спектральных корней // Цифровая обработка сигналов и ее применение: труды 3-й Международной конференции: труды/А.А. Ланнэ // Москва, 2000. — С. 118 — 125.

6. Афанасьев, А.А. Выделение параметров модели речевого сигнала на сегментах одинаковой природы образования/А.А. Афанасьев, Б.Р. Иванов, М.В. Илюшин // Цифровая обработка сигналов и ее применение DSPA-2011: Материалы 13-й Международной конференции и выставки.– Т.1, Москва: РНТОРЭС, 2011. – С. 192-194.

УДК 004.7; ГРНТИ 49.27

РАЗРАБОТКА ЛАБОРАТОРНЫХ РАБОТ К КУРСУ «МНОГОКАНАЛЬНЫЕ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ»

С.О. Алексенко

*Рязанский государственный радиотехнический университет,
Российская Федерация, Рязань, seroga406@gmail.com*

Аннотация. В работе рассматриваются создание методических указаний к лабораторным работам по курсу «Многоканальные телекоммуникационные системы» для студентов третьего и четвертого курсов.

Ключевые слова: телекоммуникационные системы, локальные вычислительные сети, маршрутизация

DEVELOPMENT LABORATORY WORKS ON THE COURSE "MULTICHANNEL TELECOMMUNICATION SYSTEMS"

S.O. Aleksenko

*Ryazan State Radio Engineering University,
Russia, Ryazan, seroga406@gmail.com*

The summary. The paper discusses the creation of guidelines for laboratory work on the course "Multichannel telecommunication systems" for third and fourth year students.

Keywords: telecommunication systems, local networks, routing

Современное телекоммуникационное оборудование очень быстро развивается и совершенствуется. Многообразие различных устройств и способов их взаимодействия между собой с каждым днём увеличивается. Соответственно, для того, чтобы подготавливать квалифицированных специалистов, необходимо постоянно обновлять информационную базу для обучения студентов. По курсу «Многоканальные телекоммуникационные системы» нужно разработать ряд лабораторных работ по темам: «Освоение принципов настройки элементов локальной сети», «Изучение принципов статической маршрутизации» и «Изучение принципов динамической маршрутизации». Пройдя курс этих лабораторных работ, студенты будут осведомлены о современных технологиях и обучены основам работы с ними.

Освоение принципов настройки элементов локальной сети

Данная лабораторная работа выполняется в операционной системе Ubuntu, это одна из операционных систем, основанных на ядре Linux. Является одним из самых популярных дистрибутивов Linux. Распространяется бесплатно и регулярно обновляется. Ubuntu ориентирована на удобство и простоту использования [1].

В работе рассматривается построение локальной сети на основе технологии Virtual Local Area Network (VLAN). Такая компьютерная сеть представляет собой группу хостов с общим набором требований, которые взаимодействуют так, как если бы они были подключены к ширококвещательному домену, независимо от их физического местонахождения. VLAN имеет те же свойства, что и физическая локальная сеть, но позволяет конечным станциям группироваться вместе, даже если они не находятся в одной физической сети.

Отличие кадра, передаваемого с помощью VLAN, состоит в том, что в структуру кадра добавляется некий тег, который показывает принадлежность к VLAN. Описывает процедуру тегирования трафика стандарт IEEE 802.1Q.

Примеры использования VLAN:

1. Объединение в единую сеть компьютеров, подключенных к разным коммутаторам.
2. Разделение в разные подсети компьютеров, подключенных к одному коммутатору.
3. Разделение гостевой Wi-Fi сети и Wi-Fi сети предприятия.

Преимущества:

1. Облегчается задача редактирования сети, добавление новых сетевых устройств и изменение их соединений друг с другом.
2. Большая степень административного контроля вследствие наличия устройства, осуществляющего между сетями VLAN маршрутизацию.
3. Уменьшение использования полосы пропускания по сравнению с ширококестельным режимом.
4. Уменьшается использование ресурсов ЦП за счет того, что сокращается пересылка ширококестельных сообщений.
5. Предотвращение ширококестельных штормов и предотвращение петель [3].

Навыки настройки сети, основанной на технологии VLAN поможет студентам в их дальнейшей профессиональной деятельности. Так же в лабораторной работе должны быть изучены технологии FTP и SSH.

FTP (File Transfer Protocol) — это протокол, предназначенный для передачи файлов в компьютерных сетях. FTP позволяет подключаться к серверам этого протокола и просматривать содержимое каталогов, загружать файлы с сервера или на сервер [5].

SSH — защищенный протокол для удаленного доступа к компьютерам. Через SSH можно выполнять операции в командной строке компьютера, который физически находится в другом месте. Иными словами, SSH — это дистанционная командная строка. Вся информация передается в зашифрованном виде. Подобно тому, как некоторые сайты работают по HTTPS, шифруя информацию. В таком случае даже если всю информацию перехватывает злоумышленник, он не сможет расшифровать её [6].

Цель работы: освоение базовых принципов работы в ОС UBUNTU, изучение виртуальных локальных сетей, освоение базовых принципов настройки сетевых коммутаторов, изучение структуры кадра, передаваемого через VLAN и изучение настроек FTP-сервера.

Для лабораторной работы будет создано методическое указание с подробным описанием используемого оборудования, теоретическими сведениями и описанием каждого пункта выполнения работы.

На рисунке 1 показана структурная схема сети лаборатории. Из рисунка видно, что для работы потребуется 5 сетевых коммутаторов (СК) и 5 персональных компьютеров (ПК) с операционной системой Ubuntu. Один из компьютеров будет использоваться в качестве сервера. То есть, одновременно для выполнения работы будут доступны 4 рабочих места, поэтому рекомендуется разбить учебную группу на 4 бригады.

В начале выполнения работы студентам необходимо будет, используя приложение «Терминал» операционной системы Ubuntu, создать на одном из портов устройства порт VLAN и проверить его работоспособность. Далее студентам нужно создать порт VLAN на сервере используя приложения SSH.

Одной из важных целей лабораторной работы является обучение студентов базовой настройке сетевого оборудования. Для этого будет предложено настроить имеющийся сетевой коммутатор для пропускания тегированного трафика через WEB-интерфейс коммутатора.

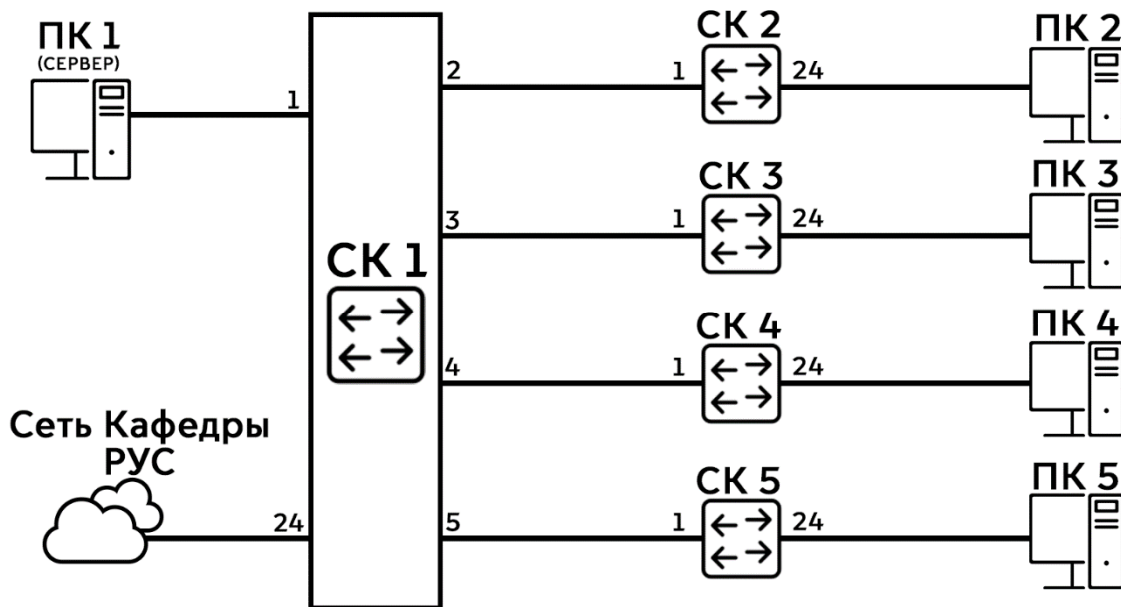


Рис. 1. Структурная схема сети

Ещё одной немаловажной задачей является изучение структуры кадра тегированного трафика. Для этого будет использоваться программа «Wireshark».

Также студенты выполняют настройку FTP-сервера с учетом требований, различных для каждого варианта. FTP-сервер будет реализован с помощью установленной заранее программы «vsftpd». Будут изучены такие настройки сервера, как:

1. Доступ анонимным пользователям;
2. Аутентификация локальных пользователей;
3. Разрешение пользователям загружать файлы;
4. Изменение пути файлового каталога.

По итогам лабораторной работы студенты должны будут оформить отчет, в котором указаны полученные при выполнении результаты и по ним будут сделаны выводы.

Изучение принципов статической и динамической маршрутизации

Популярный сейчас сетевой протокол IP является маршрутизируемым. Для передачи данных от устройства одной сети к устройству другой сети, используются различные маршруты и маршрутизаторы. В сетях достаточно большого масштаба требуется автономная прокладка маршрутов, чтобы избежать появления ошибок и потерь информации, для этого применяются разные протоколы маршрутизации.

Маршрутизация (routing) – это сложный процесс определения маршрута или пути передачи данных в сетях связи. Задача этого процесса состоит в определении последовательности транзитных узлов для передачи пакета или потока данных от источника до адресата. Выбор пути передачи маршрутизатор осуществляет благодаря таблице маршрутизации. Таблицы маршрутизации содержат информацию о тех сетях, которые подключены локально к маршрутизатору, и интерфейсах, через которые осуществляется подключение, а также сведения о путях, по которым маршрутизатор связывается с удаленными сетями.

В таблицу маршрутизации данные может занести:

1. Программное обеспечение стека протокола TCP/IP. Маршрутизация пакетов с особыми IP-адресами.

2. Записи с адресами сетей назначения, которые написаны вручную администратором сети или системным администратором. Такие записи называются статическими. Они имеют неограниченный срок жизни.
3. Различные протоколы маршрутизации, такие как RIP, OSPF, BGP. Такие записи являются динамическими, то есть имеют ограниченный срок жизни [7].

Цель работы: изучение принципов маршрутизации IP сетей на примере протоколов статической и динамической маршрутизации с использованием программы GNS 3; получение практических навыков по настройке маршрутизаторов.

Для лабораторной работы будет разработано методическое указание с описанием используемого программного обеспечения, теоретическими сведениями и описанием каждого пункта выполнения работы.

Благодаря данному курсу лабораторных работ, студенты будут осведомлены о современных технологиях, устройствах и программном обеспечении и основам работы с ними.

Библиографический список

1. <https://ru.wikipedia.org/wiki/Ubuntu>
2. https://doc.a-real.ru/docu/en:локальная_сеть
3. <http://xgu.ru/wiki/802.1Q>
4. <http://aleksandrija-official.ru/kak-organizovat-vlan-na-portu-routera.html>
5. <https://sonikelf.ru/ftp/>
6. <https://guides.hexlet.io/ssh/>
7. <https://www.intuit.ru/studies/courses/636/492/info>

УДК 621.396.67; ГРНТИ 47.45.29

АТТЕНЮАТОР СВЧ ВЫСОКОЙ МОЩНОСТИ

И.А. Игнатов

*Рязанский государственный радиотехнический университет,
Российская Федерация, Рязань, ignatoff995@mail.ru*

Аннотация. В работе представлен вариант разработки аттенюатора СВЧ на основе направленного ответвителя, а так же его 3D моделирование в CST Studio.

Ключевые слова: аттенюатор, направленный ответвитель, ослабление.

HIGH POWER ATTENUATOR

I.A. Ignatov

*Ryazan State Radio Engineering University,
Russia, Ryazan, ignatoff995@mail.ru*

The summary. The paper presents the development of a microwave attenuator based on a directional coupler, as well as its 3D modeling in CST Studio.

Keywords: attenuator, directional coupler, attenuation.

Аттенюатор СВЧ высокой мощности используется в составе автоматизированного стенда регламентных работ. Он требуется для настройки и проверки системы антенной автономной. Аттенюатор необходим для ослабления СВЧ сигнала приемопередающих усиливающих модулей, и последующим замером мощности или определения уровня огибающей при подключения через детектор на осциллографе.

В существующей конструкции аттенюатора, показанного на рисунке 1, в качестве функционального элемента обеспечивающего подавление сигнала используется импортная микросхема. Несмотря на то что поставка данного ЭРИ возможна, но существуют опреде-

ленные трудности в ее реализации, поэтому было принято решение о разработке аналогичного аттенюатора на отечественной элементной базе.

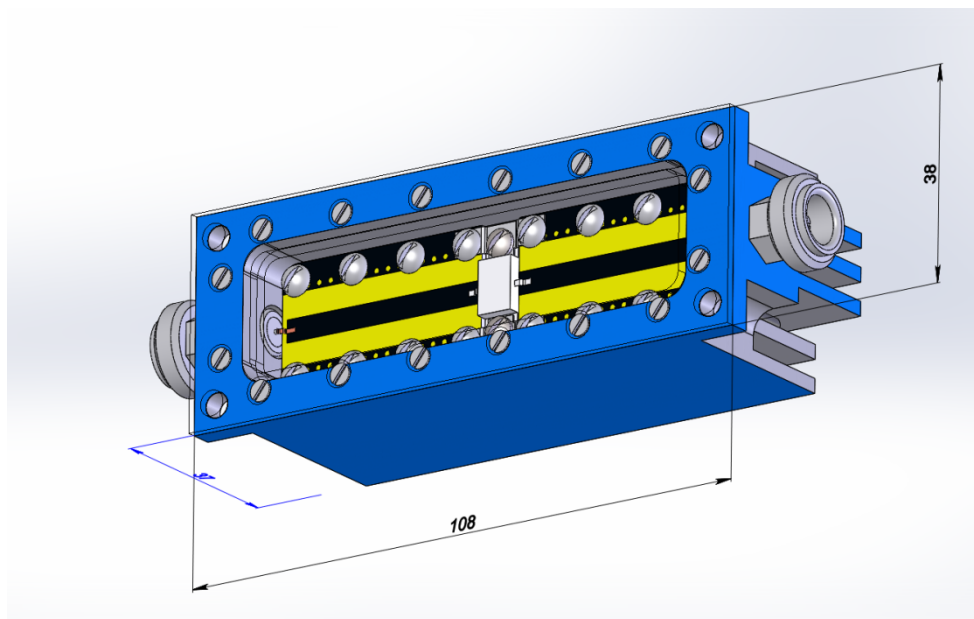


Рис. 1. СВЧ аттенюатор с импортной микросхемой

Первым этапом реализации поставленной задачи стал обзор отечественной элементной базы с целью определения наличия аналогов импортной ЭРИ. Был найден ближайший функциональный аналог поглотитель ПР1-1-32 ОЖ0.224.015 ТУ, однако он не соответствовал требованиям по мощности рассеяния, обеспечивал 0,5 Вт, а иностранный аналог 100 Вт. Далее были найдены отечественные оконечные резисторы (терминаторы) R1-87 мощностью 75 Вт, диапазоном рабочих частот до 4 ГГц. Это наиболее близкий аналог для импортной микросхемы, компромисс между мощностью рассеяния, диапазоном рабочих частот и габаритными размерами. Резистор представляет собой керамическую подложку на металлическом фланце с отверстием под винт, сверху резистивный слой и вывод.

Классические схемы Т- или П-образного АТТ реализованного на резисторе R1-87 не устраивали по своим габаритным размерам, сложной технологии изготовления и необходимости использования цепей согласования, так как есть фиксированный ряд номиналов и сделать 30 дБ на одном каскаде нельзя, пришлось бы делать 3 каскада [1]. Поэтому было решено реализовать функцию подавления сигнала используя направленный ответвитель с коэффициентом ответвления 30 дБ. Так же было решено создания 2-го канала на 33 дБ, для возможности измерения мощности модернизированного приемопередающего усиливающего модуля без дополнительного аттенюатора на 3 дБ. Появление 2 выхода позволяет одновременно проводить измерение мощности и определения уровня огибающей при подключения через детектор на осциллографе.

Схема аттенюатора, показанного на рисунке 2, состоит из центральной линии нагруженной на высокоомный резистор 50 Ом и соседними полосками имеющими боковую электромагнитную связь с центральной.

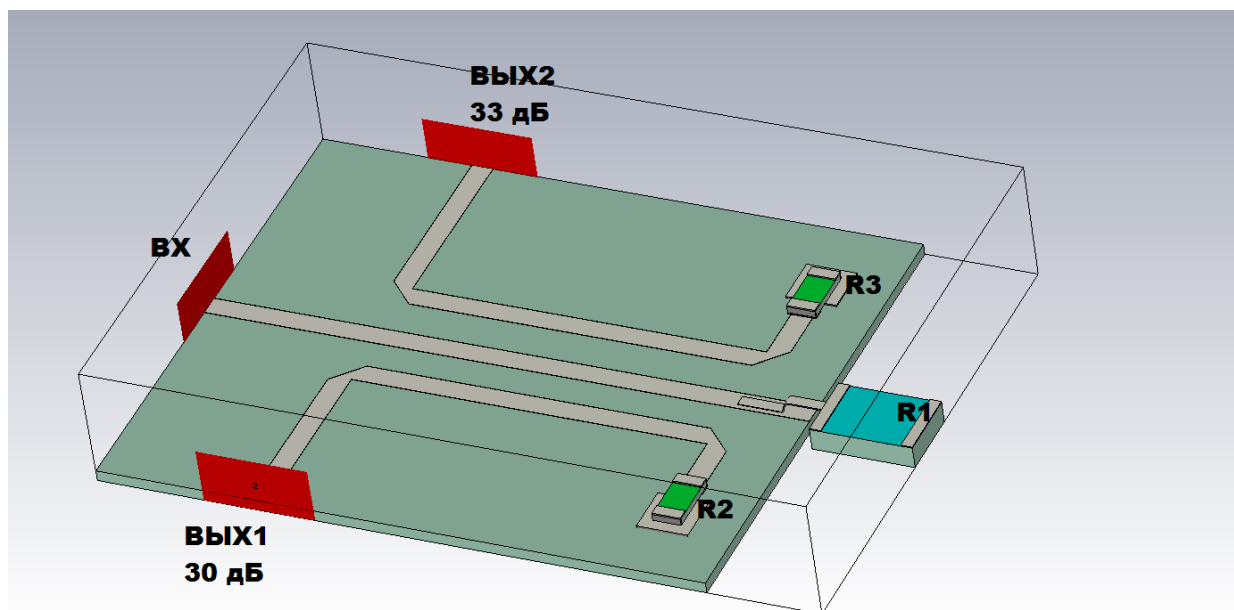


Рис. 2. СВЧ аттенюатор на отечественной базе

Принцип работы заключается в том что сигнал поступающий на вход аттенюатора проходит по центральному проводнику с волновым сопротивлением 50 Ом, часть энергии наводится на соседние полоски за счет электромагнитной связи, а оставшая энергия рассеивается на мощном резисторе R1. Резисторы R2, R3 являются балансными резисторами которые нагружают несвязанные плечи направленных ответвителей [2]. Длина участка связи соответствует $\frac{1}{4}$ длины волны середины рабочего диапазона 1300 МГц. Зазор между первичной линией и вторичной определяет коэффициент связи.

Была разработана трехмерная электромагнитная модель аттенюатора в CST Microwave Studio. Устройство было разработано в нескольких исполнениях: не симметричном (рисунок 1) и симметричном (рисунок 2) для лучшей электромагнитной совместимости.

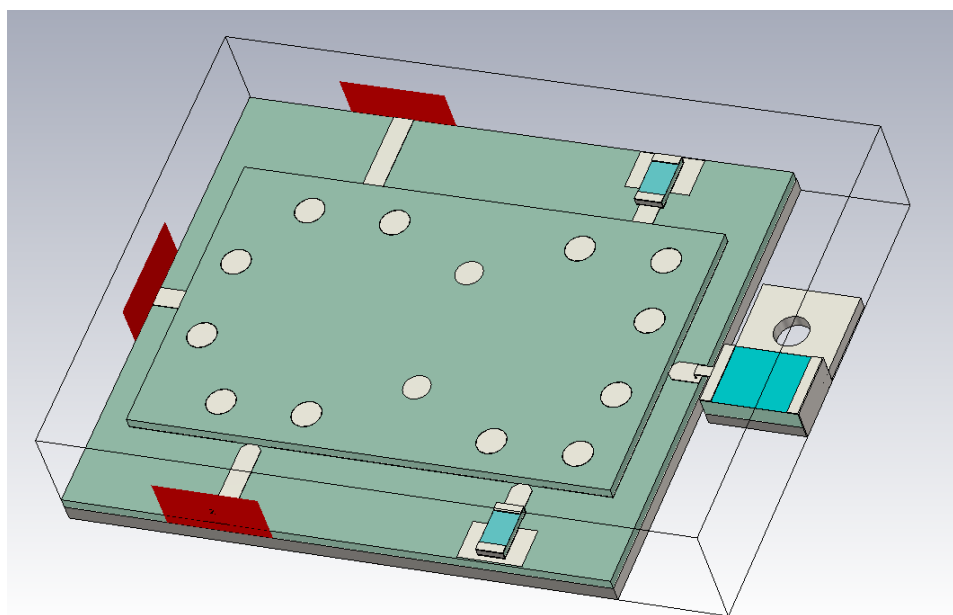


Рис. 2. СВЧ аттенюатор на отечественной базе в симметричном исполнении

В модели с симметричным исполнением для обеспечения электрической связи экранов симметричной линии и дополнительного механического крепежа, в местах перехода двухслойной платы в четырехслойную используются дополнительные винтовые крепления.

По итогам моделирования в CST Microwave Studio было решено создать макет аттенюатора. Полученные экспериментальные данные оказались удовлетворительными, отличались от теоретических из-за отсутствия профессионального технического оборудования.

Библиографический список

1. Малорацкий Л. Г., Проектирование и расчет СВЧ элементов на полосковых линиях. – Москва: "Советское радио", 1978г.
2. Бова Н. Т. Микроэлектронные устройства СВЧ. – Киев: "Техника", 1984г..

УДК 621.371.391.1; ГРНТИ 49.46.01

ГЕОМЕТРИЧЕСКИЕ ПОТЕРИ В ПОДВОДНОМ КАНАЛЕ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ НА ОСНОВЕ ИСТОЧНИКА КОГЕРЕНТНОГО ОПТИЧЕСКОГО ИЗЛУЧЕНИЯ

Л.В. Аронов

*Рязанский государственный радиотехнический университет,
Российская Федерация, Рязань, LVArronov@yandex.ru*

Аннотация. Рассмотрены геометрические потери в подводном открытом оптическом канале передачи информации на основе когерентного источника оптического излучения. Проведен расчет геометрических потерь с учетом угла рассеяния. Показано, что влияние рассеяния на геометрические потери существенно выше, чем влияние расхождения лазерного луча.

Ключевые слова: подводный оптический канал передачи информации, оптическая связь, открытый оптический канал, подводные системы передачи информации.

LASER BASED UNDER WATER OPTICAL WIRELESS COMMUNICATION CHANNEL GEOMETRIC LOSSES

L.V. Aronov

*Ryazan State Radioengineering University,
Russian Federation, Ryazan, LVArronov@yandex.ru*

Abstract. The laser based underwater optical communication channel geometric losses is considered. The geometric losses with scattering angle is calculated. It is shown the influence of scattering on the geometric losses higher than the effect of the divergence of the laser beam

Keywords: underwater optical communication channel, optical communication, wireless optical channel, underwater communication systems.

Интенсивное развитие подводных инженерных сетей, таких как подводные телекоммуникационные кабели, линии электропередачи, газо- и нефтепроводы и т.д., требует регулярного мониторинга их технического состояния и своевременного обслуживания, включая визуальный осмотр. Средняя глубина океанов варьируется от 1200 м (Северный Ледовитый океан) до 4000 м (Тихий океан). Работа обитаемых подводных аппаратов на таких глубинах затруднена, в связи с высоким риском для персонала и значительными материальными затратами. Однако, использование автономных подводных аппаратов требует наличия надежного и скрытного беспроводного канала связи, обеспечивающего передачу команд управления, телеметрических данных, фото- и видеоданных, причем в интересах обеспечения непрерывного управления, передача видеоданных должна осуществляться в реальном масштабе времени. Одновременно с этим, аппаратура связи должна иметь минимально возможное энергопотребление и компактные габариты.

Традиционно для подводной передачи данных используется акустический канал, его достоинствами являются высокая дальность, компактность, низкое энергопотребление. Од-

нако, на дальностях связи до 100 м, пропускная способность подводного акустического канала не превышает нескольких кбит/с, а задержка прохождения сигнала от передатчика до приемника составляет до 67 мс, по причине невысокой (1500 м/с) скорости распространения звука в воде [1]. Радиочастотный канал затруднителен в использовании из-за того, что морская вода является проводящей средой, вследствие чего радиоволновые очень быстро затухают и передача данных даже на небольшом расстоянии потребует значительных энергозатрат [1]. Кроме того у перечисленных каналов отсутствует скрытность.

Подводный оптический канал передачи информации на основе когерентного источника оптического излучения - полупроводникового лазера обладает достаточной пропускной способностью для передачи одновременно нескольких потоков видеоданных в реальном масштабе времени, имеет незначительное энергопотребление и массогабаритные показатели. Мощность, принятая приёмной апертурой фотоприемника, рассчитывается по формуле [2]:

$$P_{\text{ПрМ}}^{\text{дБВт}} = P_{\text{ПрД}}^{\text{дБВт}} - L_{\text{Тр}}^{\text{дБ}} - L_{\text{Г}}^{\text{дБ}}, \quad (1)$$

где $P_{\text{ПрД}}^{\text{дБВт}}$ – мощность, излученная передатчиком, дБВт;

$L_{\text{Тр}}^{\text{дБ}}$ – потери на трассе распространения, дБ;

$L_{\text{Г}}^{\text{дБ}}$ – геометрические потери, дБ.

Потери на трассе распространения вызваны рассеянием и поглощением лазерного излучения в морской воде. Процедура расчета этих потерь подробно изложена в работе [3]. Геометрические потери – это потери вызванные расходимостью лазерного луча (рисунок 1).

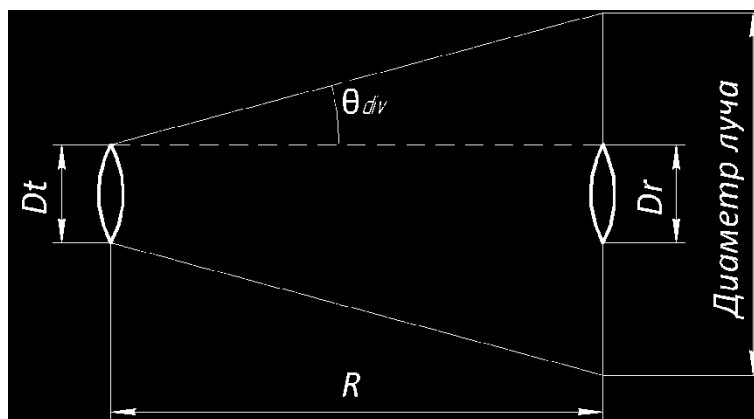


Рис. 1. Иллюстрация геометрических потерь

Энергия лазера сосредоточена в узком луче, расширяющемся с некоторым углом расходимости θ_{div} , который для передающих оптических систем составляет единицы мрад. По мере удаления от источника излучения диаметр пятна, создаваемого лучом, расширяется и на определенном расстоянии его размер превысит размер приёмной апертуры, в результате чего часть энергии оптического излучения не будет попадать на фотоприёмник. Уменьшение энергетического бюджета, вызванное данным явлением, называется геометрическими потерями и определяется по формуле:

$$L_{\text{Г}} = \frac{D_{\text{ПрМ}}}{D_{\text{ПрД}} + R \cdot \sin(\theta_{div})}, \quad (2)$$

где $D_{\text{ПрМ}}$ – диаметр приёмной апертуры, м;

$D_{прД}$ – диаметр передающей апертуры, м;

R – расстояние между приемной и передающей апертурами, м.

В случае малых углов расходимости $\sin(\theta_{div}) \approx \theta_{div}$, тогда формула (2) принимает вид [4]:

$$L_T = \frac{D_{прМ}}{D_{прД} + R \cdot \theta_{div}}. \quad (3)$$

Морская вода является мутной средой, т.е. оптическое излучение в ней подвергается как поглощению, так и рассеянию, следовательно, в формулах (2) и (3), для типов вод со значительной замутненностью справедливо использовать вместо угла расходимости - угол рассеяния. Среднее квадратическое значение угла рассеяния когерентного источника оптического излучения равно [5]:

$$\overline{\theta^2} = \frac{2\sqrt{\pi}\mu^2 f^2}{n_0^2 D} R,$$

где n_0 – коэффициент преломления;

μ – среднее квадратичное отклонение коэффициента преломления;

f – относительная концентрация частиц;

D – радиус частиц, м.

В общем случае коэффициент преломления морской воды n_0 зависит от ряда параметров: глубины, температуры, солености, длины волны и т.д. Выберем средний для воды коэффициент преломления $n_0 = 1,33$, произведение $\mu^2 f^2$ выберем равным 10^{-11} [5].

Расчет показывает, что при среднем диаметре частиц $D = 10^{-6}$ м на расстоянии $L = 50$ м средний угол рассеяния составит $\theta = 0,9^\circ$. Радиус лазерного луча на данном расстоянии составляет $R_{луч} = 1,58$ м.

Зависимость геометрических потерь от расстояния для равных размеров приёмной и передающей апертур показаны на рисунке 2. При этом угол расходимости был принят равным $\theta_{div} = 0,03^\circ$, что соответствует типовому значению угла расходимости оптического передатчика 0,5 мрад [4]. Размеры приёмной и передающих апертур приняты равными 5 см.

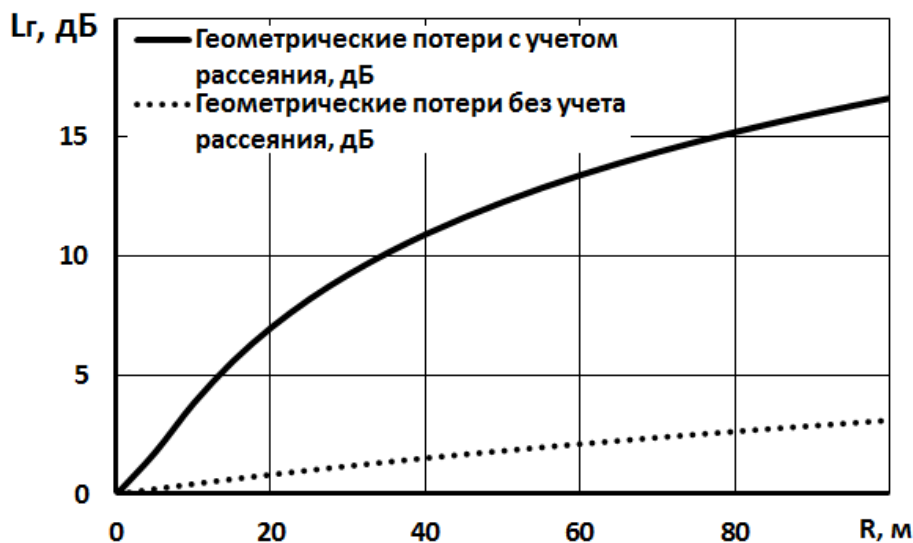


Рис. 2. Зависимость геометрических потерь от расстояния

Геометрические потери, без учета рассеяния, при точном наведении составят 3,1 дБ на при протяженности трассы 100 м, при этом увеличение радиуса луча в точке приема равняется 5, 2 см, по сравнению с исходным радиусом передающей апертуры, т.е. уменьшение радиуса передающей апертуры или увеличение радиуса приемной позволяет снизить эти потери практически до околонулевых значений. С учетом эффекта рассеяния, геометрические потери достигают 16,6 дБ на трассе протяженностью 100 м. Это связано с большими значениями угла рассеяния, что приводит к увеличению радиуса луча в точке приема до 2,3 м, но следует учитывать, что эта величина может различаться как в большую, так и в меньшую сторону, для разных типов вод, в зависимости от замутненности.

По результатам проведенных расчетов можно сделать следующие выводы:

1 При расчете геометрических потерь в подводном оптическом канале передачи информации, на основе полупроводникового лазера, целесообразно учитывать как угол расходимости, так и угол рассеяния.

2 Геометрические потери можно уменьшить, путём использования приёмной апертуры большего размера или составной апертуры.

3 Рассеяние излучения оптического передатчика приводит к дополнительным потерям мощности, за счёт увеличения радиуса луча в точке приема, однако вместе с этим снижаются требования к точности взаимного наведения оптического приёмника и оптического передатчика.

Библиографический список

1. Kaushal H. Underwater optical wireless communication [Текст] / H. Kaushal, G. Kaddoum // IEEE Access, volume 4, 2016, pp. 1518-1547.
2. Abd El-Naser A. Mohamed Underwater wireless optical communications for short range typical ocean water types [Текст] / Abd El-Naser A. Mohamed, Hamdy A. Sharshar, Ahmed NabihZakiRashed, Enab Salah El-dien // Canadian journal on electrical and electronics engineering. – 2012. – No. 7, vol. 3 – pp. 344-361.
3. Аронов Л.В. Процедура расчета энергетического бюджета подводного открытого оптического канала передачи информации [Текст] / Л. В. Аронов // Новые информационные технологии в научных исследованиях. Материалы XXII Всероссийской научно-технической конференции студентов, молодых ученых и специалистов. Рязанский государственный радиотехнический университет. 2017. – с. 84-86.
4. Bloom S. Understanding the performance of free-space optics [Текст] / S. Bloom, E. Korevaar, J. Schuster, H. Willebrand // Journal of optical networking, vol.2, No. 6, 2003, pp. 178-200
5. Yura H.T. Small-angle scattering of light by ocean water [Текст] / ARPA order NO/ 189-1, Santa-Monica, California, 1970, p. 27

УДК 621.396; ГРНТИ 49.43.29

ОЦЕНКА СКОРОСТИ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ В СЕТИ РАДИОДОСТУПА

А.Г. Коркин, А.Б. Фокин

Академия ФСО России,

Российская Федерация, Орел, alkorich@yandex.ru

Аннотация. Рассмотрены методы адаптации системы радиодоступа. Адаптация в зависимости от состояния радиоканала осуществляется за счет адаптивного выбора схемы модуляции и кодирования, регулирования размера пакета данных и реализации гибридного автоматического запроса на повторную передачу. Предлагается при регулировании скорости передачи данных осуществлять учет задержки управления.

Ключевые слова: радиодоступ, скорость передачи, задержка управления.

EVALUATION OF TRANSMISSION RATE IN RADIO ACCESS NETWORK

A.G. Korkin, A.B. Fokin

Academy FSG of Russia,

Russia, Orel, alkorich@yandex.ru

Abstract. The adaptation methods in radio access system is considered. Adaptation depending on the state of the radio channel is carried out by adaptive selection of modulation and coding scheme, adjusting the size of the data packet and the implementation of a hybrid automatic repeat request. It is proposed to take into account the control delay when adjusting the data rate.

Keywords: radio access, transmission rate, control delay.

В настоящее время значительно возрастает роль и значение организации связи в особый период (кризисных ситуациях) и при проведении специальных мероприятий в интересах государственных органов из районов, неподготовленных в отношении связи, резко возрастает потребность в оперативном обмене информацией. Технологии, основанные на беспроводном доступе к ресурсам мультисервисной сети, переживают стремительное развитие и находят широкое применение в сетях связи специального назначения.

В современных технология радиодоступа, для обеспечения высокой пропускной способности используются адаптивные схемы модуляции и кодирования (СМК), формирующие градации скорости передачи, схемы гибридного автоматического запроса повторной передачи (ГАЗПП) с каналами быстрой обратной связи для передачи сообщений индикатора качества канала CQI и подтверждения/неподтверждения приема пакетов ACK/NACK [1].

Планировщик БС, используя полученные значения уровня мощности, отношения сигнал-помеха (SINR) и их СКО, принимает решение о состоянии пользовательской станции путем выбора модели канала, соответствующей условиям приема для данной станции. На основе выбранной модели канала определяются пороговые значения отношения сигнал-помеха, определяющие интервалы значений отношения сигнал-помеха, в которых выполняется требование по достоверности передачи $p_{\text{ош бит}} \leq p_{\text{ош бит}}^{\text{зад}}$ для каждой схемы модуляции и кодирования. В этом случае весь диапазон значений SINR в приемнике делятся на $M+1$ неперекрывающихся интервалов пороговыми значениями Γ_i ($i \in \{0, 1, \dots, M\}$), где M – количество градаций скоростей передачи, соответствующих различным схемам модуляции и кодирования, $\Gamma_0 < \Gamma_1 < \dots < \Gamma_{M+1} = \infty$.

Таким образом, определяется, что для данного пользователя (АС) в выделенном ресурсе (подканале) возможна передача данных с i -той градацией скорости, если текущее значение SINR находится в интервале $\Gamma_i < \gamma < \Gamma_{i+1}$. Для предотвращения возможной ошибки передачи пакеты не передаются, когда $\gamma < \Gamma_0$. На основе вышесказанного, регулирование скорости передачи за счет адаптивного выбора схем модуляции и кодирования представим в следующем виде

$$V_{\text{бит}}(t) = \begin{cases} 0 & \text{если } \gamma(t) < \Gamma_0 \\ V_{\text{бит } i} & \text{если } \Gamma_0 \leq \gamma(t) < \Gamma_{M+1} \\ V_M & \text{если } \gamma(t) > \Gamma_{M+1} \end{cases} \quad (1)$$

где $\gamma(t)$ - измеренное значение индикатора качества канала, т.е. значение отношение сигнал-шум;

$V_{\text{бит } i}$ - градации скорости передачи данных, определяемых выбором схем модуляции и кодирования;

$i \in \{0, 1, \dots, M\}$;

V_M - максимальная скорость передачи.

Изменение размера пакета планировщик БС осуществляет для повышения пропускной способности при выполнении условия по средней вероятности ошибки на пакет $\overline{P_e}(\text{СМК}_i, N_{\text{ер}}, \gamma)$.

Для направлений передачи вверх и вниз, значения отношений сигнал-шум, полученные от каждой АС, характеризуются двумя параметрами: периодом обратной связи и задержкой обработки сигналов обратной связи. Период обратной связи рассчитывается для периодичности распределения канала индикации качества канала CQICH для каждой АС и измеряется длительностью определенного числа кадров, ожидаемых АС для передачи измеренного значения индикатора качества канала. Задержка обработки обратной связи рассчитывается для времени ожидания, связанного с измерением SINR в приемнике, декодирования канала обратной связи и времени между решением на планирование передачи и реальной передачей данных. Соответственно, управление скоростью передачи осуществляется циклически с периодом $\tau = \tau_{\text{ос}} + \tau_{\text{упр}}$, где $\tau_{\text{ос}}$ – время, отводимое на передачу информации CQI по каналу обратной связи, и $\tau_{\text{упр}}$ – время, отводимое на обработку информации обратной связи и на передачу пакета данных с выбранной скоростью передачи ($\tau_{\text{упр мин}} = T_k$). В свою очередь, $\tau_{\text{ос}} = nT_k$, где T_k – длительность кадра, n – заданная базовой станцией фиксированная задержка для передачи сигналов обратной связи.

При мобильности абонентов задержки сигналов управления могут превышать время когерентности канала. По этой причине возможен переход на более высокую скорость передачи, когда отношение сигнал-шум окажется ниже допустимого порогового уровня для данной градации скорости. Вследствие задержек сигналов управления регулирование скорости передачи приведет к существенному снижению вероятности связи с требуемой достоверностью.

Из вышесказанного следует, что при управлении скоростью передачи необходимо учитывать задержки управления. Следует отметить, что для планирования передачи в восходящем направлении, значение SINR измеряется БС непосредственно от предыдущего кадра от одной пользовательской станции и, следовательно, период CQICH и задержка декодирования канала обратной связи не учитываются.

Управление скоростью передачи данных с учетом задержек управления и проверка правильности выбора скорости передачи при работе по каналу с замираниями будем осуществлять следующим образом.

Для предлагаемого способа управление скоростью осуществляется дискретно по времени и по значениям, при этом на каждом временном интервале τ необходимо устанавливать максимально возможное значение скорости передачи, неизменяющееся на данном вре-

менном интервале, при котором обеспечивается требуемое качество связи, которое будем определять отношением энергии сигнала к мощности помехи $\gamma_{\text{тр}}$, с заданной надежностью связи $P\{\gamma(t, t+\tau) \geq \gamma_{\text{тр}}\}$

Текущее значение отношения энергии элемента сигнала к спектральной плотности помехи на входе приемника определяется выражением:

$$\gamma(t) = \frac{P_c(t) \cdot T}{v^2} = \frac{\mu^2(t) \cdot P_{\text{прд}}}{v^2 \cdot V_{\text{бит}}} = \frac{\beta(t)}{V_{\text{бит}}}, \quad (2)$$

где P_c , $P_{\text{прд}}$ – мощность сигнала на входе приемника и выходе передатчика соответственно;

$\mu^2(t) = \frac{P_c(t)}{P_{\text{прд}}}$ – коэффициент передачи канала по мощности;

T – длительность сигнала (элемента сообщения);

$V_{\text{бит}} = \frac{1}{T}$ – скорость передачи в бит/с;

v^2 – спектральная плотность мощности помехи на входе демодулятора приемника;

$$\beta(t) = \frac{\mu^2(t) \cdot P_{\text{прд}}}{v^2} = \frac{P_c(t)}{v^2} - \text{параметр канала.}$$

Текущее значение скорости передачи $V_{\text{бит}}(t)$, при котором выполняется требование по достоверности передачи, т.е. обеспечивается требуемое отношение сигнал-помеха $\gamma_{\text{тр}}$

$$V_{\text{бит}}(t) = \frac{\beta(t)}{\gamma_{\text{тр}}} = \frac{V_{\text{мин}} \cdot \beta(t)}{\beta_{\text{мин}}}, \quad (3)$$

где $V_{\text{мин}}$ – минимальное значение скорости передачи;

$$\beta_{\text{мин}} = \gamma_{\text{тр}} \cdot V_{\text{мин}}.$$

Для определения расчетного значения максимально допустимой скорости передачи, необходимо знать условное распределение величины параметра канала β на интервале $(t, t+\tau)$. Условная плотность вероятности параметра β_τ при условии, что $\beta(t)$ приняло конкретное значение, равное β , для логарифмически-нормальных замираний определяется выражением

$$w(\beta_\tau / \beta) = \frac{1}{\sqrt{2 \cdot \pi} \sqrt{\sigma \cdot [1 - R^2(\tau)]}} \exp \left\{ - \frac{[\ln(\beta_\tau / \beta) - R(\tau) \cdot \ln(\beta_\tau / \beta_m)]^2}{2 \cdot \sigma^2 [1 - R^2(\tau)]} \right\}, \quad (4)$$

где $\sigma = \sigma_{\ln \beta}$;

β_m – медианное значение случайной величины β ;

$R(\tau)$ - нормированная автокорреляционная функция.

Известно, что нормированная автокорреляционная функция коэффициента передачи канала определяется выражением

$$R(\tau) = \exp\left(-\left|\frac{\Delta t}{\tau_0}\right|^n\right), \quad (5)$$

где τ_0 – радиус временной корреляции;

n - показатель степени, изменяющийся в пределах 1–2.

Для описания зависимости нормализованной функции автокорреляции $R(\Delta d)$ от изменения расстояния Δd при движении абонента может быть использована функция [2, 3]

$$R(\Delta d) = e^{-\frac{\Delta d}{d_{cor}} \ln 2} \quad (6)$$

с интервалом декорреляции d_{cor} , который зависит от окружающей среды. Это выражение может применяться для транспортной окружающей среды с интервалом декорреляции 20 м [2].

Обозначим: $x = \sigma^{-1} \ln(\beta / \beta_m)$; $x_\tau = \sigma^{-1} \ln(\beta_\tau / \beta_m)$.

При этом условная плотность вероятности случайной величины x_τ будет определяться выражением

$$w(x_\tau / x) = \frac{1}{\sqrt{2 \cdot \pi} \sqrt{1 - R^2(\tau)}} \exp\left\{-\frac{[x_\tau - x \cdot R(\tau)]^2}{2[1 - R^2(\tau)]}\right\}. \quad (7)$$

С учетом (3.3) вероятность $P\{\gamma(t, t + \tau) \geq \gamma_{тр}\}$ найдем следующим образом

$$\begin{aligned} P_{св} &= P\{\gamma(t, t + \tau) \geq \gamma_{тр}\} = P\{\mu^2(t, t + \tau) \cdot P_{прд} \cdot v^{-2} \cdot V_{бит}^{-1}(t, t + \tau) \geq \gamma_{тр}\} = \\ &= P\{\beta(t, t + \tau) \geq V_{бит}(t, t + \tau) \cdot \gamma_{тр}\} = \int_{\gamma_{тр} \cdot V_{бит}(t, t + \tau)}^{\infty} w(\beta_\tau) d\beta_\tau = \\ &= 1 - \int_0^{\gamma_{тр} \cdot V_{бит}(t, t + \tau)} w(\beta(t, t + \tau)) d\beta(t, t + \tau). \end{aligned} \quad (8)$$

Таким образом, вероятность обеспечения требуемого качества связи на интервале $(t, t + \tau)$ будет определяться как

$$P_{св}(\tau) = F\left(\frac{x \cdot R(\tau) - x_{\tau, тр}}{\sqrt{1 - R^2(\tau)}}\right) = F(x_p) = 0,5 + \Phi_0(x_p), \quad (9)$$

где $x_p = \frac{x \cdot R(\tau) - x_{\tau, \text{тр}}}{\sqrt{1 - R^2(\tau)}}$ – расчетный параметр;

$$F(x_p) = \frac{1}{\sqrt{2 \cdot \pi}} \int_{-\infty}^{x_p} e^{-\frac{t^2}{2}} dt; \quad \Phi_0(x_p) = \frac{1}{\sqrt{2 \cdot \pi}} \int_0^{x_p} e^{-\frac{t^2}{2}} dt.$$

Переходя к исходным обозначениям, найдем

$$\begin{aligned} x_{\tau, \text{тр}} &= \sigma^{-1} \ln(\beta_\tau / \beta_m) = \frac{1}{\sigma} \ln \frac{\gamma_{\text{тр}} \cdot V_{\text{бит}}(t, t + \tau)}{\beta_m}, \\ x_p &= \frac{x \cdot R(\tau) - \sigma^{-1} \ln[\gamma_{\text{тр}} \cdot V_{\text{бит}}(t, t + \tau)_{\text{расч}} \cdot \beta_m^{-1}]}{\sqrt{1 - R^2(\tau)}}. \end{aligned} \quad (10)$$

Из (10) следует

$$V_{\text{бит}}(t, t + \tau)_{\text{расч}} = \frac{\beta_m}{\gamma_{\text{тр}}} \cdot \exp \{ \sigma \cdot [x \cdot R(\tau) - x_p \sqrt{1 - R^2(\tau)}] \}. \quad (11)$$

С учетом допустимых дискретных значений скорости передачи, определяемых схемами модуляции и кодирования, для заданного интервала времени выбираем значение, удовлетворяющее условиям

$$|V_{\text{бит}}(t, t + \tau)_{\text{расч}} - V_{\text{бит } i}| \Rightarrow \min. \quad (12)$$

$$V_{\text{бит } i} \leq V_{\text{бит}}(t, t + \tau)_{\text{расч}}. \quad (13)$$

Предлагаемый способ позволит осуществлять передачу данных с максимально возможной скоростью передачи данных по каналу с замираниями без снижения вероятности связи с требуемой достоверностью.

Библиографический список

1. Recommendation ITU-R M.1457-14. Detailed specifications of the terrestrial radio interfaces of International Mobile Telecommunications-2000 (IMT-2000). – Geneva, 2019. – 1532 p.
2. Recommendation ITU-R M.1225. Guidelines for Evaluation of Radio Transmission Technologies for IMT-2000., TU, Geneva, 1997.
3. Gudmundson, M. Correlation Model for Shadow Fading in Mobile Radio Systems. Electron. Lett., Vol. 27, 1991.

УДК 621.395; ГРНТИ 49.03.05

РАЗРАБОТКА И ИССЛЕДОВАНИЕ АДАПТИВНОГО АЛГОРИТМА ПОДАВЛЕНИЯ АКУСТИЧЕСКИХ ШУМОВ

А.В. Лобазов, В.Т. Дмитриев

Рязанский государственный радиотехнический университет,

Российская Федерация, Рязань, an.lobazow@yandex.ru

Аннотация. В данной работе рассматриваются некоторые виды адаптивных алгоритмов подавления акустического шума. Приведены возможные критерии для оценки работы алгоритмов, а также описана комплексная оценка качества речевого сигнала.

Ключевые слова: алгоритм, акустический шум, адаптивный фильтр, подавление помех, качество речи.

DEVELOPMENT AND RESEARCH OF ADAPTIVE ALGORITHM OF ACOUSTIC NOISE SUPPRESSION

A.V. Lobazov, V.T. Dmitriev

Ryazan State Radio Engineering University,

Russian Federation, Ryazan, an.lobazow@yandex.ru

Abstract. This paper considers some types of adaptive algorithms for acoustic noise suppression. The possible criteria for evaluating the algorithms are presented, and also complex estimate of the quality of voice signals is described.

Keywords: algorithm, acoustic noise, adaptive filter, noise suppression, voice quality.

1. Введение

Речь – это один из наиболее распространенных видов информации, передаваемых в телекоммуникационных системах. Она занимает большую часть трафика в современных сетях связи. На практике речевые сигналы в той или иной степени подвержены влиянию акустических шумов, в связи с этим результаты анализа и распознавания речи значительно ухудшаются. Поэтому разработка методов шумоподавления для речевых сигналов является актуальным направлением исследований. В большинстве случаев характеристики помехи заранее неизвестны, поэтому в подсистеме подавления может быть использована адаптивная цифровая фильтрация [1, 2].

2. Структура адаптивного фильтра

Адаптивный фильтр (рис. 1) – это фильтр с изменяемыми в процессе работы параметрами (обычно это весовые коэффициенты), значения которых зависят от сигналов, поступающих на вход. Выходной сигнал изменяется за счёт весовых коэффициентов, которые рассчитываются на основе алгоритмов обработки требуемого и входного сигналов (алгоритмов фильтрации и алгоритмов вычисления весовых коэффициентов). Совокупность данных алгоритмов обычно называют адаптивным алгоритмом. Как правило, от этих алгоритмов и зависит эффективность адаптивного фильтра. Более подробно адаптивные фильтры рассмотрены в [5].

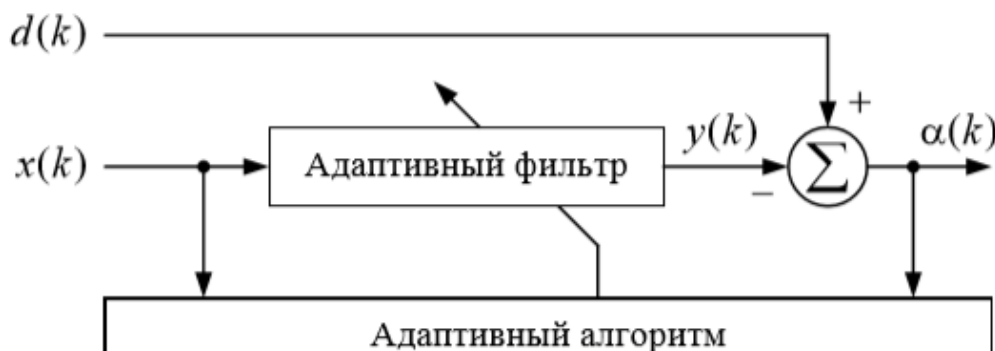


Рис. 1. Адаптивный фильтр

3. Алгоритмы адаптивной фильтрации

Адаптивным алгоритмом является итерационная процедура вычисления весовых коэффициентов, обеспечивающих выполнение работы этого фильтра. Итерации обычно совпадают по длительности с периодом дискретизации обрабатываемых сигналов. Вычисляемые переменные обновляются на каждой итерации прибавлением или вычитанием некоторых добавок к предыдущим значениям. Алгоритм характеризуется следующими параметрами [4]:

- Вид используемой целевой функции;
- Метод поиска оптимального решения;
- Природа сигналов ошибок.

Одними из характеристик адаптивных алгоритмов являются вычислительная сложность и эффективность. Сложность характеризуется требуемым числом арифметических операций на одну итерацию работы адаптивного фильтра. Эффективность, в свою очередь, длительностью переходного процесса и значением ошибки в установившемся состоянии. От этих параметров, как правило, и отталкиваются разработчики при выборе того или иного алгоритма для реализации адаптивного фильтра.

В данной работе будут рассмотрены следующие группы алгоритмов [3, 5]:

- Алгоритмы адаптивной фильтрации по критерию наименьшего квадрата (LMS).
- Рекурсивные алгоритмы адаптивной фильтрации по критерию наименьших квадратов (RLS).

LMS-алгоритмы (LeastMeanSquare) - одни из наиболее распространенных алгоритмов адаптивной фильтрации. Они принадлежат к классу стохастического градиентного поиска. Их называют стохастическим, поскольку в них используется упрощенный градиент, в отличие от алгоритма наискорейшего спуска. LMS-алгоритм основан на поиске минимума целевой функции методом наискорейшего спуска и, независимо от начальных значений весовых коэффициентов, при шаге сходимости, гарантирующем устойчивость, обеспечивает сходимость к винеровскому решению.

Достоинством этого алгоритма является относительно небольшая вычислительная алгоритмическая сложность. Однако у него имеется недостаток. Он заключается в появлении дополнительной среднеквадратической ошибки в установившемся состоянии, величина которой зависит от таких параметров, как шаг сходимости алгоритма, числа корреляционной матрицы входных сигналов и дисперсия аддитивного шума.

Также недостатком можно назвать низкую эффективность алгоритма при обработке сигналов с большим разбросом чисел корреляционной матрицы. В связи с этим в LMS-алгоритме используется одинаковое значение индивидуального шага сходимости при вычислении каждого весового коэффициента.

RLS-алгоритмы – ещё один вид алгоритмов адаптивной фильтрации. Такие алгоритмы путём решения системы линейных уравнений сводят к минимуму сумму квадратов ошибок между выходным и требуемыми сигналами адаптивного фильтра. Все RLS-алгоритмы математически эквивалентны друг другу. Поэтому в случае обработки одних и тех же сигналов наблюдается одинаковое поведение на каждой итерации. Но это справедливо только при их реализации в арифметике с плавающей точкой. Из-за разного числа математических операций у алгоритмов при ограниченной точности вычислений поведение различных RLS-алгоритмов на одной итерации не будет одинаковым.

Преимуществом данных алгоритмов, по сравнению с LMS-алгоритмами является то, что они более эффективны точки зрения длительности переходного процесса среднеквадратической ошибки. Также поведение RLS-алгоритма не зависит от отношения собственных чисел корреляционной матрицы.

Недостатком RLS-алгоритма является его сложность, которую возможно уменьшить в быстрых версиях RLS-алгоритмов. Вычислительная сложность быстрых RLS-алгоритмов яв-

ляется линейной функцией числа весовых коэффициентов. Связано это с отсутствием матричных операций.

4. Оценка адаптивных алгоритмов и качества речи

Для определения качества адаптивного алгоритма в данных условиях можно использовать следующие критерии [6]:

- Коэффициент подавления помехи (разность отношений сигнал-шум на выходе фильтра в установившемся режиме и на его входе, измеряя в дБ);
- Скорость сходимости (как быстро адаптивный алгоритм приспосабливается к заданным условиям);
- Вычислительная сложность (подсчет только векторных операций сложения и умножения, количество которых пропорционально размерности матриц и векторов, за одну итерацию. Одиночные операции между парами чисел не учитываются. Более сложные операции подсчитываются отдельно).

Также, помимо приведенных выше критериев, следует обратить внимание на качество речевого сигнала в канале связи. Существуют различные способы проверки качества речи.

Например, ряд алгоритмов объективной оценки качества речи, основанных на измерении статических и динамических характеристик речевого сигнала (показатели оценки качества речи во временной области, показатели модифицированной оценки искажения спектра барков и т. д.) [1].

Кроме того, можно применить комплексный алгоритм оценки качества речевого сигнала. Его суть заключается в сравнении полученной объективной комплексной оценки с результатами субъективной оценки согласно ГОСТ Р 50840-95 и с объективной оценкой, полученной с использованием алгоритма PESQ.

Как правило, в качестве методов оценки выбираются критерии объективной оценки качества РС, наиболее распространенные и коррелированные с субъективными методами во временной, частотной области и области спектральной динамики.

С помощью весовых коэффициентов α , β , γ и группы критериев объективной оценки качества РС получаются результаты, близкие к результатам субъективной оценки качества РС. Таким образом, весь процесс оценивания становится достаточно быстрым и универсальным [7].

В ходе сравнения LMS и RLS алгоритмов можно отметить следующие детали [6]:

- RLS-алгоритм имеет наибольший коэффициент подавления стационарной помехи, однако скорость сходимости при этом ниже;
- LMS-алгоритм лучше адаптируется к нестационарному шумовому сигналу;
- Увеличение количества ВК в адаптивном фильтре улучшает коэффициент подавления, но отрицательно влияет на скорость сходимости;

Исходя из перечисленного выше, можно сказать, что повышение качества фильтрации приводит к замедлению сходимости алгоритма, и наоборот.

При выборе одного из рассмотренных алгоритмов адаптации нужно понять, что является более важным параметром: скорость работы или её качество. Для обеспечения высокой обработки сигналов следует использовать LMS-алгоритмы. В частности, можно использовать нормализованный LMS-алгоритм (NLMS), одну из вариаций алгоритма адаптивной фильтрации по критерию наименьшего квадрата. Если же главным параметром является качество фильтрации, рекомендуется использовать RLS-алгоритмы.

Заключение

Рассмотренные адаптивные алгоритмы имеют как достоинства, так и недостатки. К тому же эффективный в теории алгоритм не всегда может показать на практике результаты, которые были бы соизмеримы с его вычислительной сложностью. Поэтому для выбора одного из адаптивных алгоритмов в конкретной ситуации нужно использовать определённые критерии качества. Также при выборе алгоритма для адаптивного фильтра можно рассматривать оценку качества речевого сигнала.

Библиографический список

1. 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.
2. Новоселов С.А. и др. Подавление шума в речевых сигналах на основе метода нелокального усреднения / С.А. Новоселов, А.И. Топников, А.И. Савватин, А.Л. Приоров // Цифровая обработка сигналов. – 2011. – № 4. – С. 23-28.
3. Джиган В.И. История, теория и практика адаптивной обработки сигналов // Проблемы разработки перспективных микро- и наноэлектронных систем - 2012». Сб. трудов / под общ. ред. академика РАН А.Л. Стемпковского. – М.: ИПИМ РАН. – 2012. – С. 30-37.
4. Джиган В. И. Адаптивные фильтры и их приложения в радиотехнике и связи // Современная электроника. – 2009. – №. 9. – С. 56-63.
5. Джиган В.И. Адаптивная фильтрация сигналов: теория и алгоритмы. – М.: Техносфера РИЦ ЗАО. – 2013. – 527 с.
6. Бычков Б. И., Романовский А. С., Хартов В. Я. Моделирование помехозащищенных речевых каналов для технических систем управления // Радиостроение. – 2016. – №. 5. – С. 11-25.
7. Дмитриев В.Т., Константинова Д.С. Алгоритм комплексной оценки качества речи в канале связи // Вестник РГРТУ. – 2016. – №56. – С.42-47.

УДК 621.395; ГРНТИ 49.03.05

ИССЛЕДОВАНИЕ АЛГОРИТМОВ СНИЖЕНИЯ ВЛИЯНИЯ АКУСТИЧЕСКИХ ШУМОВ НА КАЧЕСТВО РЕЧЕВОГО СИГНАЛА

Д.И. Лукьянов, А.Н. Евтенко

*Рязанский государственный радиотехнический университет,
Российская Федерация, Рязань, evtenkoan@yandex.ru*

Аннотация. В работе проведено исследование алгоритмов снижения влияния акустических шумов на качество речевого сигнала. Рассмотрена возможность применения отдельных видов цифровой фильтрации для подавления акустических шумов. Приведены результаты их применения к искусственно зашумлённым речевым сигналам.

Ключевые слова: акустические шумы, речь, речевой сигнал, фильтрация, медианный фильтр, сглаживание, метод спектрального вычитания.

RESEARCH OF ALGORITHMS FOR REDUCING THE INFLUENCE OF ACOUSTIC NOISES ON THE QUALITY OF VOICE SIGNAL

D.I. Lukyanov, A.N. Evtenko

*Ryazan State University of Radio Engineering,
Russian Federation, Ryazan, evtenkoan@yandex.ru*

Abstract. In study the research of algorithms of decrease in influence of acoustic noise on quality of a speech signal is conducted. The possibility of using certain types of digital filtering to suppress acoustic noise is considered. The results of their application to artificially noisy speech signals are given.

Keywords: acoustic noise, speech, speech signal, filtering, median filter, smoothing, spectral subtraction method.

Речевые сигналы (РС), с которыми обычно работают на практике, всегда в той или иной степени зашумлены [1]. Данное явление обусловлено тем, что в составе РС, записывае-

мого у источника звука или транслируемого по линиям связи, присутствуют шумы и искажения, а также особенностями восприятия звуков человеком. Результаты анализа РС, его обработки или распознавания речи в нём могут быть существенно искажены в случаях, когда интенсивность шума в РС значительна. Возникает необходимость в проведении над звуковым сигналом специальной обработки – фильтрации в целях повышения качества и разборчивости. Вряде других случаев на практике, например, при восстановлении слитной речи из зашумлённых архивных аудиозаписей задача очистки сигнала от шума носит самостоятельный характер и является единственной целью работы. Поэтому разработка и оценка методов очистки сигнала от шума является весьма актуальным направлением исследований. На данный момент времени разработано большое количество различных способов цифровой обработки зашумлённых сигналов.

Специфика РС, которая определена физической природой их появления, и цель, которая должна быть достигнута в результате обработки сигнала, определяют выбор методов для решения той или иной задачи [2].

В зависимости от структуры параметров каналов связи, а также трактов воспроизведения и записи звука, РС может быть подвергнут воздействиям различных типов аддитивных и мультипликативных шумов. При записи РС в непосредственной близости от источника, особенно в случае, если процесс записи проводится на открытом пространстве, на сигнал имеют влияние аддитивные шумы трактов технических средств обработки. Аддитивная смесь, при трансляции РС по линиям связи, проходя по трактам передачи, претерпевает дополнительные мультипликативные искажения. На данный момент не существует такого универсального способа цифровой фильтрации, который одновременно эффективно справлялся бы со стационарными и нестационарными, аддитивными и мультипликативными шумами или повышал бы одновременно качество и разборчивость РС [2].

Основной принцип фильтрации заключается в подчеркивании полезного сигнала или в подавлении компонент зашумлённого сигнала в тех областях, где значение уровня шума велико, а полезный сигнал мал, и в усилении только компонент полезного сигнала. Данную задачу максимально эффективным образом решают методы цифровой фильтрации. Аналоговая обработка зашумлённых сигналов в большинстве случаев позволяет справиться с этой задачей лишь частично.

Теоретические исследования основаны на использовании сравнительного анализа различных методов очистки РС от акустических шумов и искажений сигнала, отбор среди рассмотренных методов наиболее оптимальных, а также применение выбранных методов на практике.

Обычно, проблема снижения влияния акустических шумов на качество РС сводится к подавлению преобладающей компоненты шумовой смеси. Проводя исследование особенностей шумов, теоретически возможно произвести выбор оптимального метода для цифровой фильтрации преобладающей компоненты шума. Однако описанный подход малоэффективен из-за того, что некоторые типы шумов, особенно в случаях, когда в составе исходного сигнала присутствует несколько типов шумов, при таком подходе, остаются неотфильтрованными или частично отфильтрованными [1]. Для устранения перечисленных недостатков в данном проекте предлагается комбинированный фильтрационный метод. Суть данного подхода заключается в том, что для фильтрации РС, в составе которых присутствуют несколько типов шумов, используется не один определенный метод, а комбинация методов фильтрации, при том в определенной последовательности, в зависимости от типов присутствующих помех в составе полного РС.

В работе использована группа из десяти тестовых записей с речью разных дикторов длительностью от 2 до 10 секунд и модели искусственных шумов различных типов спектров (широкополосный, узкополосный, импульсный). Временное и спектральное представление одного из РС представлены на рисунке 1.

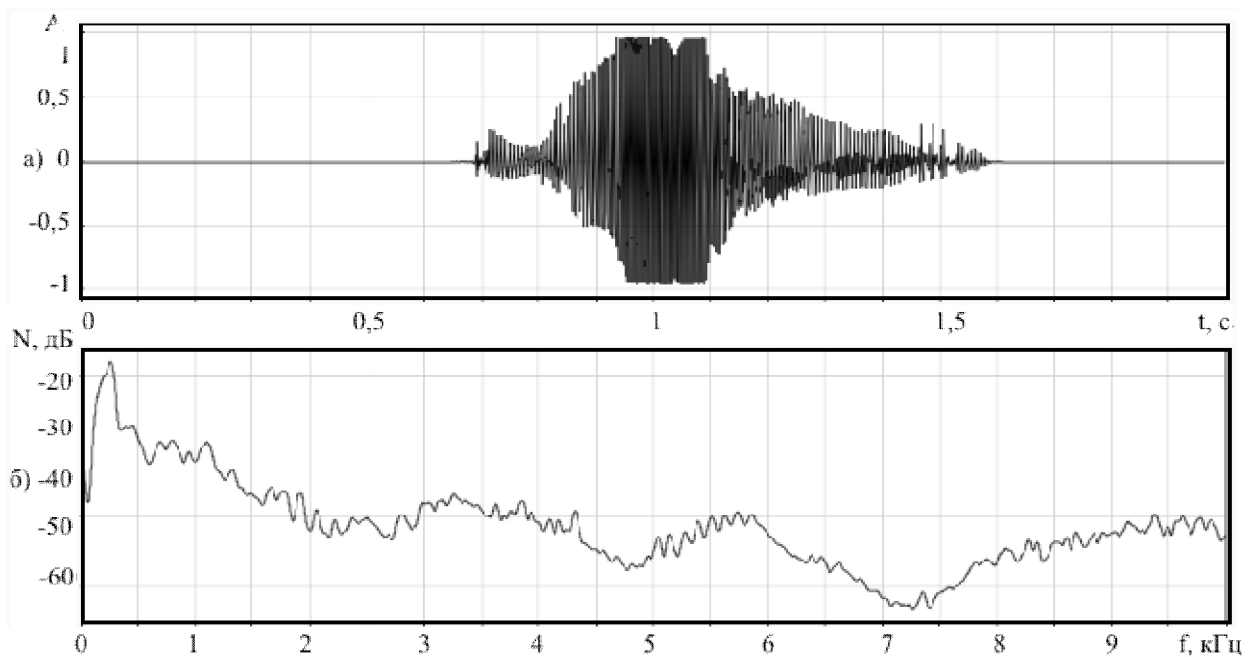


Рис. 1. Временное (а) и спектральное (б) представление тестового речевого сигнала

Записи с РС изначально не зашумлены. Искусственно смоделированные шумы аддитивно наложены на тестовые сигналы поочерёдно и совместно для оценки возможностей снижения их влияния после применения разных методов фильтрации. Временное и спектральное представление зашумлённого РС представлены на рисунке 2.

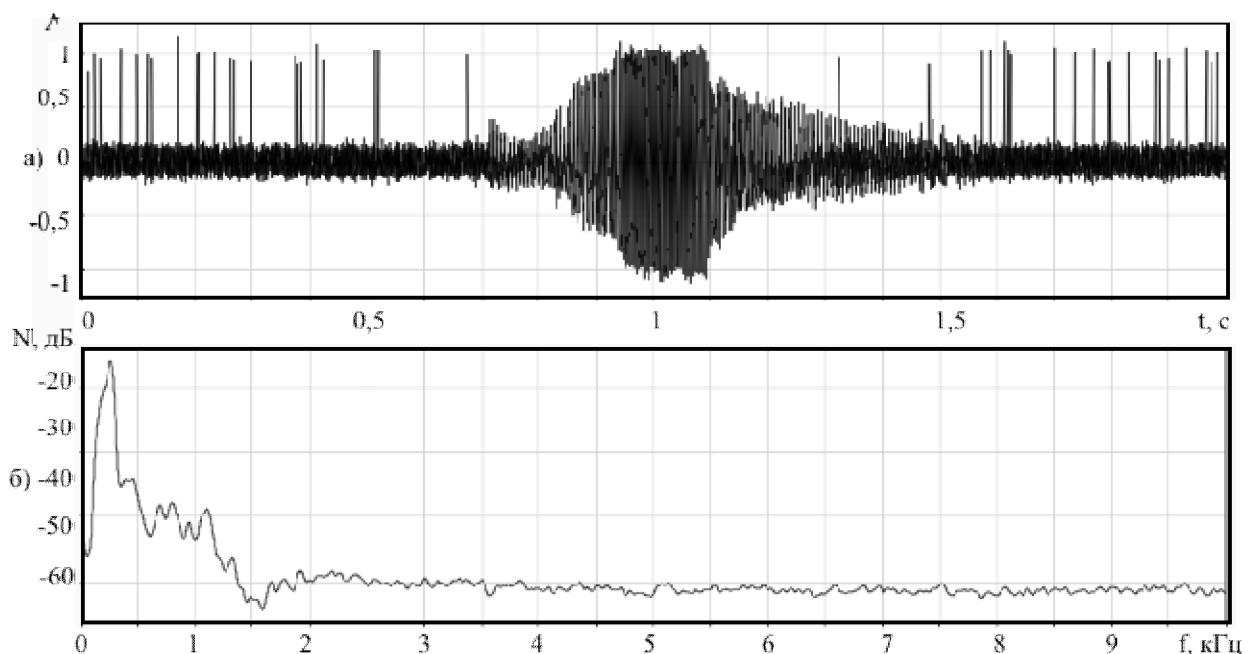


Рис. 2. Временное (а) и спектральное (б) представление тестового речевого сигнала с наложенными на него шумами

Для подавления аддитивных акустических шумов на рассмотрены и применены методы медианной фильтрации (медианный фильтр и фильтр Хэмпеля), сглаживающие фильтры (Савицкого-Голея, фильтр скользящего среднего), метод спектрального вычитания.

Медианная фильтрация

Медианная фильтрация – разновидность цифровой фильтрации, широко используемая в цифровой обработке сигналов для уменьшения уровня шума[3]. Медианный фильтр является нелинейным КИХ-фильтром.

Алгоритм, реализующая одномерную медианную фильтрацию, относится к нелинейным алгоритмам фильтрации. Суть его работы состоит в том, что к входному сигналу применяется скользящее окно заданной длины, отсчеты в пределах окна упорядочиваются и в качестве выходного отсчета возвращается значение из середины упорядоченного окна (или полусумма двух ближайших к середине элементов, если окно имеет четную длину). Медианная фильтрация применяется, например, для устранения импульсных помех (щелчков) при обработке звуковых сигналов.

Фильтр Хэмпеля – разновидность медианной фильтрации, реализующая многомерный подход [4].

Сглаживающая фильтрация

Сглаживающие фильтры Савицкого-Голея, также называемые полиномиальными сглаживающими фильтрами или сглаживающими фильтрами с минимальной квадратической ошибкой, как правило, используются для «сглаживания» зашумленных сигналов с широким (от 8 кГц) спектром без учёта спектра аддитивного шума[2].

Суть алгоритма, реализующего фильтр Савицкого-Голея, заключается в том, что входной сигнал разбивается на блоки заданного размера и в пределах каждого блока выполняется полиномиальная аппроксимация сигнала полиномом заданной степени по критерию минимума среднеквадратической ошибки. Если степень полиномов на единицу меньше размера блоков, выходной сигнал будет равен входному; при меньшей степени полиномов будет происходить сглаживание сигнала. Фильтры Савицкого-Голея применяются для «очистки» сигналов от шумов.

В данном случае сглаживающие фильтры Савицкого-Голея работают намного лучше обычных усредняющих нерекурсивных фильтров, имеющих тенденцию вместе с шумом удалять значительную долю составляющих сигнала высокой частоты. Фильтры Савицкого-Голея лучше сохраняют высокочастотные компоненты сигнала, однако обеспечивают худшее подавление шума по сравнению с обычными нерекурсивными фильтрами.

Метод спектрального вычитания

Метод спектрального вычитания является одним из самых распространённых и часто применяемых алгоритмов цифровой обработки для уменьшения влияния акустического шума на РС [5]. К входному сигналу, представляющего собой смесь шума и речи, применяют БПФ. Амплитудный спектр шума в общем случае неизвестен, но может быть заменен усреднённым значением, вычисленным по кадрам входного сигнала, в которых отсутствует речь, но присутствует шум. Для этого используют детекторы речевой активности, которые отличают кадры, в которых присутствует зашумленная речь, от кадров, содержащих только шум. Следующим этапом является вычитание спектра акустического шума из спектра сигнала. Вычитается амплитудный спектр, фазовый спектр при этом остается неизменным, так как алгоритмы, позволяющие очистить фазовый спектр, сложны в реализации вследствие того, что шум – это случайный процесс. После того, как вычитание произведено, производится синтез результирующего сигнала с помощью обратного БПФ.

Медианные фильтры почти полностью устраняют следы импульсных шумов в зашумлённом сигнале. Применение сглаживающей фильтрации позволяет частично снизить уровни широкополосных и узкополосных шумов, однако даёт нежелательные провалы в спектре,

частично искажающие информацию в сигнале. Метод спектрального вычитания позволяет снизить влияние акустического шума без потери информации в РС.

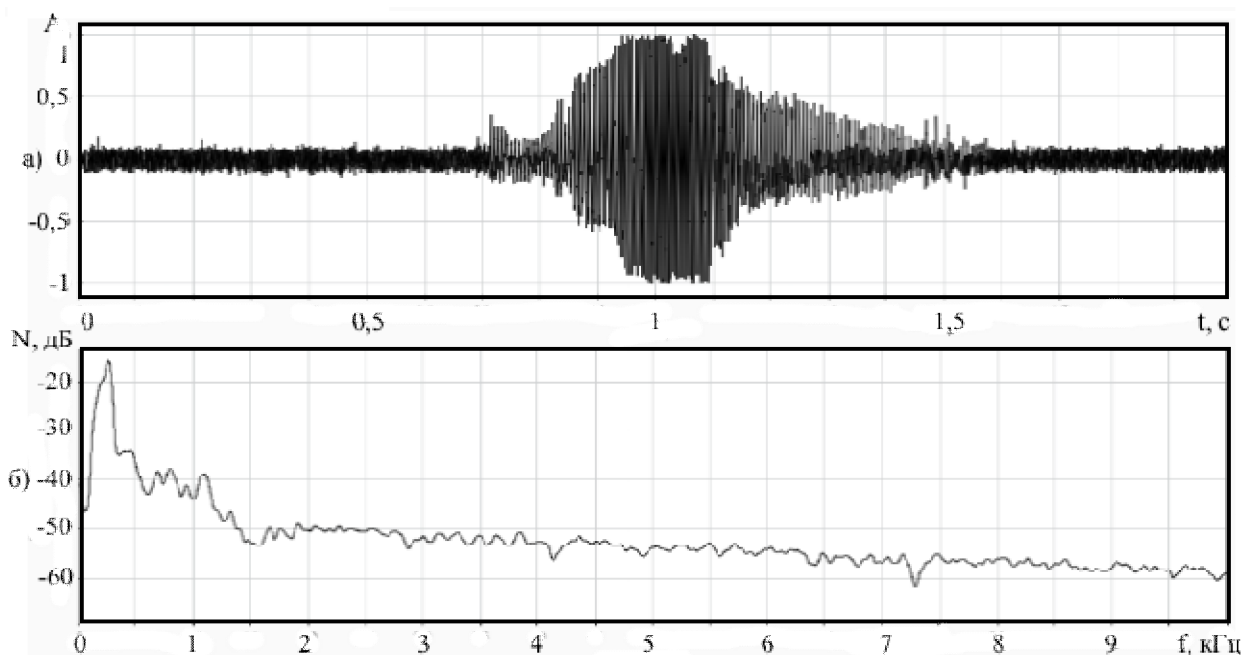


Рис. 3. Временное (а) и спектральное (б) представление тестового речевого сигнала с наложенными на него шумами после последовательного применения различных методов фильтрации

В ходе работы выявлена возможность применимости рассмотренных методов фильтрации для снижения влияния акустических шумов на качество РС. Применение рассмотренных фильтров даёт ощутимый результат в снижении влияния наложенных акустических шумов на речевой сигнал (рисунок. 3). Выигрыш в отношении сигнал-шум от комбинированного применения всех представленных алгоритмов составил 3,5-4,5 дБ. Эксперимент проводился в программной среде MATLAB с использованием 10 записей речи дикторов и искусственно сгенерированных акустических шумов трёх типов.

В ходе эксперимента выявлена необходимость доработки алгоритмов фильтрации с целью снижения потерь информации, а также необходимость изучения иных методов и подходов подавления акустических шумов для выделения слитной речи из зашумлённого сигнала.

Библиографический список

1. Чучупал В.Я., Чичагов А.С., Маковкин К.А. Цифровая фильтрация зашумлённых речевых сигналов - Вычислительный центр РАН, г. Москва, - 1998
2. А.В. Аграновский, Д.А. Леднов Теоретические аспекты алгоритмов обработки и классификации речевых сигналов -Издательство Радио и связь, г. Москва, - 2004
3. А.Б. Сергиенко Цифровая обработка сигналов: учеб. пособие. - 3-е изд. -издательствоБХВ-Петербург, 2011. 768 с.:ил.
4. Hampel F. R., The influence curve and its role in robust estimation, Journal of the American Statistical Association, 69, 382-393, 1974.
5. Петровский А. А., Вашкевич М. И., Азаров И. С. Цифровая обработка аудио и видеоданных: пособие - Минск: БГУИР, 2017. 6-11с.

УДК 621.396.67; ГРНТИ 47.45.29

ПРОЕКТИРОВАНИЕ ЦРРЛ С ПОМОЩЬЮ ПРОГРАММНОГО КОМПЛЕКСА PROFEDIT + DRRL

Г. Золотарев

*Рязанский государственный радиотехнический университет,
Рязань, rgrtu@rsreu.ru*

Аннотация. Описана актуальность проектирования ЦРРЛ. Показаны основные функции программного комплекса ProfEdit + DRRL.

Ключевые слова: ЦРРЛ, проектирование цифровой радиорелейной линии, ProfEdit, DRRL

DESIGNING RDRL WITH SOFTWARE PRODEDIT + DRRL

G.Zolotarev

*Ryazan State Radio Engineering University,
Ryazan, rgrtu@rsreu.ru*

Abstract. The urgency of the design of the MDCS is described. The main functions of the ProdEdit + DRRL software are shown.

Keywords: RDL, digital microwave relay design, ProfEdit, DRRL.

1. Цифровые радио-релейные линии и их применение

Разработка новых технологий для производства телекоммуникационного оборудования и разработка полос частот выше 10 ГГц радикально изменили оборудование и структуру радиорелейной линии связи. Использование современной элементной базы позволило уменьшить в десятки и сотни раз размеры оборудования, его вес и энергопотребление, повысило его надежность.

В типичной версии современное радиорелейное оборудование состоит из наружного блока, передатчика, установленного в непосредственной близости от параболической антенны и внутреннего модуля [1].

Цифровое радиорелейное оборудование используется там, где организация линий связи на основе других технологий (спутниковая связь, волоконно-оптическая связь и т. д). Является неработоспособной или экономически необоснованной. Такие условия характерны для многих регионов нашей страны, которые наряду с большой территорией имеют низкую плотность населения. Время развертывания радиорелейной линии намного меньше, чем для построения волоконно-оптических линий. В то же время качество передачи информации в правильно спроектированной радиорелейной линии с использованием современного цифрового оборудования не уступает ВОЛС с явным преимуществом в простоте конструкции и низкими затратами на эксплуатацию и строительство.

Волоконно-оптические линии связи с высокой пропускной способностью во многих случаях являются наиболее подходящим типом телекоммуникаций для передачи больших объемов информации. Одним из возможных применений MDCS является создание опорных линий, дублирующих волоконно-оптические линии. Хотя RRL имеют значительно меньшую пропускную способность, чем волоконно-оптическая связь, их можно использовать для резервного копирования в случае повреждения оптического волокна, обеспечивая передачу некоторых каналов по линиям связи, по которым передаются сообщения первостепенной важности. Такое использование DRRL связи важно для предприятий, реализующих передачу информации по всей стране, например для объединения «Ростелеком» [2].

Цифровые радиорелейные станции могут использоваться для организации связи между городскими телефонными станциями, создания внутризональных линий связи. В сетях местной городской связи цифровые радиорелейные системы с полосой пропускания 15 ГГц или выше с пропускной способностью 34 Мбит / с и более широко используются в качестве транспортных коммуникационных линий для межстанционной связи. Важной областью применения DRRL является создание инфраструктуры для сотовых компаний. Базовые станции GSM должны быть отделены друг от друга на расстоянии не более 180 км, что определяется ограниченным временем отклика сотового телефона на запрос на станции.

Для связи между базовыми станциями в городах мобильные операторы арендуют цифровые потоки на оптоволоконных линиях, а там, где это сделать невозможно, либо за-

труднительно, применяют DRRL, используя для базовых и радиорелейных станций общую систему электропитания и одну мачту для размещения антенн [2].

Еще одной областью применения линий CRDL является организация связи в трудно-доступных районах. На обширной территории России существует множество деревень и деревень, где волоконно-оптические линии связи нецелесообразно планировать из-за небольшого числа потенциальных пользователей. Но поскольку организация коммуникации в таких областях необходима, то для этой цели используется CRDS с низкой пропускной способностью.

Возможной областью применения RDC является связь между подразделениями крупных предприятий. Единая корпоративная коммуникационная сеть также необходима для функционирования автоматизированной информационной системы, обеспечивающей совместную работу всех подразделений предприятия, управление технологическими процессами, быстрое перераспределение нагрузки в аварийных ситуациях, своевременную активацию и деактивацию терминальных приводов.

На практике проектирование микроволновых линий, выбор антенных рельсов и характеристик антенно-фидерного канала радиорелейных станций, а также расчет качественных индикаторов RRL выполняются с использованием специализированных программных комплексов (ПК). Широко используется и хорошо зарекомендовал себя как инструмент для проектирования RRL во многих проектных организациях, компаниях - системных интеграторах и программных пакетах образовательных учреждений DRRL (разработка ООО «Центр телекоммуникационных технологий», г. Новосибирск). Данный программный комплекс предназначен для автоматизации деятельности по проектированию цифровых радиорелейных линий (RRL). Он был создан инженерами с многолетним опытом проектирования микроволновых релейных линий различного размера от небольших однопролетных линий доступа до мощных радиорелейных линий. Программный комплекс был испытан на большом количестве разработанных и успешно эксплуатируемых линий, в разных климатических зонах и на маршрутах различной степени пересечения - от низинных и болотистых до высокогорных [1].

Проектирование ЦРРЛ является сложным процессом, который должен учитывать множество важных критериев: расстояние между ретрансляторами, рельеф местности, качественные показатели оборудования и т.д. Помощником в проектировании и был создан программный комплекс PROFEDIT+DRRL облегчающий весь процесс построения линии связи и расчета качественных показателей.

2. Программный комплекс ProfEdit

ProfEdit 4.1 — программный модуль ввода, импорта и редактирования геодезической информации на продольном профиле пролета РРЛ.

Рельеф при расчете и конструкции радиорелейной линии (RRL) описывается с использованием продольного профиля как показано на рисунке 1. Продольный профиль канала RRL показывает вертикальный разрез местности между соседними радиорелейными станциями со всеми отметками высоты, включая препятствия - строительство, лес. На продольном профиле также обязательно наблюдаются водная поверхность - реки, болота, водохранилища. Конструкция продольных профилей выполняется после предварительного выбора маршрута в автоматическом режиме с использованием различных цифровых моделей рельефа или вручную с использованием топографических карт. ProfEdit 4.1 — программный модуль ввода и редактирования информации на продольном профиле пролета RRL — высотных отметок уровня земли, границ и высотных характеристик застройки и леса, границ участков водной поверхности. ProfEdit 4.1 позволяет быстро построить продольный профиль пролета RRL в автоматическом режиме и оценить необходимые высоты подвеса антенн RRL, что изображено на рисунке 1. После построения продольного профиля он сохраняется в

формате *.prof для дальнейшего использования в программном модуле расчета качественных показателей DRRL версии 5.1 и выше.

На рисунке 1 показан процесс построения продольного профиля в программном модуле ProfEdit 4.1 и выбраны необходимые высоты подвеса антенн RRL[1].

Проектирование происходит на интервале «Березово-74» - PPC «Теги-74».

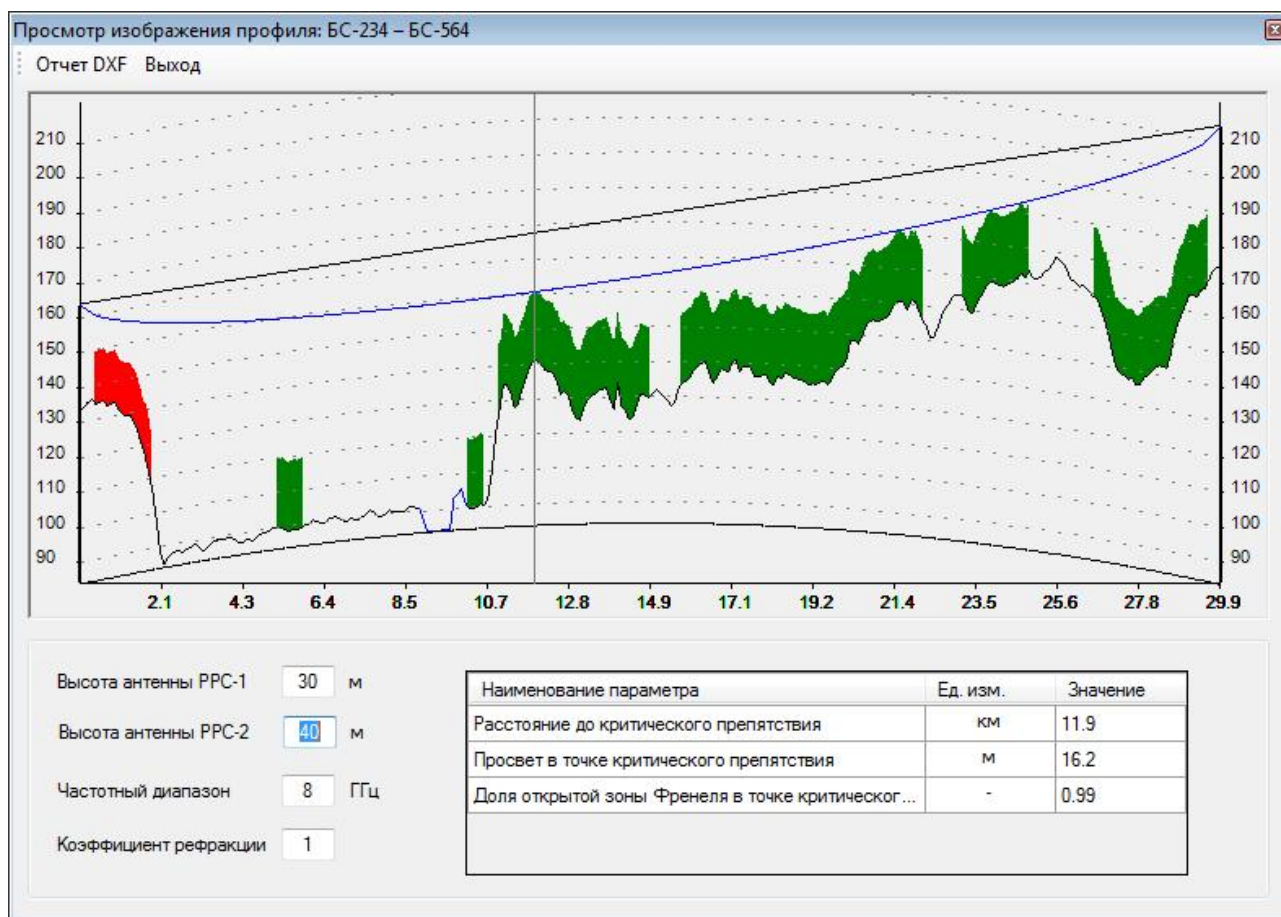


Рис. 1. Построение продольного профиля в программном комплексе ProfEdit для интервала «Березово-74» - PPC «Теги-74»

3. Программный комплекс DRRL

Программа DRRL предназначена для расчета и оптимизации качественных показателей радиорелейных линий связи и сетей радиодоступа. Она создана инженерами с многолетним опытом проектирования радиорелейных линий различного масштаба - от небольших однопролетных линий доступа до мощных протяженных магистральных RRL.

DRRL 6.0 является программным модулем для расчета качества цифровой радиорелейной линии, как показано на рисунке 2.

Основные возможности DRRL версии 6.0:

- Расчет качественных показателей RRL в соответствии с Методом расчета следов цифровых линий зрения RRL.
- расчет качественных показателей RRL в соответствии с ГОСТ Р 53363-2009 «Цифровые радиорелейные линии. Показатели качества. Методы расчета.
- расчет качественных показателей RRL в соответствии с методологией МСЭ-R P.530.
- оптимизация основных параметров радиорелейных станций, выбор высот и диаметров антенн, выбор конфигурации пути передачи-приема.

• Подготовка отчетов по результатам расчетов и продольных профилей интервалов RRL в виде чертежей по ГОСТ 21.101-97 для включения в проектную документацию [1].

На рисунке 2, 3 и 4 показаны результаты проектирования в программном модуле DRRL 6.0. В данном модуле были рассчитаны: качество DRRL, оптимизация основных параметров и все качественные показатели цифровой радиорелейной линии.

С помощью программного комплекса был построен профиль интервала РРС «Березово-74» - РРС «Теги-74» (рисунок 2), выбраны высоты подвеса антенн (рисунок 4), а также рассчитаны параметры ЦРРЛ, которые показаны на рисунке 2 и 3.

Проектирование происходит на интервале «Березово-74» - РРС «Теги-74».

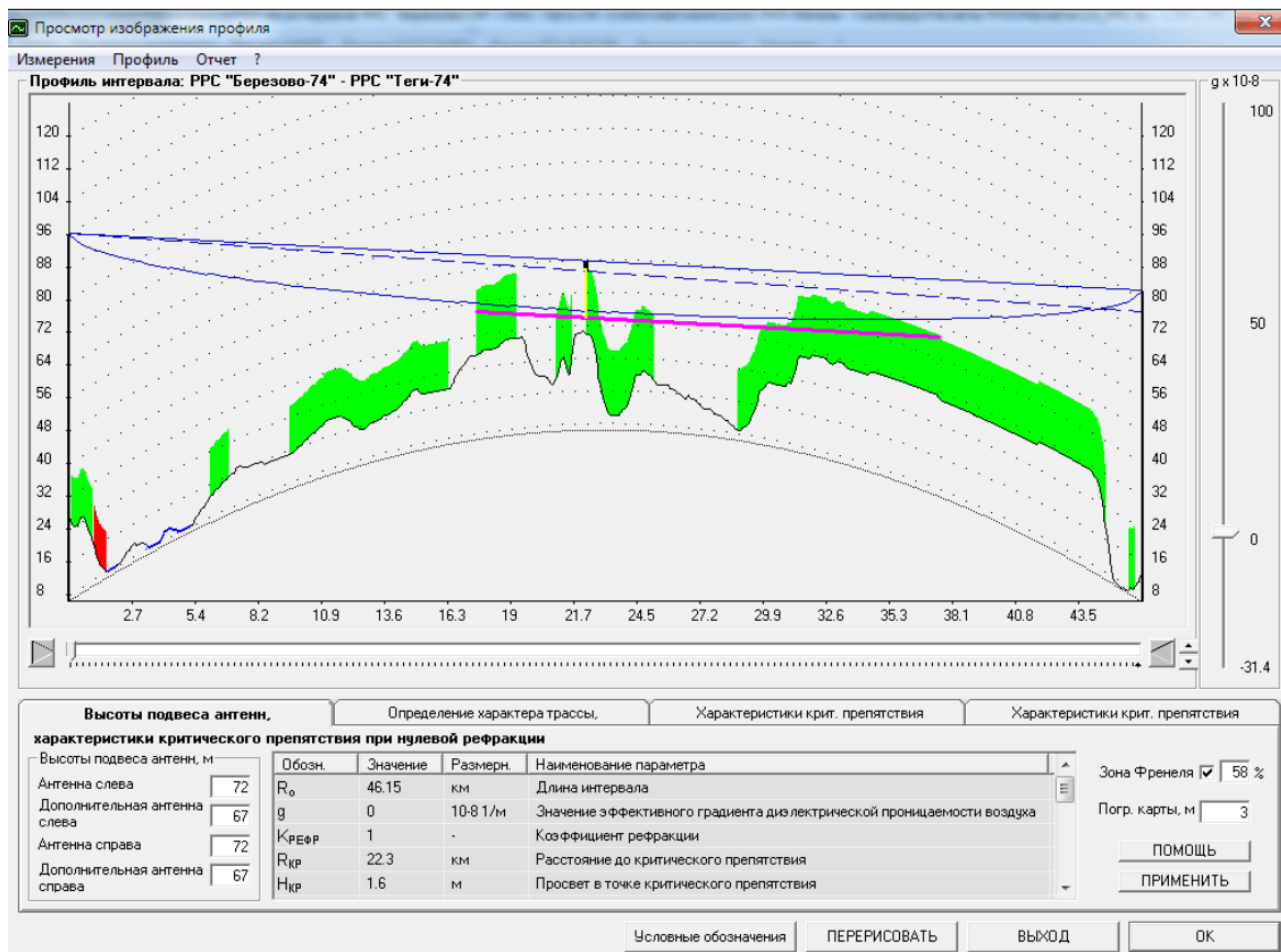


Рис. 2. Профиль интервала РРС и их параметры на участке «Березово-74» - РРС «Теги-74»

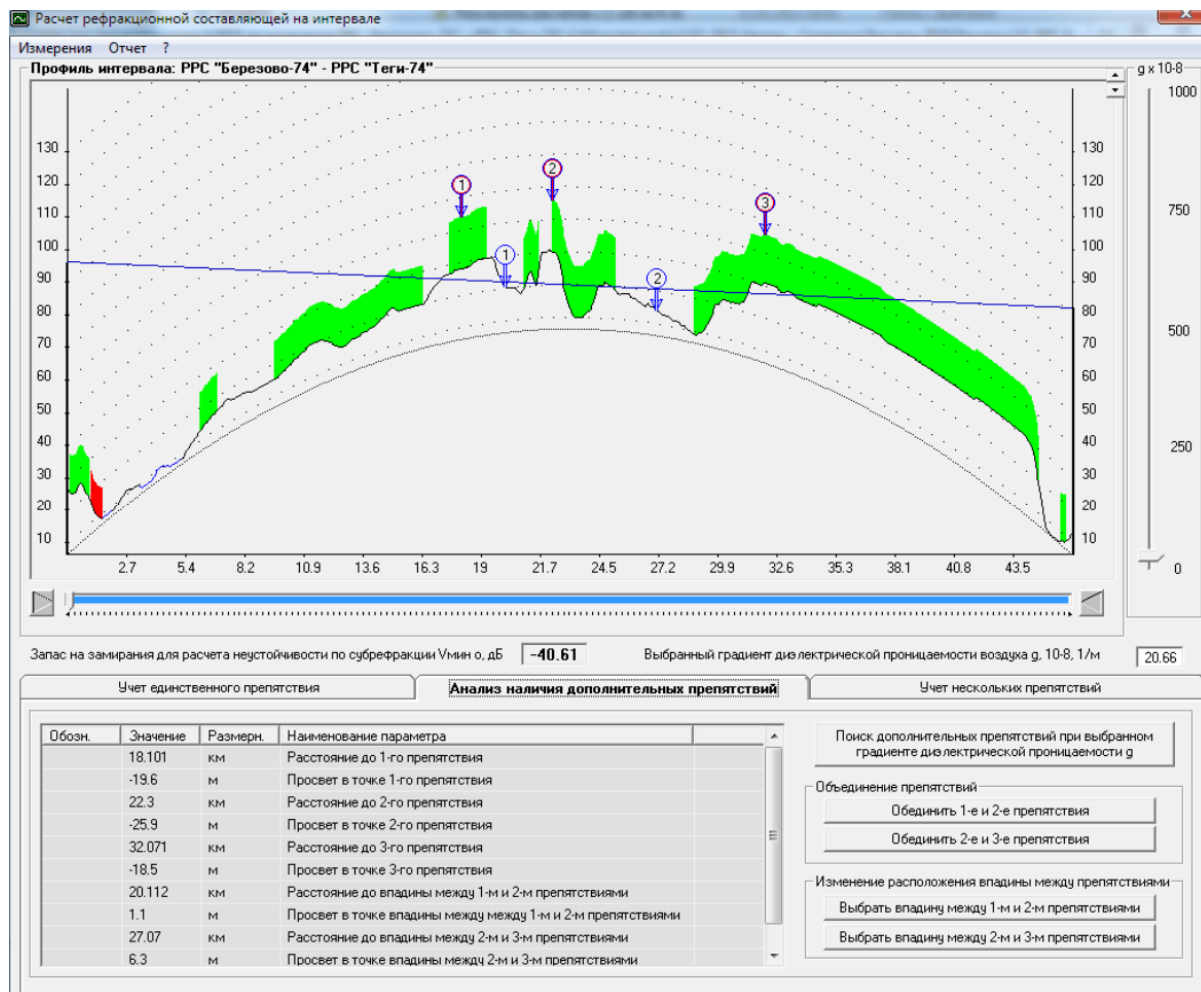


Рис. 3. Параметры ЦРРЛ на интервале «Березово-74» - РРС «Теги-74»

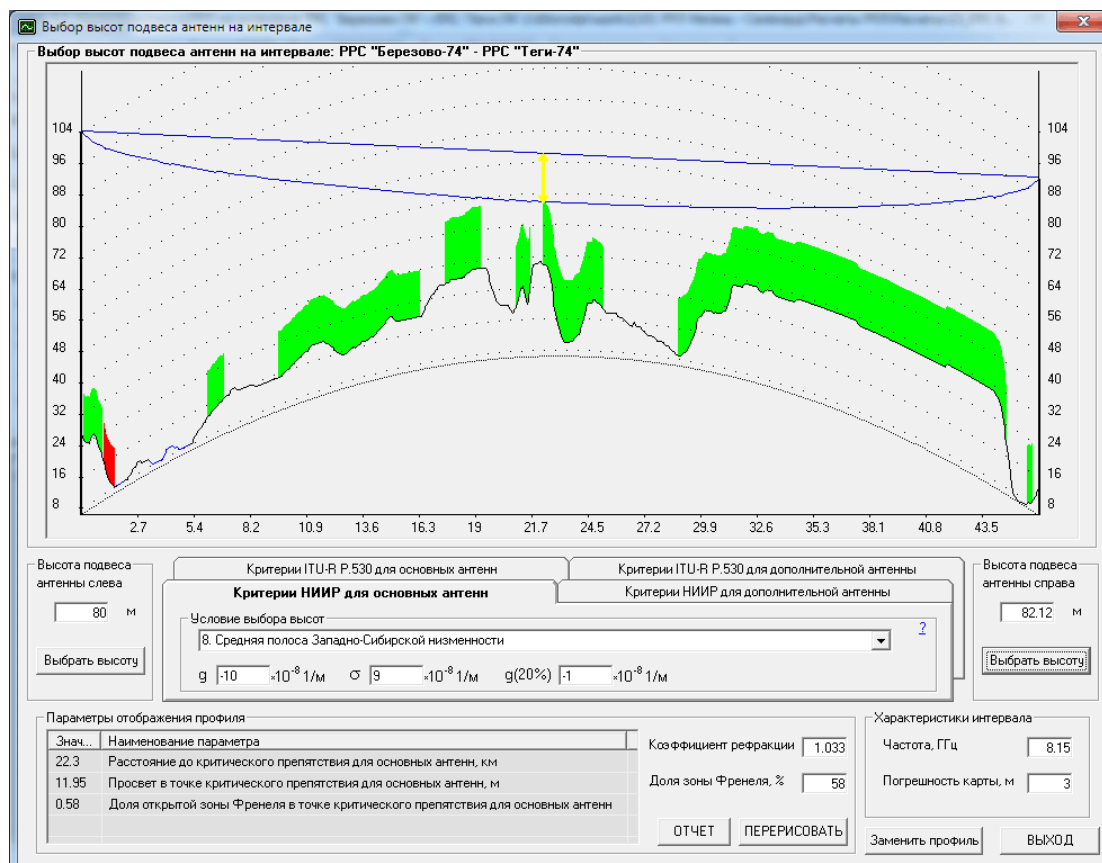


Рис. 4. Выбор высот подвеса антенн на интервале «Березово-74» - РРС «Теги-74»

Выводы

В статье выполнен анализ литературы для проектирования цифровой радиорелейной линии. Выбраны методы для выполнения проектирования, с помощью программного комплекса определены все качественные показатели РРЛ и остальные важные характеристики. В программе ProfEdit был построен продольный профиль и выбраны необходимые высоты подвеса антенн RRL для интервала «Березово-74» - РРС «Теги-74» (рисунок 1), а с помощью комплекса DRRL был рассчитан профиль интервала РРС и параметры ЦРРЛ, которые приведены на рисунках 2, 3, а также произведен выбор высот подвеса антенн для интервала «Березово-74» - РРС «Теги-74» (рисунок 4).

Библиографический список

1. М.А.Быховский, Ю.М.Кирик, В.И.Носов, О.Ю.Сахаров, А.С.Сорокин, Н.Б.Сорокин. Основы проектирования цифровых радиорелейных линий связи. Москва, 2014. С. 246-292.
2. Маковеева.М.М. Радиорелейные линии связи. Москва, 1988. С. 15-78.

ВЫБОР ТЕХНОЛОГИИ ОБЕСПЕЧЕНИЯ ДОСТУПА К СЕТИ ИНТЕРНЕТ В ЦПКИО ГОРОДА РЯЗАНЬ

Д.Д. Иваненко

Рязанский государственный радиотехнический университет

Российская Федерация, Рязань, dashaliza1@mail.ru

Аннотация. В данной работе сравниваются беспроводные технологии доступа к сети интернет, рассматриваются их преимущества и недостатки и, на основе этих данных, выбирается наиболее выигрышный способ доступа.

Ключевые слова: сеть Интернет, 3G, 4G, Wi-Fi.

THE CHOICE OF TECHNOLOGY TO PROVIDE INTERNET ACCESS IN THE CENTRAL PARK OF THE CITY OF RYAZAN

Ryazan State Radio Engineering University

Russian Federation, Ryazan, dashaliza1@mail.ru

Annotation. In this paper compares wireless technologies for accessing the Internet, discusses their advantages and disadvantages and, on the basis of these data, selects the most advantageous access method.

Keywords: Internet, 3G, 4G, Wi-Fi.

Введение

Интернет - глобальная компьютерная сеть, которая объединяет множество локальных сетей. История развития Всемирной сети началась еще в 1950-х годах и до сих пор появляются новые услуги и возможности. С каждым годом число пользователей увеличивается, соответственно, и требования к передаче и приему информации также растут. Сложно представить человека, который ни разу не использовал Интернет для работы, учебы или общения.

Получить доступ к Всемирной сети можно двумя способами - используя проводные и беспроводные технологии. Вследствие некоторых недостатков кабельных (проводных) способов подключения, в том числе громоздкости инфраструктуры, на этапе «последней мили» большую популярность сейчас набирают беспроводные стандарты передачи информации.

Программа ликвидации цифрового неравенства, реализуемая, в частности ПАО «Ростелеком», предусматривает упрощение доступа к сетям для различных категорий граждан, в том числе на бесплатной основе. Это, в свою очередь, позволяет получить доступ к различным государственным, коммунальным, корпоративным и прочим сервисам, облегчая реализацию своих прав по доступу к информации и получению различных услуг для населения. Расширение зон охвата подобного рода услугами повышает привлекательность городской инфраструктуры, рекреационных зон и территорий массового посещения.

Поэтому анализ и выбор наиболее подходящих для решения этой задачи технологий выглядит, безусловно, актуальным.

Сегодня наиболее используемыми являются следующие беспроводные технологии доступа к сети [2]:

1. Спутниковый интернет;
2. Мобильные сети;
3. Wi-Fi.

Спутниковый интернет

Название технологии указывает на принцип ее действия. Сигнал поступает к пользователю, ретранслируясь через спутники, находящиеся на геостационарной орбите Земли. Основной функцией спутника является передача информации из одной точки планеты (от

базовой станции) до абонентов, расположенных в зоне покрытия спутника (это достаточно большая территория, которая включает обычно несколько стран).

Спутниковый интернет имеет основное преимущество - его можно использовать в различной местности, даже там, где нет стабильной мобильной связи. Недостатков значительно больше:

- высокая стоимость оборудования и услуг оператора;
- маленькая скорость передачи данных – всего 15 Мбит/с;
- зависимость от погодных условий.

Технологии 3G и 4G

3G сети работают в дециметровом диапазоне, поддерживая скорость передачи до 2 Мбит/с. Однако, при движении пользователя, скорость передачи данных уменьшается до 144 Кбит/с. Сети третьего поколения имеют большую зону покрытия, так как все сотовые станции предоставляют данную услугу своим абонентам.

4G сети – следующее после 3G поколение мобильной сети, что позволяет пользователям осуществлять передачу данных со скоростью 1 Гбит/с. Получить доступ в Интернет с помощью этой технологии можно только в достаточно больших городах, так как требуется дорогостоящее оборудование.

Мобильные сети имеют определенные достоинства:

- мобильность и простота использования;
- дальность действия, ограниченная зоной покрытия;
- высокий уровень защиты информации.

В то же время есть и ряд недостатков:

- относительно низкая скорость передачи данных;
- нестабильность передачи данных;
- дороговизна интернет-услуг;
- высокое потребление энергии устройством, которое использует мобильные сети передачи данных по сравнению с технологиями локальных сетей.

Стандарты технологии Wi-Fi

Сегодня значительная часть локальных сетей построена по технологии Wi-Fi – беспроводной аналог стандарта Ethernet. Термин «Wi-Fi» является сокращением от английского Wireless Fidelity, что дословно переводится как «высокая точность беспроводной передачи данных». Он основан на нескольких протоколах, которые с каждым годом развиваются и модифицируются. Официальное название этих стандартов - IEEE 802.11 [1].

Существует 7 модификаций стандарта 802.11, наиболее использованными являются - 802.11g (2003 год), 802.11n (2009 год), 802.11ax (2019 год). Каждый из них имеет свои особенности, в частности: различные пиковые физические скорости (802.11g – до 54 Мбит/с, 802.11n – до 600 Мбит/с, 802.11ax – до 10 Гбит/с); рабочий диапазон частот – 2.4 МГц.

Технология Wi-Fi обладает рядом достоинств[3]:

- позволяет обеспечить доступ к сети без прокладки кабеля, что может уменьшить стоимость развертывания и расширения сети;
- может обслуживать места, где нельзя проложить кабель (здания, имеющие историческую ценность и т.д.);

Не следует забывать, что беспроводные сети Wi-Fi имеют и ряд недостатков:

- частотный диапазон и эксплуатационные ограничения имеют отличия для различных стран;

гостинице. Для этого потребуется установка дополнительных точек доступа в здании стадиона.

Целесообразно использование в разных парковых зонах всенаправленных и ненаправленных антенн при организации точек доступа. Всенаправленная антенна раздает и принимает сигнал от всех направлений. Небольшой коэффициент усиления, а, следовательно, и небольшая дальность действия, равномерное излучение сигнала - определяют характеристики данных антенн. Исходя из этих свойств, всенаправленные антенны можно расположить в точках доступа Wi-Fi в следующих зонах: в зоне теннисных кортов и уличных тренажеров, на пляже и у лодочной станции, а также в летнем театре и на летней танцплощадке. Направленная антенна фокусирует радиосигнал в заданном направлении, что позволяет в разы увеличивать расстояние передачи и приема сигнала Wi-Fi. Таким образом, улучшается сигнал к точке доступа и от нее в том направлении, куда направлена антенна, что обеспечивает большую мощность сигнала в одном направлении и меньшую во всех остальных направлениях. Такой вид антенн предлагается использовать в точках доступа, организованных возле спорткомплекса ЦСК, на входных группах со стороны улиц Пушкина и Братиславской.

Идентификация абонентов является важной частью использования беспроводной сети Wi-Fi. Наиболее удобно проводить идентификацию пользователей по номеру телефона, а именно смс-авторизацию. В 2016 году компания «Ростелеком» запустила в коммерческую эксплуатацию сервис «Управляемый Wi-Fi» [4]. Подключив его, администрация парка получит возможность управления настройками сети и политик доступа, редактирования приветственной web-страницы, размещения рекламной информации и многое другое. Например, при подключении к сети конечный пользователь увидит на экране планшета или смартфона приветственную страницу, на которой размещена полезная информация о ближайших мероприятиях в ЦПКиО года Рязань. Для предоставления сервиса «Управляемый Wi-Fi» используется оборудование российских поставщиков, которое клиентам «Ростелекома» не нужно самостоятельно покупать, настраивать и поддерживать в работоспособном состоянии. Всё это предоставит национальный оператор, имеющий огромный опыт работы в телекоммуникационной сфере.

Заключение

Развернув сети Wi-Fi в ЦПКиО, посетители парка смогут получать стабильный и высокоскоростной доступ в интернет. Они смогут проверить почту, обновить свой профиль в социальных сетях или поработать на свежем воздухе, используя ноутбук. Кроме этого в парке часто проводятся различные развлекательные мероприятия. Беспроводные сети Wi-Fi облегчат организаторам подготовку концертов, дискотек и конкурсов. Появление беспроводных сетей Wi-Fi в парке повысит привлекательность парка и, соответственно, количество посетителей.

Библиографический список

1. Технологии современных беспроводных сетей Wi-Fi : учебное пособие / [Е. В. Смирнова, А. В. Пролетарский и др.] ; под общ. ред. А. В. Пролетарского;
2. Основы сетевых технологий : учебное пособие / [А.Н. Колесенков, Ю.Н. Конкин] ;
3. Беспроводные сети Wi-Fi : учебное пособие / [А. В. Пролетарский и др.] .
4. Сайт компании «Ростелеком» <https://moscow.rt.ru>

УДК 621.396; ГРНТИ 49.03

ОЦЕНКА КАЧЕСТВА РЕЧЕВОГО СООБЩЕНИЯ С ТОЧКИ ЗРЕНИЯ ВЛИЯНИЯ НА НЕГО АКУСТИЧЕСКОГО ШУМА

С.И. Косицына

Рязанский государственный радиотехнический университет,

Российская Федерация, Рязань, kositsyna.lana@mail.ru

Аннотация. В работе рассматривается влияние акустического шума на качество речевых сообщений. Приводятся алгоритмы оценки качества речевых сообщений. Предлагается порядок сравнения рассмотренных алгоритмов.

Ключевые слова: речевое сообщение, акустический шум, алгоритм оценки качества речевого сообщения.

ASSESSMENT OF THE QUALITY OF THE VOICE MESSAGE FROM THE POINT OF VIEW OF THE IMPACT OF AKUSTICHESKOGO NOISE

S.I. Kositsyna

Ryazan State Radio Engineering University,

Russia, Ryazan, kositsyna.lana@mail.ru

The summary. The paper deals with the influence of acoustic noise on the quality of speech messages. Algorithms for assessing the quality of speech messages are presented. The order of comparison of the considered algorithms is proposed.

Keywords: speech communication, acoustic noise, the algorithm assessing the quality of speech communication.

В системах связи важным вопросом является оценка качества речевых сообщений (РС). Обычно такая оценка производится с помощью объективных и субъективных методов. Субъективные методы предпочтительнее с точки зрения точности, но достаточно трудоемкие и дорогостоящие.

В противовес субъективным методам разрабатывается большое количество алгоритмов объективной оценки качества РС. Одни из них анализируют сигнал во временной области, другие в спектральной. Применяют так же комплексные методы, результаты которых наиболее приближены к результатам субъективной оценки.

В данной работе произведен анализ влияния акустического шума (АШ) на качество РС, а так же выбран один из четырех алгоритмов объективной оценки по средствам предложенного подхода к выбору.

В процессе анализа воздействия АШ на РС была произведена оценка качества смеси РС и АШ по средствам четырех объективных алгоритмов и одного субъективного. В качестве АШ был взят звук чайника. Смесь РС и АШ была реализована с отношением сигнал-шум (ОСШ): 0 дБ, 5 дБ и 10 дБ. В качестве критериев объективной оценки были выбраны четыре алгоритма: среднеквадратическая ошибка (SKO), показатель отношения сигнал-шум (SNR), показатель расстояния Итакура-Саито (ISD) и модификация показателя FOSD (функция ощущения спектральной динамики).

Алгоритм 1. Среднеквадратическая ошибка (SKO)

$$SKO = \frac{1}{K} \sum_{i=1}^K (x(n) - x_1(n))^2,$$

где $x(n)$ и $x_1(n)$ – n -е отсчеты чистого и зашумленного РС;

K – общее количество отсчетов в приведенной реализации.

Данный алгоритм анализирует сигнал во временной области [2].

Алгоритм 2. Показатель отношения сигнал-шум (ОСШ)

$$\text{SNR} = 10 \lg \times \frac{\sum_{n=1}^{K_d} x^2(n)}{\sum_{n=1}^{K_d} (x(n) - x_1(n))^2},$$

где $x(n)$ и $x_1(n)$ — n -е отсчеты чистого и зашумленного РС;

K_d — количество отсчетов приведенной реализации.

Данный алгоритм также анализирует сигнал во временной области [2].

Алгоритм 3. Показатель расстояния Итакура-Саито (ISD)

$$\text{ISD} = \frac{1}{K_d} \sum_{k=1}^{K_d} \left(\frac{|X(f_k)|}{|X_1(f_k)|} - \log \frac{|X(f_k)|}{|X_1(f_k)|} - 1 \right),$$

где $X(f_k)$ и $X_1(f_k)$ — спектры чистого и зашумленного РС.

Данный алгоритм ориентирован на частотную область РС [5].

Алгоритм 4. Модификация показателя FOSD.

$$\begin{aligned} \text{MFOSD} = \sum_{m=2}^M \sum_{g=1}^G \beta_l \sum_{n=1}^{N_{b,g}} Z_2(f_n, l, N_{\text{seg}} m) = \\ \sum_{m=2}^M \sum_{g=1}^G \beta_l \sum_{n=1}^{N_{b,g}} \frac{|Y(f_n, l, N_{\text{seg}} m)|}{|Y(f_n, l, N_{\text{seg}}(m-1))|}, \end{aligned}$$

где M — число сегментов РС;

$Z_2(f_n, l, m)$ — показатель FOSD для l -ой критической полосы спектра сегмента m длины N_{seg} ;

β_l — коэффициент «значимости» спектральных составляющих l -ой критической полосы;

$X(f_n, l, m)$ и $Y(f_n, l, m)$ — l -ая критическая полоса спектра сегмента m с длиной N_{seg} чистого и зашумленного РС [4].

Данный алгоритм, так же как и алгоритм FOSD отслеживает динамику изменения спектра критических полос, но осуществляется это на соседних сегментах, а так же введены коэффициенты значимости.

Оценка качества РС с помощью субъективного метода произведена в соответствии с ГОСТ Р 50840-95 п. 8 «Измерение качества речи методом парных сравнений с контрольным трактом» [3].

Для выбора одного из предложенных алгоритмов объективной оценки качества РС были обозначены следующие показатели:

1. Разность Δ между объективной и субъективной оценкой;
2. Коэффициент корреляции R_{corr} показателей объективной и субъективной оценки;
3. Вычислительная сложность.

Разность Δ :

$$\Delta = X_1 - X_2,$$

где X_1, X_2 - средние значения массивов объективных и субъективных оценок качества речи;

Коэффициент корреляции:

$$R_{\text{corr}} = \frac{(\sum_{n=1}^N (L_1(n) - \bar{L}_1)(L_2(n) - \bar{L}_2))}{\sqrt{\sum_{n=1}^N (L_1(n) - \bar{L}_1)^2 \sum_{n=1}^N (L_2(n) - \bar{L}_2)^2}},$$

где $L_1(n)$, $L_2(n)$ — n -ые значения объективной и субъективной оценок качества речи;

$\bar{L}_1$, $\bar{L}_2$ — средние значения объективной и субъективной оценок качества речи;

n — номер реализации [1].

Данные показатели качества сведены в таблицу 1:

Таблица 1. Показатели качества сравниваемых алгоритмов

Алгоритм	Разность Δ	R_{corr}	Вычислительная сложность алгоритма, с
Алгоритм 1	0,25	0,8	0,3
Алгоритм 2	0,21	0,79	0,6
Алгоритм 3	0,15	0,91	0,5
Алгоритм 4	0,05	0,96	0,8

Далее была произведена нормировка показателей по следующим формулам:

$$PK_i^* = \frac{PK_i}{PK_{i \max}}, \quad PK_i^* = \left(1 - \frac{PK_i}{PK_{i \max}}\right),$$

где PK_i — i -й показатель качества;

$PK_{i \max}$ — максимальный показатель качества.

Максимизировались: коэффициент корреляции, минимизировались: разность Δ и вычислительная сложность.

В Таблице 2 приведены нормированные показатели качества.

Таблица 2 – Нормированные показатели качества

Алгоритм	Разность Δ	R_{corr}	Вычислительная сложность алгоритма, с
Алгоритм 1	0	0,83	0,63
Алгоритм 2	0,16	0,82	0,25
Алгоритм 3	0,4	0,94	0,38
Алгоритм 4	0,8	1	0

Далее, по средствам введенных весовых коэффициентов было произведено сравнение алгоритмов:

$$\sum_{i=1}^n \alpha_i PK_i,$$

где α_i — весовые коэффициенты;

PK_i — показатели качества.

Весовые коэффициенты были выставлены следующим образом:

- Разность Δ — 0,5,

- Коэффициент корреляции $R_{\text{согт}} - 0.35$,
- Вычислительная сложность $- 0.15$,

Алгоритм 1:

$$\sum_{i=1}^3 \alpha_i \text{ПК}_i = (0.5 * 0) + (0.35 * 0.83) + (0.15 * 0.63) = 0.385 ;$$

Алгоритм 2:

$$\sum_{i=1}^3 \alpha_i \text{ПК}_i = (0.5 * 0,16) + (0.35 * 0.82) + (0.15 * 0,25) = 0.404 ;$$

Алгоритм 3:

$$\sum_{i=1}^3 \alpha_i \text{ПК}_i = (0.5 * 0.4) + (0.35 * 0,94) + (0.15 * 0.38) = 0.586 ;$$

Алгоритм 4:

$$\sum_{i=1}^3 \alpha_i \text{ПК}_i = (0.5 * 0.8) + (0.35 * 1) + (0.15 * 0) = 0.750 .$$

В результате сравнения алгоритмов, с учетом минимизации, выявлено, что лучшим является алгоритм 4 - «Модификация показателя FOSD». Основой данного алгоритма является отслеживание динамики изменения спектра критических полос, где под критической полосой понимаем диапазон частот, определяющийся в соответствии со слуховым восприятием. Наряду с объективными и субъективными алгоритмами оценки качества РС выступают психоакустические методы, учитывающие особенности восприятия речи человеком. По средствам психоакустической модели оценивается субъективное качество с помощью технических и программных средств. За счет анализа критических полос, идея алгоритма MFOSD (FOSD) имеет сходство с идеей психоакустической оценки, что позволяет судить о перспективах развития психоакустических методах оценивания РС.

Библиографический список

1. 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. – Оценка качества речи.
2. В. Т. Дмитриев, Д. С. Константинова. Алгоритм комплексной оценки качества речи в канале связи // ISSN 1995-4565. Вестник РГРТУ. 2016. № 57. – С.42-47.
3. ГОСТ Р 50840-95. Передача речи по трактам связи. Методы оценки качества, разборчивости и узнаваемости (Разделы 1-11, Приложения А).
4. С.Н. Кириллов, В.Т. Дмитриев, Я.О. Картавенко Алгоритм объективной оценки качества декодированного речевого сигнала на основе изменения спектральной динамики критических полос спектра. // РГРТУ 2011 №3(37) - С.3-7.
5. Кириллов С.Н., Дмитриев В.Т., Лукьянов Д.И., Семин Д.С. Algorithms for evaluating the quality of the received speech and psycho-emotional state of the speaker by the action of acoustic noise in telecommunication systems» (Алгоритмы оценки качества принятой речи и психоэмоционального состояния диктора при действии акустических помех в телекоммуникационных системах) // 2018 Moscow Workshop on Electronic and Networking Technologies (MWENT). Proceedings. – Moscow: National Research University "Higher School of Economics". Russia, Moscow, March 16, 2018. IEEE Catalog Number: CFP18N39-CDR. ISBN: 978-1-5386-3497-4.-14.

УДК 621.396; ГРНТИ 47.47

МЕТОДИКА ВЫБОРА РЕЧЕВЫХ КОДЕКОВ ДЛЯ IP-ТЕЛЕФОНИИ

С УЧЁТОМ СОВОКУПНОСТИ ПОКАЗАТЕЛЕЙ КАЧЕСТВА

Ю.С. Коченкова

Рязанский государственный радиотехнический университет,

Российская Федерация, Рязань, megojuls@gmail.com

Аннотация. В работе рассматриваются речевые кодеки, применяемые при проектировании современных сетей IP-телефонии. Приводится основанная на анализе известных методик, методика выбора оптимального речевого кодека, учитывающая совокупность различных показателей качества.

Ключевые слова: IP-телефония, речевой кодек, скорость передачи информации, задержка накопления.

TECHNIQUE OF SELECTION OF VERBAL CODECS FOR IP-TELEPHONY TAKING INTO ACCOUNT THE COMPLEX QUALITY INDICATORS

J.S. Kochenkova

Ryazan State Radio Engineering University,

Russia, Ryazan, megojuls@gmail.com

The summary. The paper deals with speech codecs used in the design of modern IP-telephony networks. Given the analysis of known methods, the method of selecting the optimal speech codec, taking into account the combination of different quality indicators.

Keywords: IP-telephony, speech codec, information transfer rate, accumulation delay.

IP-телефония – это голосовая связь, осуществляемая по сетям передачи данных, в том числе и по IP-сетям [1]. Преимущества таких передач в простоте конфигурирования, высоком качестве связи и относительно безопасном соединении. Обеспечение требуемого качества передачи речи достигается благодаря выбору оптимальных речевых кодеков, с учетом совокупности показателей качества [5, 9].

Речевые кодеки - устройства, осуществляющие кодирование речевого сигнала и его декодирование (восстановление). В своей основе кодеки имеют различные алгоритмы обработки (сжатия) речевых сигналов, которые подразделяются на 2 вида: кодирование формы сигнала (КФС) и параметрическое компандирование (кодирование) речи [1]. Так же с целью дополнительного увеличения качества восстановленного сигнала при сохранении скорости передачи предлагается на этапе кодирования применение представления Хургина-Яковлева [2, 10, 11].

Для сетей IP-телефонии в понятие кодека включены не только алгоритмы кодирования/декодирования, но и их аппаратная реализация. Большая часть применяемых в IP-телефонии речевых кодеков, описаны рекомендациями семейства "G" стандарта H.323.

Ключевыми показателями, имеющими первостепенное значение при выборе речевого кодека для проектируемой сети IP-телефонии, являются скорость передачи информации, задержка передаваемого речевого сигнала, качество восстановленного на приемной стороне речевого сигнала, а также устойчивость кодека к потере передаваемых по сети пакетов. В приложениях где для потребителей важно качество его нужно измерять с помощью объективных методов [3...5, 7].

1. Под скоростью передачи информации подразумевается объём данных переданных за единицу времени. Максимальная скорость передачи данных без появления ошибок (пропускная способность) вместе с задержкой определяют производительность системы или линии связи [2].
2. Задержка накопления (её еще часто называют алгоритмической задержкой) – это величина задержки которая зависит от типа речевого кодека. Диапазон меняется от незначительных величин (0,125 мкс) до нескольких миллисекунд [6].
3. Mean Opinion Score (MOS) усредненная оценка разборчивости речи [6]. MOS дает численное представление о качестве передаваемой медиа-информации после сжа-

тия с помощью кодеков и передачи по каналам связи. Выражается он числовым значением от 1 до 5.

4. Устойчивость к потере передаваемых пакетов - на изменение качества передаваемой речи при потере пакетов влияют размер передаваемого пакета и используемый алгоритм сжатия речи. Речевая информация в большей степени устойчива к пропаже одиночных пакетов, нежели целых серий [8].

Методика выбора первичных кодеков речевых сигналов для IP-телефонии разработана на основе анализа известных методик и состоит из нескольких этапов. Отличие представленной методики от большинства известных в том, что она легко доступна и понятна для заказчиков, ее можно применять не только к сетям IP-телефонии, но и ко многим другим известным сетям связи. Также разработанная методика позволяет осуществить выбор оптимального кодека речи, исходя из соображений приемлемого для пользователей качества, восстановленного речевого сигнала на выходе кодека и экономических соображений по снижению избыточности передаваемой речи.

Первый этап методики заключается в определении требований заказчика (для какой конкретно сети нужно подобрать речевой кодек и какие требования предъявляет заказчик к первичному кодеку, что ставится в приоритет – качество восстановленного речевого сигнала, уменьшение избыточности передаваемого сигнала, минимизация нагрузки оказываемой кодеком на процессор системы и многие другие показатели). На основании этих данных делается выборка нескольких кодеков, при этом учитывая поддерживаются ли они сетью заказчика. В сетях IP-телефонии широкое применение находят кодеки семейства "G": G.723.1, (5.3/6.3 кбит/с) G.726 (24/32 кбит/с), G.729 (8 кбит/с), G.729.1 (8/12 кбит/с). А основными показателями качества выступают - скорость передачи информации, задержка передаваемого речевого сигнала, качество восстановленного на приемной стороне речевого сигнала и сложность реализации измеряемая в MIPS – Millions of Instructions per second (млн. операций в секунду) [3]. Скорость передачи информации и качество воспроизводимой речи (т.е. оценка качества MOS) прямо зависят друг от друга и оказывают большое влияние на передачу речевых сигналов, поэтому они являются наиболее важными показателями качества. Сложность реализации кодека оказывает непосредственное влияние на сложность и стоимость оборудования, используемого в сети IP-телефонии. Данный параметр относится к ключевым, но является менее важным, чем качество или скорость передаваемой речи. Задержка оказывает непосредственное влияние на качество передаваемой информации, но, например, использование протоколов с механизмом QoS, приводит к её существенному снижению. Поэтому задержку, так же можно считать ключевым, но менее важным параметром качества.

На втором этапе методики необходимо вычислить коэффициент значимости. Для этого используется количественная оценка значимости каждого показателя (показатели определяются как основные параметры речевого кодека, которые ранее заказчик обозначил приоритетными) методом попарного сравнения в основе которого лежат экспертные оценки. На основе этой оценки составляется таблица – матрица и рассчитывается коэффициент значимости по формуле:

$$k_i = \frac{\sum P_i}{\sum \sum P_i}.$$

Эксперты со стороны заказчика попарно сравнивают каждые четыре основных параметра, которые в сетях IP-телефонии обозначены как приоритетные, отдавая предпочтение одному из них. $\sum P_i$ определяется как число предпочтений в каждой строке, отданных тому или иному фактору при проводимой оценке, и их сумма.

Третий этап методики заключается в расчёте значений критерия для конкретного кодека по формуле:

$$p_{in} = \frac{p_i}{p_{imax}},$$

где p_i – значения основных показателей качества.

Четвертый этап методики характеризуется определением целесообразности:

$$C_i = k_1 p_{1n} + k_2 p_{2n} + \dots + k_n p_{nn},$$

где k_i – значимость i -го критерия для данного использования кодека, определяемая потребителем;

p_i – значение критерия для конкретного кодека.

Для речевых кодеков применяемых в IP-телефонии (G.726, G.729, G.729.1.) после применения разработанной методики были получены данные, сведенные в таблицу 1.

Таблица 1. Значения целесообразности

Тип кодека	Значение C_i
G.723.1	0,4424
G.723.1	0,4769
G.726	0,7273
G.726	0,8371
G.729	0,5233
G.729.1	0,5186
G.729.1	0,5468

На заключительном пятом этапе методики в соответствии с полученными результатами целесообразности делаются выводы, о том какой первичный кодек и с какими характеристиками подходит заказчику.

В результате расчета по методике, итоги которого приведены в таблице 1, были сделаны описанные ниже выводы. Как следует из расчетов, наибольшую скорость передачи данных демонстрируют речевые кодеки G.726 на 32 и 24 кбит/с. К недостаткам кодеков G.726 относится низкая устойчивость к потере IP-пакетов. Для повышения устойчивости проектируемой сети к потерям отдельных пакетов разумно использовать кодеки G.729 и G.729.1, имеющие меньшую по сравнению с кодеком G.726 скорость передачи, однако демонстрирующие существенно более высокую устойчивость к потере пакетов и более высокое качество восстановленного речевого сигнала.

Применение разработанной методики возможно не только для сетей IP-телефонии, но и к большинству других известных сетей связи, например, для систем сотовой связи, в которой используются речевые кодеки GSM (5,6 /12,2/13 кбит/с), AMR (5,9/12,2 кбит/с) и приоритетным показателем качества будет выступать минимальное время задержки на обработку. Тогда после применения методики выбора получается, что если заказчику необходим кодек с высокой скоростью передачи данных, то целесообразно использовать кодек GSM на 13 и 12,2 Кбит/с или AMR на 12,20 Кбит/с но при этом стоит учитывать, что устойчивость к потере пакетов у AMR несколько ниже, чем у GSM. Если выбирать среди низкоскоростных, то

предпочтение нужно отдать GSM на 5,6 Кбит/с и AMR на 5,90 Кбит/с. Сравнение по приоритетному показателю заказчика не представляется возможным, так как минимальное время задержки на обработку обеспечивают и GSM и AMR.

Библиографический список

1. Гольдштейн Б.С., Пинчук А.В., Суховицкий А.Л. IP-телефония. - М.: Радио и связь, 2006.
2. Кириллов С.Н., Дмитриев В.Т. Band vocoder modification based on Khurgin-Yakovlev representation and Fienup algorithm (Модификация полосового вокодера на основе представления Хургина-Яковлева и алгоритма Фиенупа) // 2018 14th international scientific-technical conference on actual problems of electronic instrument engineering (apeie) – 44894 proceedings apeie – 2018. Материалы xiv международной научно - технической конференции «актуальные проблемы электронного приборостроения» АПЭП-2018 В 8 томах Том1. В 6 частях. Часть3 - С192-196.
3. 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.
4. Кириллов С.Н., Дмитриев В.Т., Лукьянов Д.И., Семин Д.С. Algorithms for evaluating the quality of the received speech and psycho-emotional state of the speaker by the action of acoustic noise in telecommunication systems» (Алгоритмы оценки качества принятой речи и психоэмоционального состояния диктора при действии акустических помех в телекоммуникационных системах) // 2018 Moscow Workshop on Electronic and Networking Technologies (MWENT). Proceedings. – Moscow: National Research University "Higher School of Economics". Russia, Moscow, March 16, 2018. IEEE Catalog Number: CFP18N39-CDR. ISBN: 978-1-5386-3497-4.
5. В.Т. Дмитриев, Д.С. Константинова Алгоритм комплексной оценки качества речи в канале связи.// Вестник РГРТУ. 2016. №56 – С.42-47.
6. В.Т. Дмитриев, А.Ф. Янак Исследование воздействия акустических шумов на первичные кодеки речевых сигналов. //Вестник РГРТУ 2016. №2 (Выпуск 56) - С.38-44.
7. С.Н. Кириллов, В.Т. Дмитриев, Я.О. Картавенко Алгоритм объективной оценки качества декодированного речевого сигнала на основе изменения спектральной динамики критических полос спектра. РГРТУ 2011 №3(37) - С.3-7.
8. С.Н. Кириллов, В.Т. Дмитриев Модификация алгоритма Фиенупа при восстановлении речевой информации по прореженным отсчетам сигнала и его производной. Вестник РГРТУ 2007 № 22. С.7 – 10.
9. Дмитриев В.Т., Кулясова Д.А. Разработка методики проектирования сетей IP- телефонии. Вестник РГРТУ 2007 №20. С. 108 – 111.
10. В.Т. Дмитриев Помехоустойчивость кодеков речи на основе алгоритма Хургина-Яковлева/ Вестник РГРТА Вып. №12, 2003 – С.133-136.
11. Кириллов С.Н., Дмитриев В.Т. Реализационные возможности и помехоустойчивость процедуры восстановления сигналов на основе алгоритма Хургина-Яковлева// Радиотехника. 2003. №1. С. 73-75.

УДК 621.391; ГРНТИ 49.03.03

ИССЛЕДОВАНИЕ ПАРАМЕТРОВ РЕЧЕВОГО СИГНАЛА ДЛЯ ИДЕНТИФИКАЦИИ ДИКТОРА С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ НЕЙРОННЫХ СЕТЕЙ

Д.И. Лукьянов, Е.В. Мещеряков

Рязанский государственный радиотехнический университет,
Российская Федерация, Рязань, mesheryakov3@yandex.ru

Аннотация. В работе рассматриваются алгоритмы предобработки речевого сигнала, выделения характерных для идентификации параметров речевого сигнала и использования их в нейронной сети.

Ключевые слова: идентификация диктора, предобработка сигнала, выделение параметров РС, нейронная сеть.

RESEARCH OF PARAMETERS OF VOICE SIGNAL FOR IDENTIFICATION OF A SPEAKER USING NEURAL NETWORKS

D.I. Lukyanov, E.V. Meshcheryakov
Ryazan State Radio Engineering University,
Russia, Ryazan, meshcheryakov3@yandex.ru

Abstract. The paper discusses the algorithms for pre-processing of the voice signal, the selection of characteristic parameters for the identification of the speech signal and their use in the neural network.

Keywords: speaker identification, signal preprocessing, SS parameters selection, neural network.

За последние годы было предложено множество различных способов и измерений для систем биометрического распознавания личности [1]. К самым распространенным из них можно отнести: распознавание по отпечатку пальца, по сетчатке глаза, по голосу. Также в последнее время получили распространение системы распознавания по лицу. Каждый из этих способов имеет как достоинства, так и недостатки в сравнении с другими методами. К примеру, идентификация по сетчатке глаза производится с большой точностью, но имеет жесткие требования к оборудованию и действиям пользователя. Системы распознавания голоса диктора имеют большой потенциал, так как к ним предоставляются всего два требования: наличие микрофона и низкий уровень шумов. Эти системы в настоящее время получили широкое распространение в различных областях: криминалистика и судебная экспертиза, радиоразведка, криптография, охранные системы и др.

Процесс идентификации голоса диктора можно разделить на три этапа:
предобработка речевого сигнала (РС);
выделение параметров РС;
идентификация диктора.

Предобработка сигнала

Главной целью предобработки РС является подавление акустических шумов (АШ), которые сильно влияют на точность работы систем распознавания речи. Чтобы уменьшить влияние АШ, применяются различные алгоритмы шумоподавления. К таким алгоритмам относят: спектральное вычитание, алгоритм очистки речи путем фильтрации в модуляционной области, алгоритмы на основе быстрого преобразования Фурье (БПФ), применение различных фильтров.

Каждый из этих алгоритмов имеет свои достоинства и недостатки. К примеру, метод спектрального вычитания наиболее действенен, если на РС действует широкополосный шум. К входному РС, представляющего собой смесь шума и речи, применяют БПФ. Амплитудный спектр шума в общем случае неизвестен, но может быть заменен усредненным значением, вычисленным по кадрам входного сигнала, в которых отсутствует речь, но присутствует шум. Для этого используют детекторы речевой активности, которые отличают кадры, в которых присутствует зашумленная речь, от кадров, содержащих только шум.

Следующим этапом является вычитание амплитудного спектра АШ из амплитудного спектра РС. Фазовый спектр при этом остается неизменным, так как алгоритмы, позволяющие очистить фазовый спектр, сложны в реализации вследствие того, что шум – это случайный процесс. После того, как вычитание произведено, проводят синтез результирующего сигнала с помощью обратного БПФ. Сигнал на выходе системы имеет меньший уровень шума по сравнению с РС на входе системы.

Выделение параметров РС

Для идентификации голоса диктора необходимо выделить характерные параметры РС. К ним можно отнести следующие [2]:

максимальная частота основного тона;
 минимальная частота основного тона;
 средняя частота основного тона;
 мел-частотные кепстральные коэффициенты (МЧКК).

Выделение частот основного тона происходит с помощью автокорреляционной функции (АКФ) [3]. Этот метод опирается на теорему, которая утверждает, что АКФ периодического сигнала тоже периодическая и эти два периода совпадают. АКФ определяется по формуле:

$$R_n(k) = \sum_{m=0}^{N-k-1} s(n+m)s(n+m+k), \quad (1)$$

где N – длина анализируемого кадра;

n – текущая координата начала кадра во всем сигнале;

k – номер коэффициента АКФ.

Автокорреляционная функция достигает максимума при $k = 0$, следующий локальный максимум функция для периодического сигнала $s(n)$ с периодом P имеет место при $k = P$. Таким образом, определив положение максимума АКФ РС, можно определить период основного тона и найти необходимые частоты.

МЧКК связаны с двумя понятиями – мел-шкала и кепстр. Кепстр – это логарифм спектрального представления от амплитудного спектра РС. Мел-шкала позволяет смоделировать частотную чувствительность человеческого уха (рисунок 1).

Перевод из шкалы Герц в мел-шкалу и обратное преобразование производится по формулам:

$$F_{\text{мел}}(F_{\text{Гц}}) = 1127,01048 \ln\left(1 + \frac{F_{\text{Гц}}}{700}\right), \quad (2)$$

$$F_{\text{Гц}}(F_{\text{мел}}) = 700(e^{F_{\text{мел}}/1127,01048} - 1), \quad (3)$$

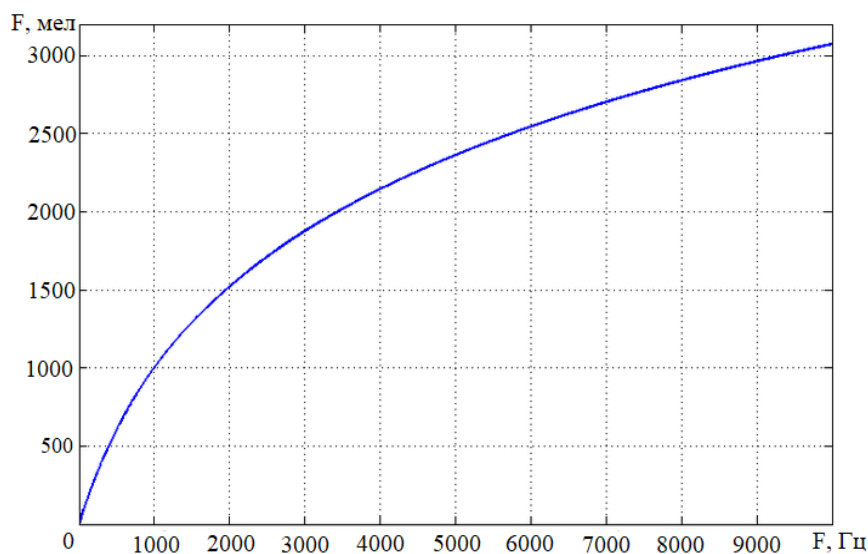


Рис. 1. Мел-шкала

Для нахождения МЧКК применяют следующий алгоритм [2]:

1. Сигнал $s(t)$, который прошел предобработку, разбивается на k кадров по n отсчетов, которые пересекаются на половину длины:

$$s(t) \rightarrow S_n(t), n = 1, 2, \dots, k$$

2. В кадрах проводится комплексное представление сигнала по частотам.

3. Находится спектральная плотность мощности полученного сигнала по формулам (4) и (5):

$$P_n[k] = A_n[k]^2, \quad (4)$$

$$A_n[k] = \sqrt{(\operatorname{Re} X_n[k])^2 + (\operatorname{Im} X_n[k])^2}, \quad (5)$$

4. Применяется банк фильтров:

а) задается количество фильтров, а также начальная f_l и конечная f_h частоты;

б) далее эти частоты переводятся в мелы по формуле (2);

в) на мел-шкале отрезок $[f_l^x; f_h^x]$ разбивается на $N+1$ равных непересекающихся подотрезков $[f_j^x; f_{(j+1)}^x]$, $1 \leq j \leq P+1$ длины:

$$L = \frac{(f_h^x - f_l^x)}{(N+1)}, \quad (6)$$

г) находятся их центры и, переводя в шкалу Герц по формуле (3), можно получить выражение для этих центров, с учетом частотной шкалы:

$$C[i] = F_{Hz}(C^x[i]), 1 \leq i \leq N, \quad (7)$$

д) центры треугольных фильтров переводятся из Герц в номера отсчетов массива $P_n[k]$;

е) для каждого фильтра отсчеты спектральной плотности мощности умножаются на соответствующий фильтр по формуле (8):

$$X_n[i] = \sum_{(k=1)}^M P_n[k] H_i[k], 1 \leq i \leq N, \quad (8)$$

5. Взятие логарифма (9) и дискретное косинусное преобразование (10):

$$X_n[i] = \ln(X_n[i]), 1 \leq i \leq N, \quad (9)$$

$$C_n[j] = \sum_{(k=1)}^P X_n[k] \cos\left(j\left(k - \frac{1}{2}\right)\frac{\pi}{P}\right), 1 \leq j \leq J, \quad (10)$$

Идентификация диктора

После предобработки РС и выделения из него характерных для идентификации параметров проводится непосредственно само распознавание голоса диктора. В качестве алгоритма идентификации может использоваться нейронная сеть Кохонена, которая в стандартном виде имеет следующую последовательность действий [3]:

1. Обучение:

- а) нумерация входного вектора параметров сигнала;
- б) подача вектора параметров сигнала на вход сети;
- в) вычисление сумм в узлах слоя Кохонена;
- г) активация узла с суммой, равной 1, и коррекция веса узла по формуле (11). Если нет узла с указанной суммой, то необходимо повторить предыдущий пункт.

$$w_n = w_o + \alpha(x - w_o), \quad (11)$$

где w_n – новое значение веса;

w_o – старое значение;

α – скорость обучения;

x – величина входа.

2. Идентификация:

- а) нумерация входного вектора параметров РС;
- б) подача вектора параметров РС на вход сети;
- в) вычисление сумм в узлах слоя Кохонена;
- г) активация узла с суммой, равной 1. Если нет узла с указанной суммой, то необходимо повторить предыдущий пункт. Получение классифицируемого вектора.

3. Верификация:

- а) нахождение среднеквадратического отклонения между точками введенного вектора параметров РС и имеющегося в памяти;
- б) сверка полученных значений отклонения с пороговым значением;
- в) принятие решения о подлинности голоса диктора.

Сеть Кохонена состоит из входного и выходного слоев. Входной слой нейронной сети не участвует в процессах обучения и обработки данных, а просто распределяет входные параметры по нейронам следующего слоя. Размерность входного слоя определяется числом входных параметров.

На вход данной сети подаются параметры РС найденные ранее. В ходе обучения эти параметры с помощью весовых коэффициентов запоминаются сетью и принимаются за некий эталон. После обучения на вход сети подаются параметры РС, которые сравниваются с эталоном, и сеть принимает решение о принадлежности РС пользователю данной нейронной сетью.

На основе проведенных исследований [2] нейронная сеть позволяет реализовать вероятность правильного решения о принадлежности РС пользователю до 87 %.

Библиографический список

1. Гапочкин А. В. Нейронные сети в системах распознавания речи. Альманах современной науки и образования. Тамбов: Грамота, 2014. № 3. С. 55-58.
2. Тассов К.Л., Дятлов Р.А. Метод идентификации человека по голосу. Инженерный журнал: наука и инновации, 2013, вып. 6.
3. Меньшаков П.А., Мурашко И.А. Методика голосовой идентификации на основе нейронных сетей. Доклады БГУИР 2017, № 4 (106).

СЕТЕВЫЕ ТЕХНОЛОГИИ VSAT И ПРИЛОЖЕНИЯ ВО ВЬЕТНАМЕ

Т.Х. Нгуен

*Рязанский государственный радиотехнический университет,
Российская Федерация, Рязань, taihiennt@gmail.com*

Аннотация. Спутниковая связь является неотъемлемой частью телекоммуникационных систем, обеспечивающих высокоскоростную передачу данных, телефонного трафика и сигналов телевизионного вещания в труднодоступные территории. В подобных условиях большое распространение получила технологии VSAT, подразумевающая использование в наземной сетевой инфраструктуре терминалов с малой апертурой (VSAT). Возможности такой технологии оказались весьма востребованными во Вьетнаме. Эта статья раскрывает особенности построения сетевой технологии VSAT и ее приложений во Вьетнаме.

Ключевые слова: земная станция, концентратор, VSAT во Вьетнаме, VINASAT-1 спутник

VSAT NETWORK TECHNOLOGIES AND APPLICATIONS IN VIETNAM

T.H. Nguyen

*Ryazan State Radio Engineering University,
Russia, Ryazan, taihiennt@gmail.com*

The summary. Satellite communications are an integral part of telecommunications systems that carry a large amount of data and telephone traffic in addition to television signals. A very small aperture terminal (VSAT) is widely used for this purpose. Faced with the capabilities of the world scientific and technical civilization, Vietnam quickly mastered advanced modern world technologies, including VSAT networking technologies. This article shows the VSAT network technology and its applications in Vietnam.

Keywords: earth station, hub, VSAT in Vietnam, VINASAT-1 satellite

Введение

Особенности географического ландшафта Вьетнама с преобладанием холмистой местности и гор, а также сложные условия тропических лесов весьма затрудняют организацию высокоскоростной проводной инфраструктуры телекоммуникационных сетей. Это обстоятельство является существенным сдерживающим фактором развития территорий и провинций Вьетнама. В этих условиях особое значение приобретает технология VSAT, обеспечивающая круглосуточное предоставление разнообразных телекоммуникационных услуг на любой территории, в том числе в отдаленных и труднодоступных районах, где телекоммуникационная инфраструктура не развита или отсутствует. Применение технологии VSAT во Вьетнаме состоит в организации типовых сетевых решений с использованием различного коммуникационного оборудования, обеспечивающего требуемые варианты телекоммуникационных приложений. Целью настоящей статьи является анализ основных свойств технологии VSAT и ее важнейших компонентов.

Сетевая структура VSAT

Сеть VSAT состоит из трех компонентов: центрального узла, спутников связи и наземных станций VSAT (терминалы VSAT). Спутники VSAT располагаются на геостационарной орбите (36000 км над поверхностью Земли). Конструкция спутниковой линии связи, как правило, должна гарантировать связь в течение 99,999% времени, что эквивалентно потере сигнала примерно на 4 минуты в год. Центральная станция спутниковой связи осуществляет надежное широкополосное соединение спутникового канала с высокоскоростными наземными сетями передачи данных (к примеру, с Интернет). Центральная станция может быть расположена в любом месте в пределах зоны обслуживания спутника.

Сети VSAT могут быть реализованы в виде различных топологий, таких как "звезда" (рисунок 1), "многоточечное" соединение (ячеистая сеть, рисунок 2) и гибридная сеть.

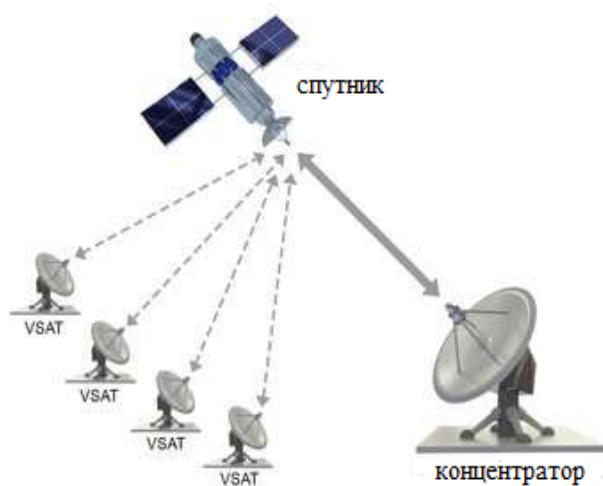


Рис. 1. Топология звезды VSAT

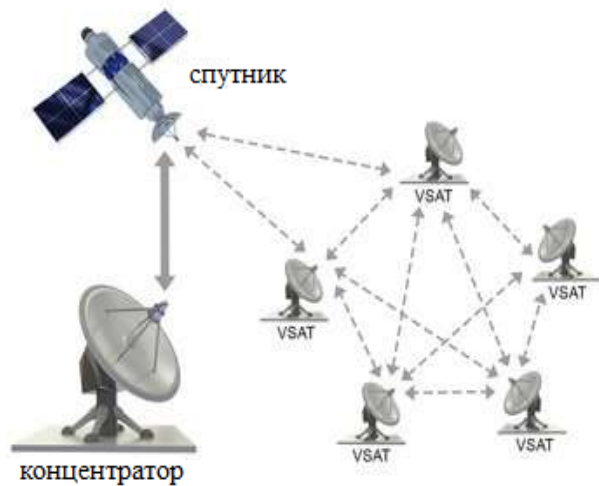


Рис. 2. Ячеистая топология VSAT

В топологии "звезда" весь трафик направляется через главную станцию-концентратор. Такая топология является наиболее распространенной конфигурацией VSAT с временным множественным доступом.

Ячеистые сети VSAT предоставляют способ настройки коммутируемой сети передачи данных точка-точка, которая может поддерживать скорость передачи данных до 2 Мбит/с. Соединения в такой сети устанавливаются непосредственно между удаленными терминалами VSAT. Подобная топология сети обычно используется без центральной земной станции. Эти сети обычно имеют станцию управления сетью, которая контролирует распределение ресурсов между терминалами VSAT, выполняя сигнализацию соединений и мониторинг работы сети. Такая топология больше подходит для приложений телефонии.

На практике наибольшее распространение получили гибридные сети, где часть сети работает по топологии "звезда", а некоторые сайты работают по топологии "ячеистая сеть", тем самым реализуя преимущества обеих топологий.

Наземная станция VSAT

Наземная станция VSAT состоит из наружного модуля и внутреннего блока. Наружный модуль включает антенную систему с малой апертурой (до 3.8 м в диаметре) и радиочастотный трансивер. Внутренний блок обеспечивает формирование, прием и обработку потоков данных, а также взаимодействует с оборудованием конечного пользователя. Функциональная схема наземной станции VSAT представлена на рисунке 3.

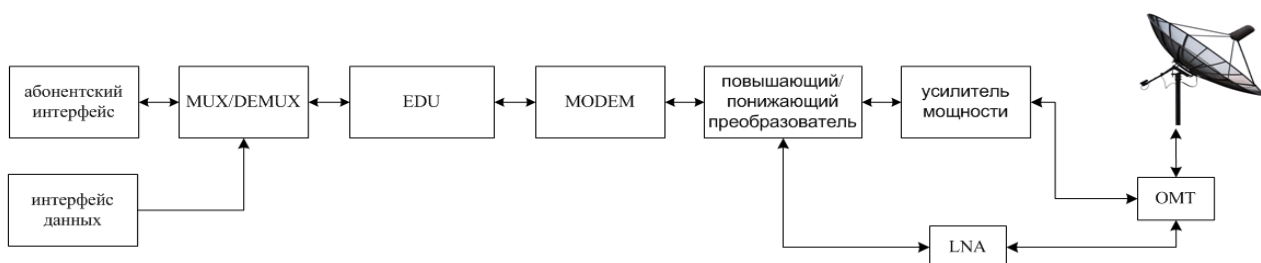


Рис. 3. Функциональная схема наземной станции VSAT

Наружный модуль VSAT обычно состоит из радиочастотного повышающего и понижающего преобразователей для обеспечения дуплексного разнеса частот восходящего и нисходящего направлений, усилителя мощности передающего тракта, малошумящего усилителя LNA в приемном тракте, ортомодового преобразователя OMT и антенной системы. Антенная

система содержит отражатель, рупор, крепление и кабели. Наружный модуль подключен через коаксиальный кабель к внутреннему блоку, который располагается в защищенном корпусе.

Внутренний блок VSAT (рисунок 3) состоит из модулей мультиплексора и демультимплексора MUX/DEMUX, модуля дешифрования/шифрования EDU и модема. В передающей части мультиплексор MUX обеспечивает объединение потоков данных, поступающих с терминала конечного пользователя или с сетевого оборудования при организации наземной инфраструктуры VSAT. В приемном тракте демультимплексор DEMUX выполняет обратную задачу. Модуль EDU осуществляет шифрование/дешифрование пользовательских данных, обеспечивая конфиденциальность передаваемой информации. Модем выполняет функции физического уровня, реализуя различные схемы модуляции/демодуляции, помехоустойчивого кодирования и синхронизации, тем самым обеспечивая согласование цифрового тракта наземной станции VSAT со средой передачи [1]. Бюджетным примером наземной станции VSAT, широко применяемой во Вьетнаме, является станция Gilat SkyEdge II [3, 4].

Особенности технологии VSAT

В сетях VSAT используются антенны с малой апертурой, поэтому для обеспечения надежной связи как правило применяется технология множественного доступа с кодовым разделением каналов CDMA [2]. Двусторонняя дуплексная связь обеспечивается разнесением по частоте восходящей (от наземной станции к спутнику) и нисходящей линий связи в различных частотных диапазонах (таблица 1).

Таблица 1. Частотные диапазоны VSAT

Диапазоны	Диапазон восходящей линии связи (ГГц)	Диапазон нисходящей линии связи (ГГц)	Преимущества	Недостатки
C	5.925-6.425	3.700-4.200	Широкая диаграмма направленности, относительно малое ослабление	Повышенный уровень помех, большие размеры антенны
Ex-C	6.725-7.025	4.500-4.800	Широкая диаграмма направленности, относительно малое ослабление	Большие размеры антенны
Ku	14.00-14.50	10.95-11.70	Узконаправленная диаграмма, меньший уровень помех, небольшие размеры антенны	Дополнительное ослабление волн частицами воды в атмосфере
Ka	30.00	20.00	Узконаправленная диаграмма, меньший уровень помех, небольшие размеры антенны	Дополнительное ослабление волн частицами воды в атмосфере

Технология VSAT может использоваться в различных приложениях:

- низкоскоростной передачи данных, к примеру, для доставки платежных транзакций или передача трафика в системе диспетчерского управления и сбора данных;
- высокоскоростной передачи данных для обеспечения доступа к сети Интернет из удаленных и труднодоступных территорий, передача телефонного трафика и видеоданных.

Сеть VSAT может поддерживать различные типы приложений, и каждое из них имеет оптимальную конфигурацию сети. Для интерактивных приложений применяются двусторонние услуги, соответствующие нескольким транзакциям в минуту и пакетом данных длиной от 50 до 250 байтов как на входящих, так и на исходящих линиях. Требуемое время отклика обычно составляет несколько секунд, примерами приложений являются банковские операции и электронный перевод средств в точке продажи. Для приложений с диалогом в виде запрос/ответ используется двусторонний сервис, соответствующий нескольким транзакциям в минуту. Входящие пакеты (обычно 30–100 байт) короче исходящих пакетов (обычно 500–2000 байт). Требуемое время отклика составляет несколько секунд, примерами приложений являются запросы к базе данных.

При использовании одиночного соединения VSAT в простой сети задержка распространения составляет около 0,25 с. При двойном переходе от VSAT к VSAT через концентратор задержка распространения в два раза больше, то есть около 0,5 с. Такая задержка является проблемой для голосового трафика, но не влияет на качество передачи видеопотоков или данных [2].

Одним из основных преимуществ сетей VSAT является то, что расширение сети, добавление новых терминалов и предоставление новых услуг могут осуществляться без перенастройки или влияния на работу остальной сети. Однако производительность сети и, следовательно, качество предоставляемой пользователю услуги чувствительны к объему трафика, который увеличивается по мере того, как все больше и больше терминалов VSAT добавляются в сеть. Поэтому важно обеспечить запасную емкость в космическом сегменте и концентраторе, как правило, на 20% больше трафика и на 20% больше VSAT, чем первоначальному техническому заданию [1,2].

Заключение

Технология VSAT – это эффективная система двусторонней передачи различного трафика посредством спутниковой сети, позволяющая поставщикам услуг быструю и надежно разворачивать телекоммуникационные сети в отдаленных и труднодоступных районах. Основными преимуществами систем VSAT являются их гибкость и простота разворачивания. Широкополосная сеть VSAT-IP, работающая со спутником VINASAT-1, является примером успешной реализации национальной программы Вьетнама по содействию эффективному использованию ресурсов полосы спутников для обслуживания экономического развития Вьетнама.

Библиографический список

1. John Wiley & Sons Ltd, VSAT Network" The Atrium, Southern Gate, Chichester, West Sussex Po19 8sq, England 1995 & 2003.
2. В.Е. Камнев, В.В. Черкасов, Г.В. Чечин. Спутниковые сети связи - Москва 2004. – 538 с.
3. Платформа Gilat SkyEdge [Электронный ресурс] - Режим доступа: http://mobitel-net.ru/platform_skyedge_vsat – Дата доступа: 24.01.2019.
4. VSAT IP [Электронный ресурс] - Режим доступа: <http://www.vnpt.vn/en/Products/ProductDetail/tabid/789/catid/0/pid/267/Default.aspx> – Дата доступа: 30.01.2019.

УДК 004.932.4; ГРНТИ 49.45.37

АЛГОРИТМ ОБРАБОТКИ ИЗОБРАЖЕНИЙ В УСЛОВИЯХ НЕДОСТАТОЧНОЙ ВИДИМОСТИ ДЛЯ ПЕРЕДАЧИ ПО СИСТЕМАМ СВЯЗИ

П.С. Покровский, А.А. Бауков

*Рязанский государственный радиотехнический университет,
Российская Федерация, Рязань, baukov.andrej@yandex.ru*

Аннотация. Предложен алгоритм обработки изображений, получаемых в условиях недостаточной видимости, для повышения информативности. Произведена оценка вероятностных характеристик изображений, подверженных воздействию тумана, дыма. Данные характеристики учтены в разработанном алгоритме. Проведены экспериментальные исследования, по результатам которых установлено, что использование предложенного подхода сопровождается улучшением рассмотренных показателей качества обработанных изображений по сравнению с известными алгоритмами, при этом данное улучшение для некоторых показателей составляет 20...43 %.

Ключевые слова: алгоритм адаптивной эквализации гистограммы с ограничением (CLAHE), туман, дым, контрастность, насыщенность.

IMAGE PROCESSING ALGORITHM IN THE CONDITIONS OF INSUFFICIENT VISIBILITY FOR TRANSMISSION BY COMMUNICATION SYSTEMS

P.S. Pokrovskij, A.A. Baukov

*Ryazan State Radio Engineering University,
Russia, Ryazan, baukov.andrej@yandex.ru*

Abstract. An algorithm is proposed for processing images obtained in conditions of insufficient visibility to increase the information content. The estimation of the probabilistic characteristics of images exposed to fog, smoke has been made. These characteristics are taken into account in the developed algorithm. Experimental researches have been made, the results of which have shown that the use of the proposed approach is accompanied by an improvement in the considered indicators of the quality of the processed images as compared to the known algorithms, and this improvement for some indicators is 20...43%.

Keywords: contrast limited adaptive histogram equalization (CLAHE), fog, smoke, contrast, saturation.

Вводные замечания

Изображения, передаваемые по системам связи, в том числе телевизионным, часто сняты в условиях тумана, дыма, дождя и т. д. Присутствие подобных явлений значительно снижает контрастность изображений, ухудшает видимость и различимость объектов. Это может привести к некорректному выполнению поставленных задач получателем видеосообщения: оператором или роботизированным комплексом; например, задач, связанных с обнаружением и распознаванием образов. Следовательно, является целесообразным использование системы технического зрения, включающей алгоритм повышения контрастности.

Применение алгоритма адаптивной эквализации гистограммы с ограничением (CLAHE) к яркостному каналу изображения является широко распространённым в настоящее время способом улучшения контраста [1]. Основная идея данного алгоритма заключается в ограничении по уровню и выравнивании гистограмм интенсивности пикселей прямоугольных блоков, на которые предварительно разбивается изображение. Результатом этих преобразований является расширение динамического диапазона значений интенсивности, что приводит к улучшению контраста [2]. К недостаткам данного алгоритма следует отнести значительное проявление шумов и нежелательных артефактов в наиболее однородных фрагментах, а также снижение насыщенности и осветление на некоторых участках изображения.

В работе [3] алгоритм CLAHE дополнен автоматическим выбором параметра γ ограничения гистограмм в зависимости от дисперсии D интенсивности пикселей для каждого

блока, тогда как в исходном варианте метода данный параметр одинаков для всех фрагментов. Данная зависимость является монотонно возрастающей, при низких значениях D величина γ мала, при большой дисперсии – велика. Это позволяет значительно уменьшить проявление шумов и артефактов в однородных областях, но при этом наблюдаются значительное уменьшение насыщенности и увеличение яркости наиболее текстурированных регионов изображения, а также возникновение «ореолов» вблизи границ объектов.

Таким образом, использование рассмотренных алгоритмов повышения контрастности является причиной возникновения дополнительных искажений изображения. Поэтому представляется актуальной задача разработки подхода, при котором данные искажения проявлялись бы в значительно меньшей степени при необходимом уровне улучшения контраста. С учётом этого, целью данной работы является разработка алгоритма улучшения качества изображений, снятых в условиях недостаточной видимости, обусловленной действием тумана, дождя, дыма и т. д.

Предложенный алгоритм

Для снижения недостатков известных алгоритмов повышения контрастности в разработанном подходе предложено использовать зависимость параметра γ от дисперсии D , которая содержит максимум. Данная зависимость в рамках предложенного алгоритма описывается выражением

$$\gamma(D) = \begin{cases} f_1(D), & D \leq 100, \\ f_2(D), & D > 100, \end{cases} \quad (1)$$

где $f_1(D)$ и $f_2(D)$ – соответственно интегральная функция распределения и функция плотности вероятности логнормального распределения.

При этом наиболее сильное улучшение контраста выполняется на участках со средними значениями дисперсии, а наиболее однородные и наиболее текстурированные области практически не обрабатываются, что обеспечивает значительно меньшее проявление шумов, «ореолов», а также ослабление искажений насыщенности и яркости по сравнению с известными вариантами алгоритма CLANE.

В отличие от алгоритма [3], где обрабатывается яркостный канал Y цветового пространства $YCbCr$, в качестве входного изображения в разработанном алгоритме предложено использовать канал светлости I цветовой модели HSI. В данной модели информация о насыщенности S отделена от информации о цветовом тоне H [2]. Этот факт позволяет использовать компоненту S для уменьшения искажения насыщенности, не допуская ошибок в передаче цветового тона.

Другой особенностью предложенного алгоритма является применение зависимости параметра ограничения гистограммы, следовательно, и степени улучшения контраста, не только от дисперсии интенсивности D , но и от средних значений насыщенности S_{cp} и интенсивности I_{cp} в прямоугольном блоке. Данная особенность способствует более точному определению участков затуманенности или задымлённости на изображении, и, следовательно, более правильному выбору необходимой степени увеличения контрастности. При этом полный параметр ограничения гистограммы предложено определять по формуле:

$$\gamma_n = \gamma(D) \cdot z(S_{cp}, I_{cp}), \quad (2)$$

где $z(S_{cp}, I_{cp})$ – вспомогательный параметр.

Для получения зависимости $z(S_{cp}, I_{cp})$ построены вероятностные характеристики $p(S)$ и $p(I)$ низкоконтрастных изображений, представляющие собой гистограммы распределения значений насыщенности S и интенсивности I на фрагментах изображений, подверженных влиянию тумана, дыма, смога. Данные функции плотности вероятности представлены на рис. 1.

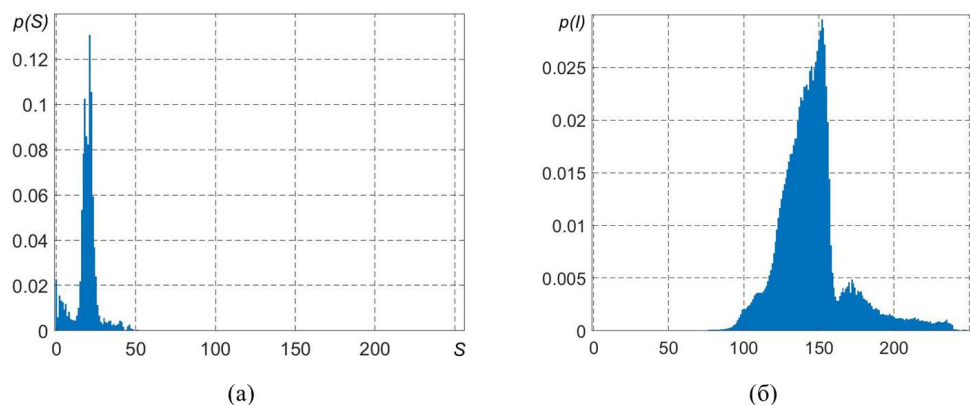


Рис. 1. Гистограммы распределения насыщенности (а) и интенсивности (б)

Согласно изображённым на рис. 1 распределениям, наиболее вероятное значение интенсивности пикселя в условиях тумана, дыма приблизительно равно 150, а наиболее вероятное значение насыщенности в таких условиях около 20, при этом низкие значения I (менее 70) и средние и высокие значения S (более 50) практически не наблюдаются. По данным распределениям построена зависимость $z(S_{cp}, I_{cp})$, вид которой изображён на рис. 2.

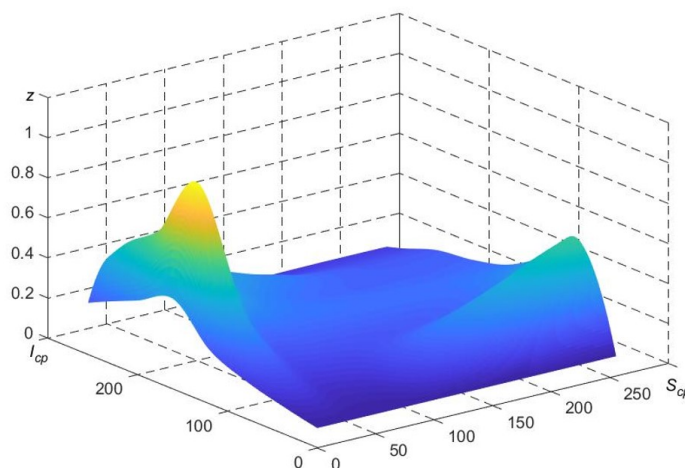


Рис. 2. Зависимость вспомогательного параметра z от средних значений насыщенности S_{cp} и интенсивности I_{cp} блока изображения

Таким образом, наибольший параметр ограничения гистограммы, следовательно, и наибольшее усиление контраста, обеспечивается вблизи точки $(S_{cp} = 20; I_{cp} = 150)$, а наименьшее усиление – в области минимальных значений S_{cp} и I_{cp} , соответствующей практически чёрным участкам изображения, а также в области максимальных значений S_{cp} и I_{cp} , соответствующей ярко-цветным фрагментам. Также в предложенном алгоритме предусмотрено

значительное увеличение контрастности в области малой интенсивности и высокой насыщенности, соответствующей затенённым регионам изображения со слабо различимыми объектами.

Ещё одной особенностью предложенного подхода является обработка не только яркостного канала I , но и компоненты S , что позволяет избежать уменьшения насыщенности обработанного изображения, наблюдаемого в известных вариантах алгоритма CLAHE.

Таким образом, предложенный алгоритм содержит следующие этапы:

- 1) преобразование входного изображения в цветовое пространство HSI;
- 2) разделение изображений I - и S -компонент на прямоугольные блоки;
- 3) построение гистограмм значений пикселей для каждого блока;
- 4) расчёт дисперсии D и средних значений насыщенности S_{cp} и интенсивности I_{cp} пикселей в каждом блоке;
- 5) расчёт параметра γ ограничения гистограммы для S -компоненты по формуле (1);
- 6) определение полного параметра γ_n ограничения гистограммы для I -канала (2);
- 7) ограничение и выравнивание гистограмм;
- 8) билинейная интерполяция;
- 9) объединение обработанных каналов I и S с компонентой H и преобразование в цветовое пространство RGB;
- 10) гамма-коррекция изображения.

Экспериментальные исследования

Для сравнения предложенного алгоритма с известными вариантами алгоритма CLAHE проведены экспериментальные исследования, в рамках которых использовались три типа изображений из базы [4]: эталонное (без наличия тумана или дыма), низкоконтрастное (эталонное изображение с моделированным туманом) и обработанное. На основе сопоставления эталонных и обработанных изображений рассчитывались и усреднялись по различным сценам следующие показатели качества (ПК): среднеквадратическая ошибка (MSE), индекс структурного сходства (SSIM) [5], качество края (QE) [6], взаимная информация с выделением особенностей (FMI) при помощи анализа градиентов (Fast-FMI-g) и вейвлет-анализа (Fast-FMI-w) [7]. Значения ПК обработанных изображений для исследуемых алгоритмов приведены в таблице 1, где под Алгоритмом №1 понимается исходный алгоритм CLAHE [1], под Алгоритмом №2 – его модификация, описанная в работе [3], под Алгоритмом №3 – предложенный подход.

Таблица 1. Значения ПК обработанных изображений для исследуемых алгоритмов

ПК	Алгоритм №1	Алгоритм №2	Алгоритм №3
MSE	0,0526	0,0546	0,0423
SSIM	0,702	0,716	0,807
QE	0,364	0,404	0,578
Fast-FMI-g	0,581	0,579	0,597
Fast-FMI-w	0,523	0,516	0,56

Анализ таблицы 1 показывает, что все рассмотренные ПК изображений, обработанных предложенным алгоритмом, в среднем лучше, чем при использовании известных вариантов алгоритма CLAHE. Так, среднеквадратическая ошибка уменьшилась на 20...23 %, а улучшения показателей QE и SSIM составили 43...59 % и 13...15 % соответственно по сравнению с известными подходами.

Проведённые дополнительные исследования по обработке изображений с реальными туманом и дымом также показывают выигрыш предложенного алгоритма в сравнении с известными. Для примера на рис. 3 представлены результаты применения трёх алгоритмов к изображению из источника [8], содержащему области тумана и затемнённые участки.

Из анализа рис. 3 видно, что в высококонтрастной части изображения (растительность на нижнем участке) при обработке предложенным алгоритмом не происходит осветление и уменьшение насыщенности цвета, в отличие от других рассмотренных алгоритмов, при практически одинаковой степени улучшения контраста в области тумана (группа деревьев на заднем плане). На изображении однородного неба становится меньше проявление артефактов, также менее заметны «ореолы» вблизи границ предметов.

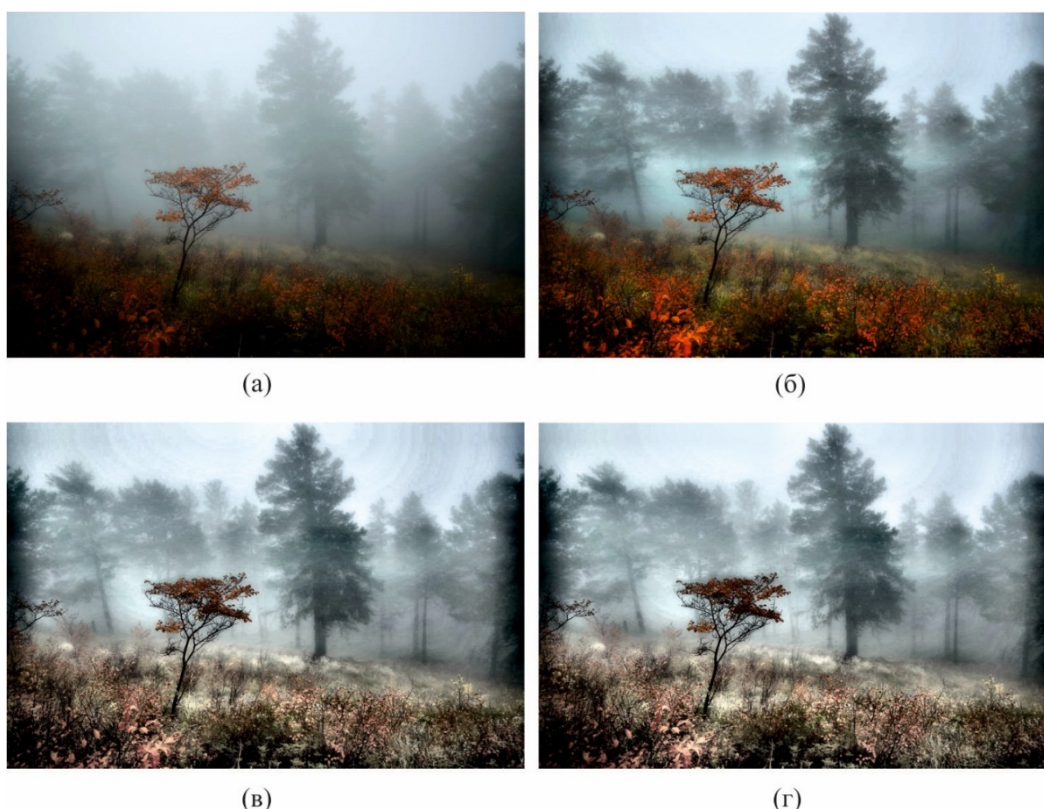


Рис. 3. Исходное низкоконтрастное изображение (а) и обработанные предложенным алгоритмом (б), исходным вариантом алгоритма CLAHE (в) и описанным в работе [3] (г)

Выводы

Построены вероятностные характеристики участков низкоконтрастных изображений, содержащих туман, дым. С использованием данных характеристик разработан алгоритм обработки изображений в условиях недостаточной видимости для передачи по системам связи, имеющий особенность выбора необходимой степени улучшения контраста и насыщенности на отдельных участках кадра. Проведённые исследования показали выигрыш предложенного алгоритма при работе как с реальными, так и со смоделированными искажениями по сравнению с известными подходами. Например, среднеквадратическая ошибка уменьшилась на 20...23 %, а улучшения ПК QE и SSIM составили 43...59 % и 13...15 % соответственно.

Библиографический список

1. Фисенко Т.Ю., Фисенко В.Т. Исследование и разработка методов улучшения подводных изображений // Сборник трудов X Международной конференции «Прикладная оптика – 2012». 2012. Т. 3. С. 294-298.

2. Гонсалес Р., Вудс Р. Цифровая обработка изображений. Изд. 3-е. М.: Техносфера, 2012. 1104 с.
3. Jia Z., Wang H., Caballero R.E., Xiong Z., Zhao J., Finn A. A two-step approach to see-through bad weather for surveillance video quality enhancement // Machine Vision and Applications. 2012, vol. 23, no. 6, pp. 1059-1082.
4. Li B., Ren W., Wang Z. RESIDE Dataset: OTS (Outdoor Training Set) [Электронный ресурс]. Режим доступа: <https://sites.google.com/view/reside-dehaze-datasets>. Дата доступа: 01.02.2019.
5. Wang Z., Bovik A.C., Sheikh H.R., Simoncelli E.P. Image quality assessment: from error visibility to structural similarity // IEEE transactions on image processing. 2004, vol. 13, no. 4, pp. 600-612.
6. Xydeas C.S., Petrovic V. Objective image fusion performance measure // Electronics letters. 2000, vol. 36, no. 4, pp. 308-309.
7. Haghighat M., Razian M.A. Fast-FMI: non-reference image fusion metric // 2014 IEEE 8th International Conference on Application of Information and Communication Technologies (AICT). IEEE, 2014, pp. 1-3.
8. Фото.сайт [Электронный ресурс]. Режим доступа: <http://www.photosight.ru/photos/5657230/>. Дата доступа: 01.02.2019.

УДК 621.396; ГРНТИ 47.45

ЧАСТОТНО-РАЗДЕЛИТЕЛЬНОЕ УСТРОЙСТВО САНТИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА ДЛИН ВОЛН

А.Д. Семин, Л.В. Аронов

*Рязанский государственный радиотехнический университет,
Российская Федерация, Рязань, anton_bfmv@bk.ru*

Аннотация. В данной работе рассматривается частотно-разделительное устройство сантиметрового диапазона длин волн для приема-передающего тракта передачи данных воздушного судна. Описано предназначение и принцип работы устройства.

Ключевые слова: волноводно-щелевой мост, режекторный фильтр, объемный резонатор.

FREQUENCY DIVIDING DEVICE CENTIMETER WAVELENGTH RANGE

A.D. Semin, L.V. Aronov

*Ryazan State Radio Engineering University,
Russia, Ryazan, anton_bfmv@bk.ru*

The summary. The paper discusses a frequency-separation device of the centimeter wavelength range for the receiving-transmitting path of the aircraft data transmission. Describes the purpose and principle of operation of the device.

Keywords: waveguide bridge, notch filter, cavity resonator.

Актуальность

Частотно-разделительные устройства широко применяются в различных радиотехнических системах. Они необходимы для обеспечения одновременной работы двух приемопередатчиков, подключенных к одной антенне. Существуют разные варианты исполнения таких устройств: полупроводниковые, на микрополосковых линиях и волноводные, в зависимости от используемых мощности и частоты. Так, частотно-разделительные устройства используются в воздушном судне для обеспечения одновременного сканирования местности и сопровождения цели.

Описание устройства

В данной работе рассматривается частотно-разделительное устройство на основе волновода. Такая технология СВЧ устройств целесообразна для сантиметрового диапазона волн, в случае необходимости управления значительными мощностями СВЧ, порядка сотен Вт.

Работа частотно-разделительного устройства основывается на следующих факторах (рисунки 1):

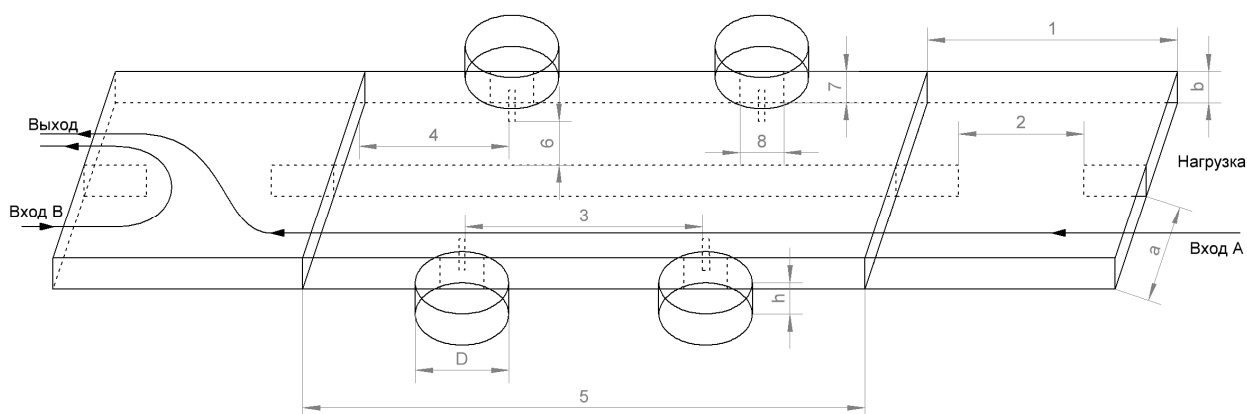


Рис. 1. Схема работы частотно-разделительного устройства, с указанием размеров

1. Сигнал, возбуждающий входной канал одного из каналов щелевого Н-моста, при выходах закороченных на одинаковых расстояниях от его сдвоенного участка, передается в канал смежный с входом.

2. Последовательное соединение каналов двух щелевых мостов обеспечивает передачу сигналов из любого возбуждаемого канала одного моста в диагональный канал второго моста.

3. Режекторные фильтры (объемные резонаторы) размещаются на волноводе таким образом, чтобы на частотах полосы пропускания отраженные от резонаторов волны компенсировали друг друга на входе фильтра. Это обеспечивается выбором расстояния между их элементами связи кратным четверти длины волны в волноводе.

В нашем случае будет использоваться 2 передающих сигнала: узкополосный сигнал подсвета и широкополосный сигнал обзора.

Сигнал подсвета используется для сопровождения цели. Поступая в канал «Вход В» узкополосный сигнал с фазой 180° попадает в канал «Выход». При этом, как видно на рисунке 2, возбуждаются волны магнитного поля вида H_{10} и H_{20} в синфазном состоянии возбуждающего канала и в противофазном на сдвоенном участке. Пройдя сдвоенный участок щелевого моста сигнал подсвета набирает фазу $\varphi_{H10} = \frac{2\pi}{\lambda_{H10}} \cdot \frac{l}{\sqrt{1 - (\frac{\lambda_0}{2a})^2}}$ и $\varphi_{H20} = \frac{2\pi}{\lambda_{H20}} \cdot \frac{l}{\sqrt{1 - (\frac{\lambda_0}{a})^2}}$. На

канале «Выход» волны складываются (суммарные сигналы равных амплитуд с разностью фаз 90° в прямом канале.)

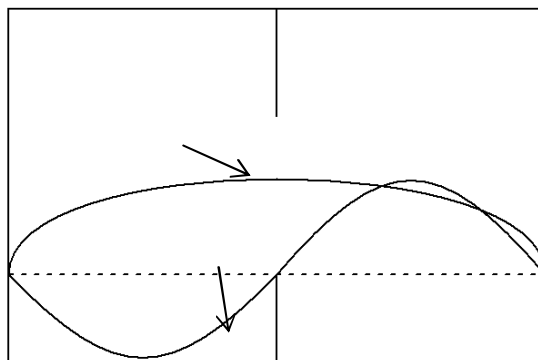


Рис. 2. Возбуждение волн H_{10} и H_{20} в волноводно-щелевом мосте

Объемные резонаторы, настроенные на частоту подсвета, обеспечивают отражение сигналов из канала «Выход В». Эти сигналы возбуждают на сдвоенном участке волны H_{10} и H_{20} , пройдя через сдвоенный участок щелевого моста складываются в канале «Вход В» в противофазе и в смежном канале «Выход» в синфазном состоянии, в результате входной сигнал поступает в канал «Выход».

Так как объемные резонаторы настроены на сигнал подсвета, сигнал обзора из канала «Вход А» поступает в «Выход». Отраженный сигнал от настроечных элементов поступает в канал «Нагрузка», где поглощается волноводной нагрузкой.

Расчет размеров и параметров устройства

В качестве фильтрующей системы передающего канала будем использовать частотно-разделяющее устройство, состоящее из объемных резонаторов и щелевых мостов.

Сечение волновода: $a = 23$ мм, $b = 10$ мм.

Средняя частота полосы пропускания $F_{cp} = 9$ ГГц.

Нижняя частота диапазона $F_n = 8,75$ ГГц.

Верхняя частота диапазона $F_v = 9,25$ ГГц.

Расчет размеров объемных резонаторов [3]:

Высота объемного резонатора определяется сечением волновода (узкой стенкой): $h = 10$ мм.

Диаметр резонатора определяется свойством волновода круглого сечения при волне E_{01} : $\lambda = 2,61 D$, где λ – длина волны.

$D = \lambda / 2,61 = 12,7$ мм.

7 – высота окна связи резонатора и волновода определяется сечением волновода (узкой стенкой) и составляет 10 мм.

8 – ширина окна связи резонатора и волновода определяется как половина высоты окна и составляет 5 мм.

Далее производим расчет щелевых мостов [1]:

1 – длина щелевого моста равна $3 \cdot \lambda_v / 4$, где λ_v – длина волны в волноводе:

$$\lambda_v = \frac{c}{F_{cp} \cdot \sqrt{1 - \left(\frac{c}{F_{cp} \cdot 2 \cdot a}\right)^2}} = 48 \text{ мм},$$

тогда $3 \cdot \lambda_v / 4 = 36$ мм.

2 – окно связи каналов составляет $\lambda_v / 2 = 24$ мм.

Рассчитаем размеры волноводных каналов, соединяющих входной и выходной щелевые мосты [2]:

5 – общая длина $9 \cdot \lambda_v / 4 = 108$ мм

3, 4 – расстояния между штырями связи с объемными резонаторами равны и составляют $3 \cdot \lambda_v / 4 = 36$ мм

Расчет добротности [3]:

$$Q_{E01} = 0,38 \cdot \frac{\lambda_R}{S} \cdot \frac{1}{1 + \frac{D}{2h}} = 5110,$$

где $S = 3,7 \cdot 10^{-5} \cdot K_1 \cdot \sqrt{\lambda_0} = 1,486 \cdot 10^{-2}$ мм – толщина проводящего слоя;

$K_1 = 2,2$ – коэффициент латуни;

$\lambda_0 = 33$ мм – длина волны в свободном пространстве;

λ_R - критическая длина волны:

$$\lambda_R = \frac{2}{\sqrt{\left(\frac{n}{b}\right)^2}} = 20 \text{ мм.}$$

Результаты измерений параметров КСВ и затухания сигнала реального устройства, изготовленного по предоставленным расчетам, произведенных на приборе P4213 фирмы «Микран» г. Томск, представлены на рисунках 3, 4.

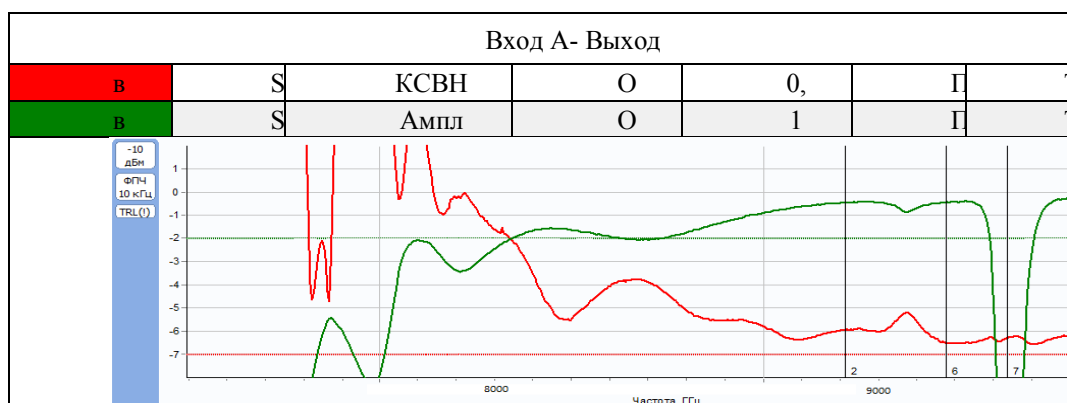


Рис. 3. Результаты измерений параметров КСВ и затухания сигнала канала «Вход А – Выход».

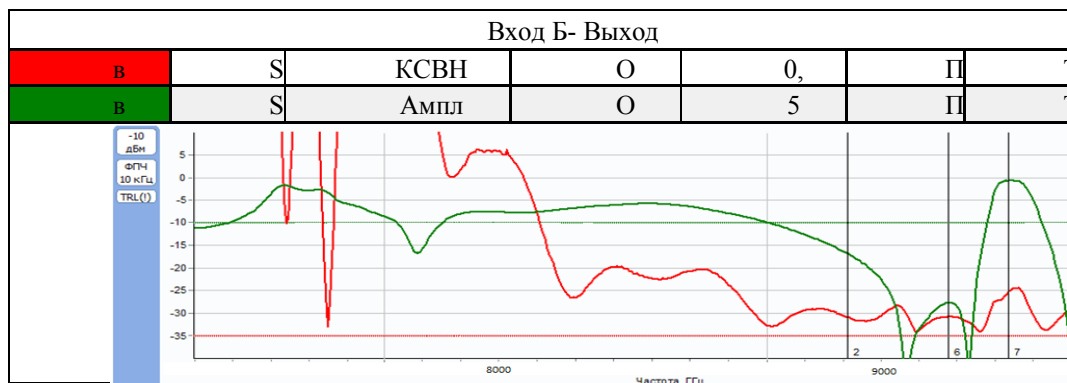


Рис. 4. Результаты измерений параметров КСВ и затухания сигнала канала «Вход Б – Выход».

По рисункам 3 и 4 можно сказать, что сигнал обзора проходит с минимальными отражениями и в следствии минимальными потерями сигнала (максимальное значение КСВ в необходимом диапазоне частот составляет 1,2; значение затухания сигнала -0,46 дБ). В свою очередь, сигнал подсвета проходя через канал «Вход Б - Выход» затухает лишь на 0,67 дБ в полосе пропускания.

Заключение

Волноводные частотно-разделительные устройства данной конструкции могут быть использованы в авиационной и космической техник, вследствие их механической прочности, надежности и устойчивости к ударным и вибрационным нагрузкам.

К достоинствам подобных устройств можно отнести технологичность изготовления, относительную простоту конструкции, низкий уровень потерь, высокую передаваемую мощность. Недостатком являются массогабаритные параметры, по сравнению с устройствами на микрополосковых линиях.

В данной работе произведен расчет и экспериментальное исследование, в результате которого мы получили значения КСВ и затухания сигнала. Так в диапазоне частот 8,75 – 9,25 ГГц значения КСВ составляют 1,05-1,2, а затухания сигнала – 0,67-0,43 дБ. При этом сигнал обзора не попадает в канал подсвета, благодаря подавлению сигнала обзора на 60 дБ на частоте подсвета.

Эксперимент показал, что спроектированное волноводное частотно-разделительное устройство удовлетворяет исходным требованиям и может быть использовано практически, в реальных устройствах.

Библиографический список

1. Дж.К. Саусворт Принципы применения волноводной передачи//Издательство «Советское радио», 1955г.
2. Д.Л. Маттей, Л. Янг, Е.М.Т. Джонс Фильтры СВЧ, согласующие цепи и цепи связи, т.1//Издательство «Связь», 1971г.
3. Х. Мейнке, Ф.В. Гудлах Радиотехнический справочник, т.1//Государственное энергетическое издательство, 1960г.

УДК 621.396; ГРНТИ 49.03.05

ВИДЫ АДАПТАЦИЙ СОВРЕМЕННЫХ ПЕРВИЧНЫХ КОДЕКОВ РЕЧИ

А.А. Сивков

*Рязанский государственный радиотехнический университет,
Российская Федерация, Рязань sivkov-andrejj37@yandex.ru*

Аннотация. В работе приводятся общие виды адаптации, основные кодеки, используемые в современных системах связи, их алгоритмы адаптации, а также достоинства и недостатки каждого алгоритма и принцип их работы.

Ключевые слова: речевой сигнал, акустический шум, эталонная модель, Full Rate, Half Rate, Enhanced Full Rate, Adaptive Multi Rate, Adaptive Multi-Rate Wideband.

TYPES OF ADAPTATIONS OF MODERN PRIMARY CODECS OF THE SPEECH

A.A. Sivkov

*Ryazan State Radio Engineering University,
Russia, Ryazan, sivkov-andrejj37@yandex.ru*

The summary: The general views of adaptation, the main codecs used in modern communication systems, their algorithms of adaptation and also merits and demerits of each algorithm and the principle of their work are given in work.

Keywords: speech signal, acoustic noise, reference model, Full Rate, Half Rate, Enhanced Full Rate, Adaptive Multi Rate, Adaptive Multi-Rate Wideband.

В момент образования систем передачи речевых сигналов (РС) к ним не предъявлялись требования к качеству речи, таким как натуральность звучания и распознавание говорящего. В первое время использовались вокодерные системы, и они не предназначались для индивидуальных и коллективных пользователей.

С развитием научного прогресса в области передачи информации эти системы начали приобретать широкое распространение не только в военных и правительственных ведомствах, но и в обычной жизни. В связи с этим изменились и требования к сетям. В настоящее

время широкое распространение получили цифровые сети и оборудование, позволяющее пользоваться ими.

Для потребителя в настоящий момент важно, как качество передаваемого сообщения, так и звучание (в случае передачи информации в речевой форме), а в большинстве случаев важным является и конфиденциальность.

На текущий момент для обмена информации часто используется мобильная связь. Несмотря на то, что существует множество способов обмена информацией, таких как например электронные документы, речь является наиболее распространенным и наиважнейшим путем информационного взаимодействия.

Для удовлетворения заданных качеств, а также обеспечения более экономичного способа передачи используются технологии сжатия информации. Для обеспечения сжатия используются кодеки. В первое время использовались системы с фиксированными процедурами сжатия. Однако они обеспечивали низкое качество передачи, т.к. не учитывали особенности канала связи.

С учетом этих требований перешли от систем с фиксированными процедурами к системам с адаптивным кодированием. Данный способ кодирования позволяет значительно повысить качество передачи информации, т.к. при их использовании неполная информация о параметрах кодирования не так сильно влияет на качество. Однако для компенсации недостающей информации необходимо передавать дополнительные данные – служебную информацию о состоянии системы.

Выделяют несколько видов адаптации. Полная схема видов адаптации представлена на рисунке 1.

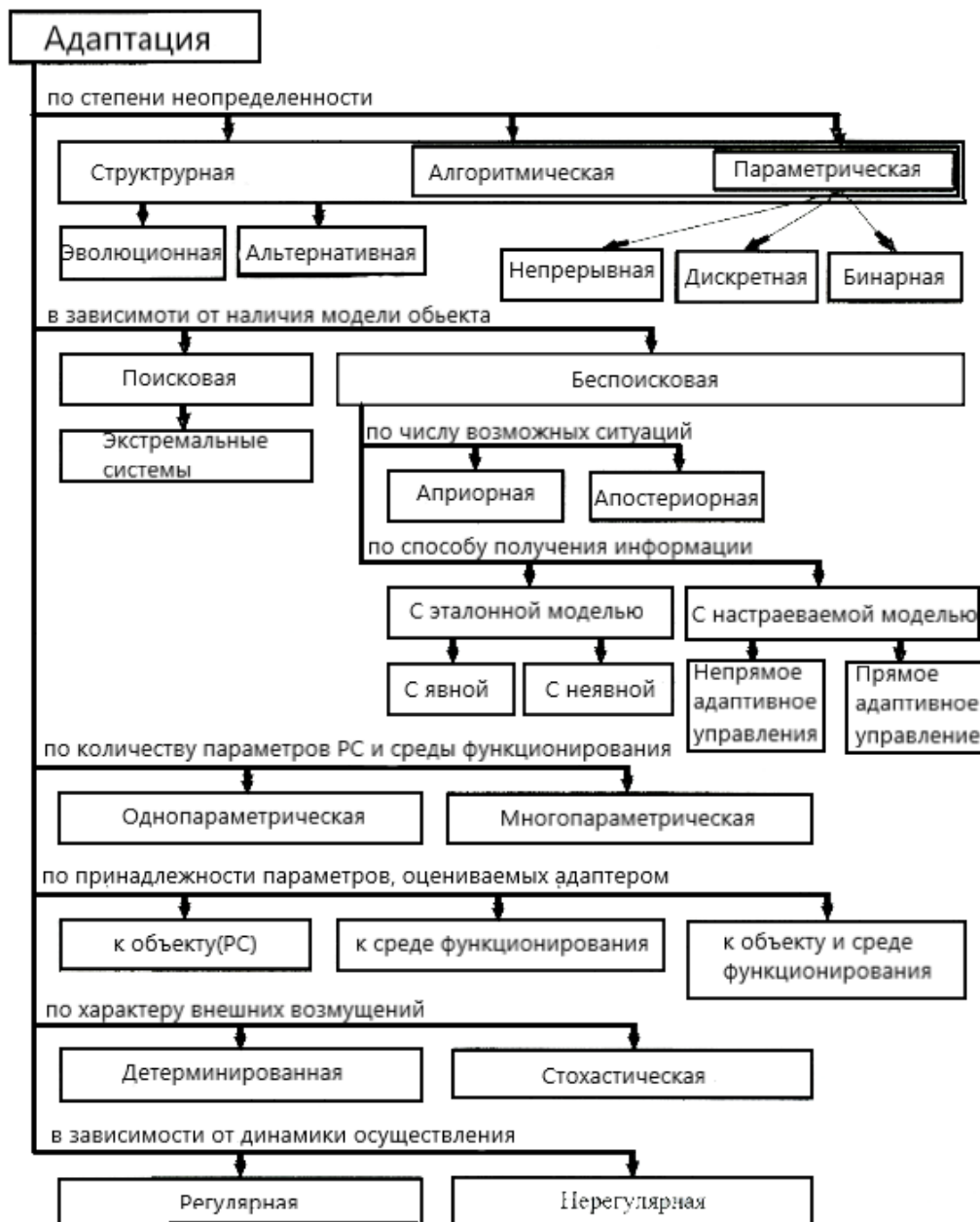


Рис. 1. Схема видов адаптации

В настоящее время наблюдаются следующие направления адаптации [1]:

- 1) Адаптация, которая позволяет повысить качество восприятия обработанной речи и дает возможность маскировать акустические шумы.
- 2) Адаптация к определенным параметрам обрабатываемого кадра по его типу, который позволяет выбрать определенный вариант перераспределения располагаемых в настоящий момент информационных ресурсов по кодируемым параметрам речевого сигнала.
- 3) Адаптация к определенным параметрам речевого сигнала, которая направлена на устранения априорной неопределенности относительно обрабатываемого источника.
- 4) Адаптация к нагрузке сети, которая связана с возможным изменением скорости передачи кодека, которая зависит от образующейся нагрузки.
- 5) Адаптация к шумовой ситуации в каналах связи. Она влияет на возможность кодека восстановить утраченные данные.

В настоящее время существует ряд тенденций, которые наблюдаются в сфере создания и разработки кодеков речи [1].

Во-первых, наибольшее распространение в низкоскоростных кодеках получил метод кодирования, основанный на линейном предсказании. Данное явление объясняется тем, что при использовании такого метода качество передаваемой информации является достаточно высоким.

Второй тенденцией в системах кодирования является увеличение количества адаптивных процедур, используемых при обработке. Это позволяет учитывать нехватку информации о параметрах.

Третьей тенденцией можно отметить прослеживающуюся связь между степенью адаптации кодеков и качеством получаемой речи при использовании низкой скорости кодирования [1].

Отсюда можно сделать вывод, что в настоящее время осуществляется активная разработка и использование многопараметрической адаптации при априорных условиях и неопределенности модели сигнала и среды функционирования.

На текущий момент выделяют 5 основных кодеков речи, использующих процесс адаптации: FR (Full Rate), HR(Half Rate), EFR (Enhanced Full Rate), AMR (Adaptive Multi Rate), AMR-WB (Adaptive Multi-Rate Wideband) [2]. В каждом из этих кодеков имеет свою адаптацию. Рассмотрим каждую из них подробно.

1) В кодеке FR нашел применение алгоритм линейного предсказания. Его принцип заключается в том, что речь, передаваемая в определенный момент, связана высокой зависимостью с данными, которые были отправлены до этого. Такая зависимость позволяет предугадать, что за данные будут отправлены в следующий момент времени. Принцип состоит в следующем: информация делится на части, длина которых составляет 20 мс. Данный подход обеспечивает малую задержку, вызванную операциями кодирования и декодирования сигнала. После чего для каждой части находятся параметры, позволяющие воссоздать информацию на приеме и берется несколько первых отсчетов, для определения синхронизации фильтра. В итоге на приемник отправляются только параметры [2].

2) Кодек Half Rate использует алгоритм VCELP. Принцип работы данного алгоритма имеет определенную схожесть с предыдущим. Отличием является то, что данный способ позволяет снизить погрешность путем отправки параметров о следующей части. Причем количество данных меньше, чем размер отрезка сигнала.

Работа алгоритма следующая. Сигнал делится на части по 20 мс. После чего определяется 18 параметров для каждой части. Данные параметры содержат информацию о предыдущей и настоящей части. Эти данные отправляются на вход приемника, где на их основе происходит восстановление изначального сегмента [2].

3) Кодек Enhanced Full Rate использует в своей основе алгоритм ACELP. Данный подход позволяет сжимать РС за счет снижения избыточности. Работа ACELP следующая. Речь делится на части по 20 мс. После чего находятся параметры, которые требуются для функционирования CELP-модели. Следующим шагом является деление части длиной 20 мс на части по 5 мс. Для этих полученных отрезков находятся данные, которые необходимы для восстановления в приемнике. Они передаются по каналу связи и декодер восстанавливает все 5 мс части. Эти части обрабатываются и в результате образуется один 20 мс сегмент [2].

Данный подход обеспечивает лучшее качество по сравнению с FR.

4) В основе работы AMR и AMR-WB лежит MR-ACELP. Данный алгоритм использует линейное предсказание с несколькими скоростями. Принцип работы алгоритма схож с другими алгоритмами CELP. Отличительной особенностью является возможность выбора

скоростей. Данный подход позволяет реализовать дополнительные процедуры, благодаря которым можно добиться незаметности падения качества РС, а также уменьшить опасность воздействий, появляющихся из-за плохого соединения [2].

Разница между AMR и AMR-WB только в количестве скоростей кодирования, которые можно использовать.

Из приведенной выше информации видно, что основным алгоритмом на текущий момент является CELP и его модификации. Помимо уже отмеченных алгоритмов хотелось бы обратить внимание на алгоритм LD-CELP. Он сильно распространен и достаточно гибок. В процессе изучения данного алгоритма были выделены его оптимальные параметры для всех трех видов шумов. Если в процессе реализации данного алгоритма определить вид шума, воздействующий на РС, то можно настроить алгоритм так, чтобы он обеспечивал удовлетворительное качество и минимально возможную скорость [3, 4].

Также следует обратить внимание на представление Хургина-Яковлева. Оно позволяет обеспечить гибкость адаптации за счет использования отсчетов производной, что позволяет не только увеличить помехоустойчивость, но и применять процедуру адаптации для отсчетов производной [5, 6].

Для характеристики результатов процедуры адаптации зачастую используют алгоритм объективной оценки качества речевых сигналов. Наибольшая перспективность с точки зрения адаптации являются оценки, приведены в работах Дмитриева В.Т. [7...10].

Библиографический список

1. Басов О.О., Рыболовлев А.А. "Анализ степени адаптации современного парка кодеков речи". Электронный ресурс: <https://docplayer.ru/46089269-Adaptaciya-i-adaptivnye-sistemy-kodirovaniya-rechevogo-signala-osnovnye-ponyatiya-principy-svoystva-i-klassifikaciya.html>
2. "Сотовая связь: история, стандарты, технологии". Электронный ресурс: <http://celnet.ru/vocod.php>
3. Сивков А.А. "Разработка низкоскоростного алгоритма кодирования при воздействии акустических шумов"// Материалы конференции ххiii всероссийской научно-технической конференции студентов, молодых ученых и специалистов НИТ-2018. Том 1. Секция 3 – С133
4. В.Т. Дмитриев, А.Ф. Янак Исследование воздействия акустических шумов на первичные кодеки речевых сигналов. //Вестник РГРТУ2016. №2 (Выпуск 56) - С.38-44.
5. Кириллов С.Н., Дмитриев В.Т. Модификация полосового вокодера на основе представления Хургина-Яковлева и алгоритма Фиенупа//– 2018. Материалы xiv международной научно - технической конференции «актуальные проблемы электронного приборостроения» АПЭП-2018 В 8 томах Том1. В 6 частях. Часть3 - С192-196.
6. В.Т. Дмитриев Помехоустойчивость кодеков речи на основе алгоритма Хургина-Яковлева/ Вестник РГРТА Вып. №12, 2003 – С.133-136.
7. 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.
8. Кириллов С.Н., Дмитриев В.Т., Лукьянов Д.И., Семин Д.С. Алгоритмы оценки качества принятой речи и психоэмоционального состояния диктора при действии акустических помех в телекоммуникационных системах) // 2018 Moscow Workshop on Electronic and Networking Technologies (MWENT). Russia, Moscow, March 16, 2018.
9. С.Н. Кириллов, В.Т. Дмитриев, Я.О. Картавенко Алгоритм объективной оценки качества декодированного речевого сигнала на основе изменения спектральной динамики критических полос спектра. РГРТУ 2011 №3(37) - С.3-7.
10. В.Т. Дмитриев, Д.С. Константинова Алгоритм комплексной оценки качества речи в канале связи.// Вестник РГРТУ. 2016. №56 – С.42-47

УДК 621.396.67; ГРНТИ 47.45.29

ПРОЕКТИРОВАНИЕ СЕТИ СВЯЗИ КОТТЕДЖНОГО ПОСЕЛКА

А.С. Соловьева

*Рязанский государственный радиотехнический университет,
Российская Федерация, Рязань, nastyasolovyova97@mail.ru*

Аннотация. В работе проектируется мультисервисная сеть связи коттеджного поселка. Приводятся основные особенности способов построения, достоинства и недостатки, а также обоснование выбора технологии используемой в проекте.

Ключевые слова: мультисервисная сеть связи (МСС), пассивная оптическая сеть (PON), волоконно — оптические системы доступа (ВОЛС).

COMMUNICATION NETWORK DESIGN OF THE COTTAGE SETTLEMENT

A.S. Solovyova

*Ryazan State University of Radio Engineering,
Russian Federation, Ryazan, nastyasolovyova97@mail.ru*

Annotation. A multiservice communications network of a cottage community is being designed. The main features of construction methods, advantages and disadvantages, as well as the rationale for the choice of technology used in the project are given.

Keywords: multiservice communication network (MCC), passive optical network (PON), fiber optic access systems (FOCL).

В современном мире сети связи быстро развиваются. Идет активное строительство жилых комплексов и поселков. В связи с этим актуальным является проблема прокладки сетей, для обеспечения жителей телекоммуникационными услугами связи. Целью проекта является разработка мультисервисной сети связи в коттеджном поселке «Ласточка», Рязанского района, Рязанской области села Алеканово на основе современных технологий доступа. Поселок является новым, в связи с этим появляется необходимость в прокладке сети. Задача проекта - разработка и выбор наиболее подходящей технологии для реализации сети по следующим требованиям и исходным данным:

предполагаемое число абонентов - 123 абонент;

услуги:

- доступ в интернет 100 Мбит/с;

- IP TV (цифровое интерактивное телевидение) 115 каналов в обычном качестве + 27 каналов в HD качестве;

пропускная способность сети - 155 Мбит/с.

Площадь поселка 75 Га. Всего планируется постройка 460 земельных участков на местности по плану, представленному на карте (рис. 1).



Рис.1. Генеральный план коттеджного поселка «Ласточка»

Воплощение проекта мультисервисной сети предоставит жителям доступ к современным услугам связи: интернет, IP TV.

Проектируемая сеть должна выполнять следующие функции:

- обмен различной информацией (речевая, графическая, видеоданные);
- объединение с имеющимися телекоммуникационными системами с помощью построения частей сети с использованием типовых технических средств;
- дальнейшая осуществимость развития и изменения внешнего вида сети;
- возможность внесения новых технологий.

Сегодня актуальными системами доступа, применяемыми операторами в абонентских сетях являются:

- системы, основанные на технологиях xDSL;
- системы, использующие комбинации волоконно-оптических и коаксиальных кабелей (HFC, HybridFixed/Coax);
- волоконно - оптические системы доступа (ВОЛС);
- системы радиодоступа (Wi-Fi, WiMAX и пр.) [1].

Для создания мультисервисной сети связи (МСС) коттеджного поселка «Ласточка» наиболее подходящим вариантом является использование волоконно - оптической системы доступа. Такой выбор обусловлен несколькими аргументами:

Так как выбранный поселок не имеет действующей сети связи (СС), реализация сети на основе оптоволокна является прогрессивной, так как ВОЛС являются широкополосными, предполагают ввод новых технологий и могут оказывать большой спектр услуг.

Поселок не имеет рабочих телефонных коммуникаций, следовательно, построение СС на базе технологий xDSL не является осуществимым. Помимо этого у данной технологии низкий процент проникновения (30%).

Радиодоступ менее надежен и не может обеспечить заданное качество передачи при плотной застройке и большой территории поселка.

На сегодняшний день в системах волоконно - оптической связи используются несколько технологий, отличающихся друг от друга промышленным исполнением и стоимостью. Наибольшее распространение получили FTTx (FiberToTheX) и PON (Passive Optical Network).

Проектируемая МСС будет строиться на базе технологии PON (рис.2), поскольку она не требует наличия активного оборудования на промежуточных узлах.

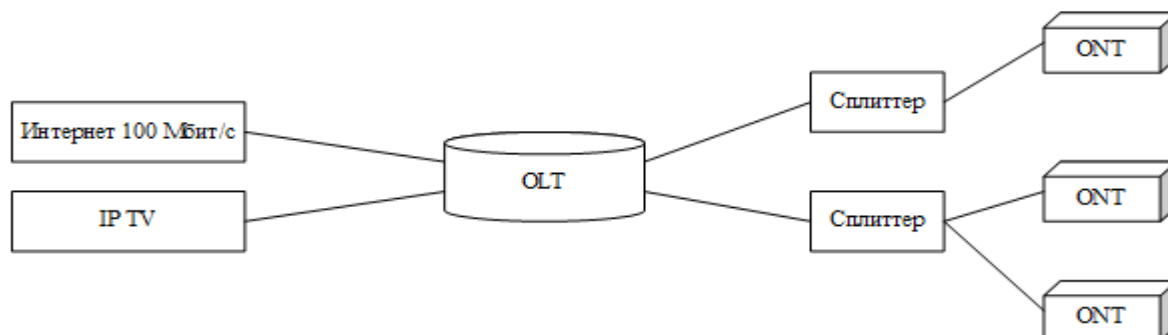


Рис. 2. Технология пассивной оптической сети PON

Выбор именно этих технологий для проектируемой сети обусловлен ее актуальностью, надежностью и наличием возможностей для последующего масштабирования сети без высоких материальных затрат.

Центральным в архитектуре PON является принцип использования одного приемопередающего модуля в OLT для передачи информации большому количеству абонентских устройств ONT (для данного проекта число ONT совпадает с числом предполагаемых абонентов - 123) и приема информации от них. С помощью сплиттера происходит разветвление сигнала от одного порта к нескольким и объединения сигнала от нескольких портов к одному на сети между стационарными и абонентскими терминалами.

Архитектура сетей PON делится на несколько технологий с различными стандартами - GPON и GEPON. Системы стандарта GPON основываются на рекомендациях Международного Союза Электросвязи (ITU - T) серии G.984, а системы GEPON - на стандартах IEEE802.3ah.

Процесс передачи пакетов с данными в GPON происходит сложнее, нежели в GEPON сетях. У GPON сетей скорость передачи выше, чем GEPON (до 2,5 Гбит/с вместо 1,25 Гбит/с) [2].

В данном проекте будет использоваться технология GPON, и, определяется это следующими моментами:

выигрыш пропускной способности GPON сетей над сетями GEPON (до 2,5 Гбит/с и 1,25 Гбит/с);

с помощью технологии GPON к одному порту OLT подключается до 64 абонентов, при этом обеспечивается максимальный радиус у сети 20км, следовательно, волокно будет использоваться эффективно.

Таким образом, по завершению будет разработан проект мультисервисной сети связи с использованием технологии GPON на базе волоконно - оптической системы доступа.

Библиографический список

1. В. Олифер, Н. Олифер, Компьютерные сети. Принципы, технологии, протоколы. - Питер: Учебник для вузов, 2017.
2. PON – <https://ru.wikipedia.org/wiki/PON>.

УДК 621.396; ГРНТИ 47.47

АНАЛИЗ ВОЗМОЖНОСТЕЙ СОВРЕМЕННЫХ СТАНДАРТОВ СЖАТИЯ ВИДЕОИНФОРМАЦИИ

Д.С. Степанов

*Рязанский государственный радиотехнический университет,
Российская Федерация, Рязань, twister.dimaa@mail.ru*

Аннотация. В работе рассматриваются сравнительный анализ алгоритмов сжатия видеоинформации по различным данным. Производится тестирование различных кодеков сжатия в различных фрагментах фильма на разных битрейтах.

Ключевые слова: битрейт, цветопередача, качество передачи яркости, кодек.

THE ANALYSIS OF POSSIBILITIES OF MODERN STANDARDS OF VIDEO COMPRESSION

D.S. Stepanov

*Ryazan State Radio Engineering University,
Russia, Ryazan, twister.dimaa@mail.ru*

The summary. In the work рассматриваются comparative analysis of algorithms of video compression according to various reports. Different compression codecs are tested in different parts of the movie at different bitrates.

Keywords: bit rate, color, brightness quality, codec.

Введение

Передача цифрового видео от источника к получателю втягивает в создание целую цепь разных компонентов и процессов. Основными звеньями данной цепи являются процедуры кодирования и декодирования, при которых несжатый видеосигнал сжимается до размеров, подходящих для его хранения и передачи, а потом восстанавливается для отображения на экране [1].

Для разных сфер использования видео выдвигались различные требования к сжатию, которые привели к созданию ряда стандартов компрессии изображения.

Главными характеристиками при сравнении разных методов кодирования видеоинформации является выходной битрейт и оценки качества восстановленного потока видео после декодирования. Отношение сигнал-шум является мерой качества изображения, которая применяется на практике, так как она является более удобной из-за логарифмического масштаба шкалы и аналогична среднеквадратическому отклонению.

Тестирование

Для изучения влияния параметров на сжатие был выбран кодек на основе стандарта Mpeg-4 Part 10, поскольку этот стандарт совершеннее в сравнении с предшествующими стандартами. За исходный материал были отобраны четыре несжатых фрагмента из фильма, а так же разные значения битрейта для сжатия потокового видео.

В кадре разворачивается достаточно быстрое движение камеры через постоянно меняющиеся световые потоки, цвет и узор которых так же быстро меняется. Во фрагменте отсутствуют мелкие детали, что немного упрощает задачу компрессии.

Сравнение результатов сжатия первого фрагмента представлены на рисунках 1 и 2.

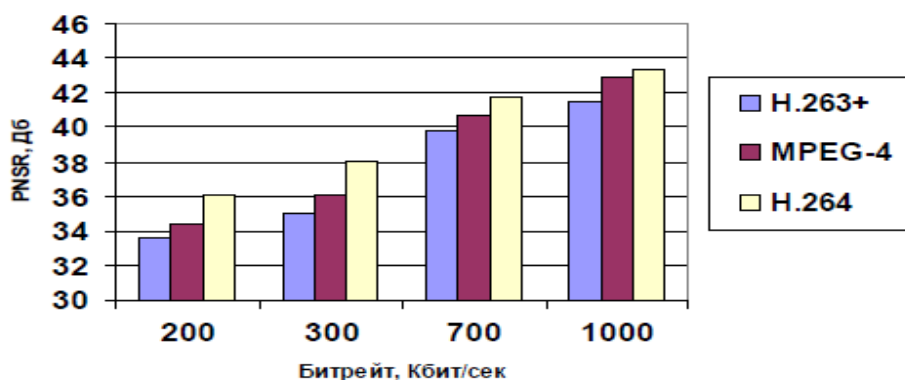


Рис. 1. Зависимость качества передачи яркости от битрейта первого фрагмента

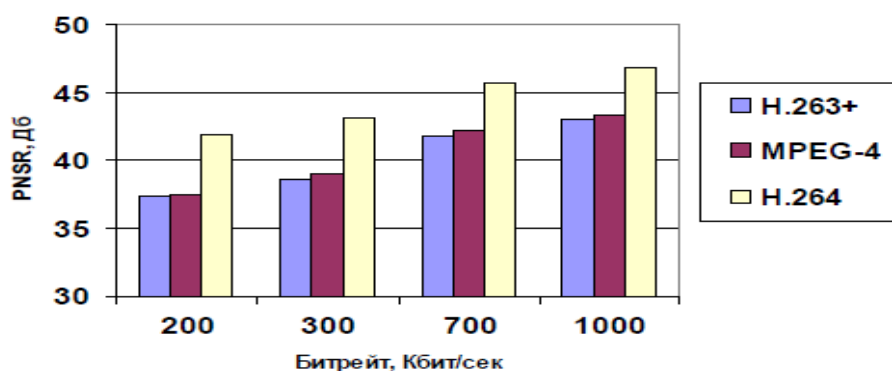


Рис. 2. Зависимость качества цветопередачи от битрейта первого фрагмента

Тестирование показало превосходство кодека H.264, ярко проявляющееся на низких битрейтах. Однако превосходство по качеству передачи яркости не столь существенное, сколько по качеству цветопередачи.

Следующая сцена очень сложна для компенсации движения. Во фрагменте присутствует очень много объектов, постоянно находящихся в движении, и мелких деталей. Также присутствует небольшое вращение камеры.

Сравнение результатов сжатия второго фрагмента представлены на рисунках 3 и 4.

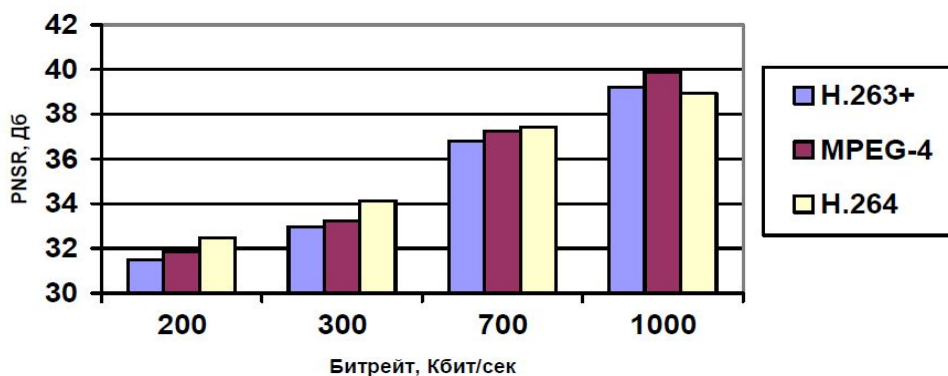


Рис. 3. Зависимость качества передачи яркости от битрейта второго фрагмента

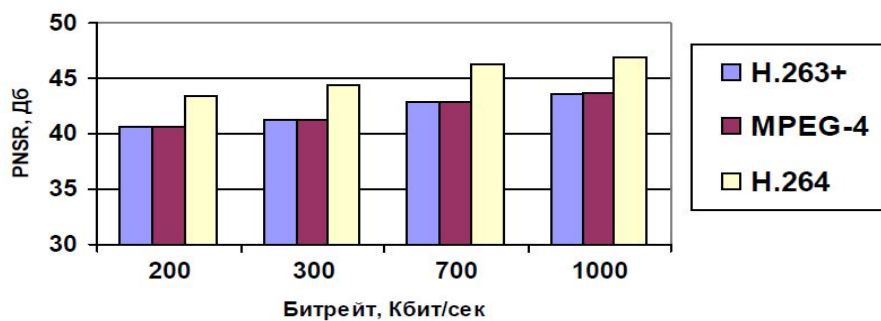


Рис. 4. Зависимость качества цветопередачи от битрейта второго фрагмента

Наблюдается несколько неожиданное проигрышь кодека H.264 в качестве передачи яркости при битрейти 1000 кбит/с. По всем остальным показателям он удерживает лидерство.

Третий фрагмент прост для сжатия, так как сцена почти статическая, за исключением лиц и рук говорящих персонажей. Яркость также не изменяется.

Сравнение результатов сжатия третьего фрагмента представлены на рисунках 5 и 6.



Рис. 5. Зависимость качества передачи яркости от битрейта третьего фрагмента

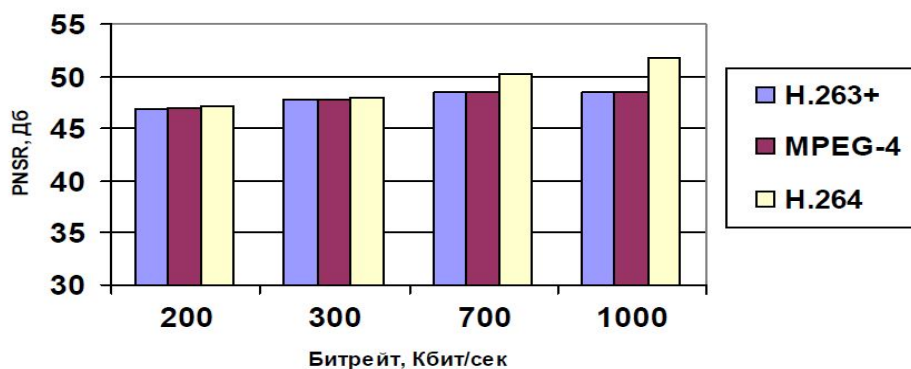


Рис. 6. Зависимость качества цветопередачи от битрейта третьего фрагмента

В целом кодеки показали примерное одинаковое качество сжатия изображения, что объясняется простотой, статичностью сцены. Для сжатия такого фрагмента не требуется использование более сложных алгоритмов.

Последний фрагмент – средняя по сложности компенсации движения сцена. В последовательности присутствуют медленные плавные движения камеры и объектов. Следует учесть, что сцена содержит много различных мелких деталей. Перепадки яркости отсутствуют.

Сравнение результатов сжатия четвертого фрагмента представлены на рисунках 7 и 8.

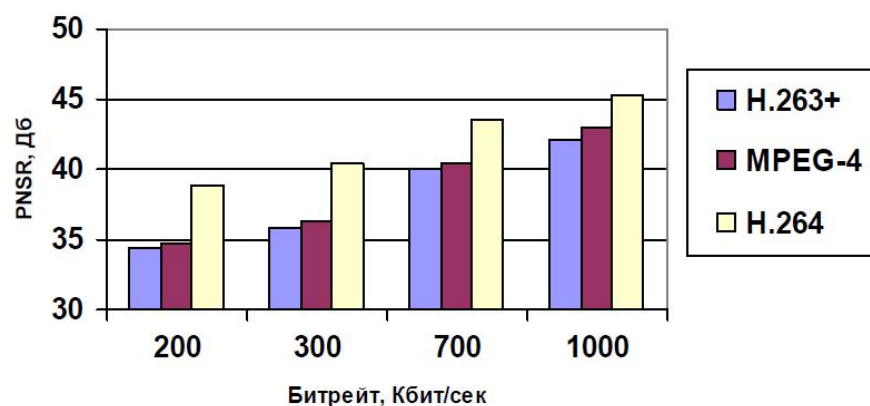


Рис. 7. Зависимость качества передачи яркости от битрейта четвертого фрагмента

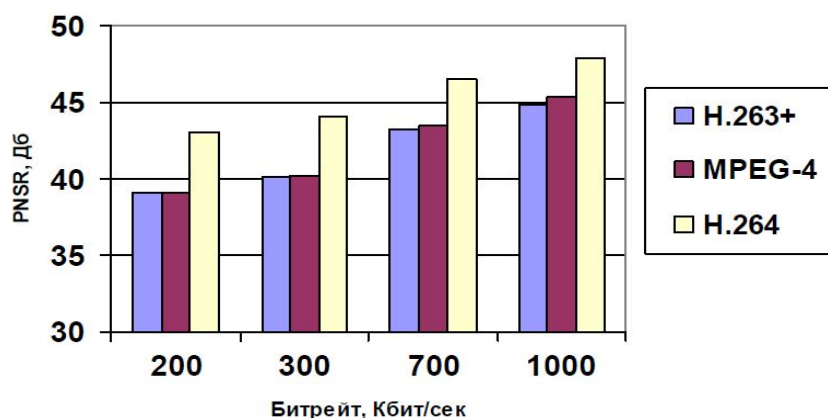


Рис. 8. Зависимость качества цветопередачи от битрейта четвертого фрагмента

Как видно из последнего теста при средней сложности сцены, кодек H.264 показывает явное превосходство над другими кодеками.

Вывод

Тесты показали очевидное преимущество кодека, который работает на основе стандарта H.264, особенно на низких битрейтах, как видно из приведенных зависимостей. Это объясняется тем, что данный стандарт был разработан для помехоустойчивой и эффективной передачи видеоинформации.

Библиографический список

1. А.Ю. Тропченко, А.А. Тропченко Методы сжатия изображения, аудиосигналов и видео: Учебное пособие – СПб: СПбГУ ИТМО, 2009. – С. 75-105.

УДК 621.396; ГРНТИ 47.47

РАЗРАБОТКА МОДИФИКАЦИИ АДАПТИВНОГО К РЕЧИ ПОЛОСОВОГО ВОКОДЕРА

М.Ю. Тарасов

*Рязанский государственный радиотехнический университет,
Российская Федерация, Рязань, madved36@mail.ru*

Аннотация. В работе рассматриваются варианты построения адаптивного вокодера. Приводятся этапы реализации данного алгоритма, достоинства и недостатки, также рассматриваются нейросети как способ упрощения решения задачи.

Ключевые слова: вокодер, адаптации, речь, нейросеть.

DEVELOPMENT OF MODIFICATION OF ADAPTIVE TO THE SPEECH OF THE STRIPPED VOCODER

M.Y. Tarasov

*Ryazan State Radio Engineering University,
Russia, Ryazan, madved36@mail.ru*

Annotation. The paper discusses options for building an adaptive vocoder. Here are represented The stages of the implementation of this algorithm, its advantages and disadvantages, neural networks are also considered as a way to simplify the solution of the problem.

Keywords: vocoder, adaptations, speech, neural network.

При записи речевого сигнала голос диктора имеет различные уникальные параметры, которые, как правило, могут способствовать идентификации личности диктора. К таким параметрам относятся тембр, частота основного тона, диапазон частот (бас, баритон, сопрано и т.д.) и другие. Выделение данных параметров и их обработка могут в значительной степени облегчить определение личности диктора.

Учитывая особенности работы вокодера, а именно простоту реализации и использования его в программном виде, именно он был выбран для реализации. Для разработки модификации полосового вокодера использовался пакет прикладных программ для решения технических задач MATLAB [1]. В нём используется одноименный язык программирования, на котором и был написан вокодер.

Актуальность исследования вокодерного устройства заключается в том, что в настоящее время оно используется повсеместно в определенных проектах, а именно обработке звука, синтезе речи на основе произвольного речевого сигнала с богатым спектром, и т.п. В работе используется именно полосовой вокодер, так как он проще с точки зрения реализации. Другим показателем для выбора полосового вокодера в качестве объекта исследования был тот факт, что спектральные полосы очень сильно зависят от речи диктора.

Передача отдельных спектральных полос является недостаточно эффективной с точки зрения избыточности передачи информации. Это приводит к повышению времени передачи сообщений, а так же к излишней загрузке канала связи.

Модификация вокодерного устройства представлена на рисунке 1.

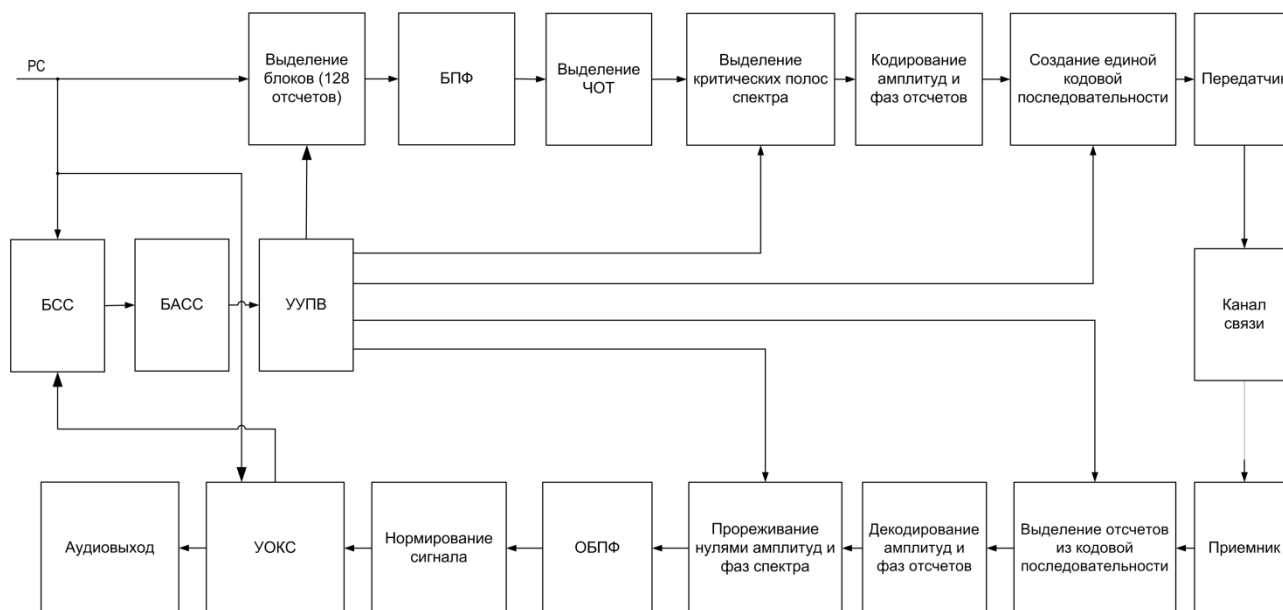


Рис. 1. Модифицированное вокодерное устройство

Работа используемого вокодера происходит следующим образом. На вход подаётся речевой сигнал. Он разбивается на блоки длиной 30 мс, над которыми проводится быстрое преобразование Фурье. После чего из каждого блока выделяются амплитуды и фазы, попадающие в рамки критических спектральных полос в диапазоне 0,3–3,4 кГц, которые впоследствии усредняются. Далее амплитуды кодируются трехбитным двоичным кодом, в то время как фазы передаются напрямую. Получившиеся две матрицы передаются получателю. На приёмной стороне матрица амплитуд декодируется, после чего, посредством обратного быстрого преобразования Фурье, из матриц амплитуд и фаз восстанавливается речевой сигнал. При восстановлении речевой информации зачастую используются разные алгоритмы, одним из которых является алгоритм Фиенупа. В [2] приведено описание модификации такого алгоритма, которая учитывает особенности речевого сигнала при обработке.

Модификация вокодера состоит в следующем – на вход схемы поступает речевой сигнал, который попадает непосредственно в блок сбора статистики, после чего полученные данные обрабатываются в блоке анализа спектральных составляющих. Результаты анализа попадают в устройство управления параметрами вокодера, где принимается решение о дальнейшей перестройке и адаптации кодека. Также на вход кодека поступает начальный речевой сигнал.

Для оценки качества принятого сигнала используется устройство оценки качества сигнала. На его вход поступает начальный речевой сигнал, а так же сигнал с выхода вокодера. В том случае, если сигнал на выходе несоответствующего качества, принимается решение о подборе других спектральных полос. Если данный метод не принёс результатов, то осуществляется увеличение числа полос с повышением скорости передаваемого сигнала. Эти меры ведут к улучшению качества сигнала [3...5].

Реализацию алгоритма адаптации вокодера к распределению энергии речевого сигнала в различных спектральных полосках можно разбить на следующие этапы:

1. Выбор нескольких эталонов спектра речи диктора — в зависимости от распределения частоты основного тона, первых, вторых, третьих и четвертых гармоник основного тона;
2. Сопоставление спектра с эталонным;

3. Принятие решения, к какому эталону относится данный спектр;

4. Вывод о том, что передача критических спектральных полос обеспечивает наилучшее качество для данного эталона.

У каждого человека индивидуальное строение голосовых связок, в связи с чем формируется свой тембр и разброс частот голоса. Но всё же мы можем наблюдать некие закономерности. Голос типичного взрослого мужчины имеет фундаментальную частоту (нижнюю) от 85 до 155 Гц, типичной взрослой женщины от 165 до 255 Гц. Диапазон частоты разговорного детского голоса – от 170 до 600 Гц. Поэтому зачастую голоса женщин и детей схожи между собой, что несомненно создает трудности в их различении [6].

Многое может прояснить анализ спектра голоса. Мужской голос имеет характерное «дрезжание», в то время как спектр женского голоса имеет более плавные линии спектра.

Важность данной темы подтверждается тем, что такой параметр голоса как частота основного тона напрямую зависит от интервала задействованных голосом диктора частот. С акустической точки зрения это первая гармоника речевого сигнала. У каждого говорящего базовая частота основного тона индивидуальна и обусловлена особенностями строения гортани. Определение частоты основного тона применяется для решения широкого спектра задач, в частности полученные значения частот будут полезны при исследовании адаптации вокодеров к параметрам речевого сигнала [7...9].

Существует множество способов определения частоты основного тона. Одним из наиболее простых алгоритмов является алгоритм Рабинера-Голда. Данный алгоритм основан на обработке сигнала во времени и учете его экстремумов. Также существует пиковый метод выделения частоты основного тона, основанный на оценке временной структуры речевого сигнала с целью определения положения и продолжительности периода основного тона. На первом вокализованном сегменте речи ищут значение периода основного тона и начало каждого периода, определяемое по максимуму амплитуды. Далее в области возможного значения основного тона находят следующий максимум оцифрованного сигнала. Расстояние между максимумами считают значением периода основного тона на данном шаге.

Отдельно стоит упомянуть кепстральный метод – этот алгоритм использует так называемые кепстры (энергетический спектр функции), для классификации анализируемых кадров на вокализованные и невокализованные. Если пик в кепстре превышает порог, то кадр классифицируется как вокализованный, а положение пика дает оценку периоду основного тона. Также существует метод вычисления основного тона по автокорреляционной функции, а так же фильтровый метод. В этом методе сигнал до начала анализа фильтруют узкополосным фильтром нижних частот, далее выполняет анализ аналогично пиковому методу. Но данный способ часто не работоспособен для сигналов с ограничением полосы частот снизу [10].

Таким образом рассмотрено применение частоты основного тона, и разброса частот голоса в адаптации полосового вокодера к параметрам речи диктора. В целом представленный алгоритм позволит уменьшить избыточность передачи речевых сигналов при сохранении хорошего качества установленного речевого сигнала на выходе, что делает его перспективным и конкурентоспособным.

Библиографический список

1. matlab.ru/products/matlab - официальный сайт программного обеспечения MATLAB
2. Дмитриев В.Т., Кириллов С.Н., Band vocoder modification based on Khurgin-Yakovlev representation and Fienup algorithm (Модификация полосового вокодера на основе представления Хургина-Яковлева и алгоритма Фиенупа)// 2018 14th international scientific-technical conference on actual problems of electronic instrument engineering (apeie) – 44894 proceedings apeie – 2018. Материалы XIV международной научно - технической конференции «актуальные проблемы электронного приборостроения» АПЭП-2018

3. Дмитриев В.Т., Кириллов С.Н., Лукьянов Д.И., Семин Д.С. Algorithms for evaluating the quality of the received speech and psycho-emotional state of the speaker by the action of acoustic noise in telecommunication systems» (Алгоритмы оценки качества принятой речи и психоэмоционального состояния диктора при действии акустических помех в телекоммуникационных системах) // 2018 Moscow Workshop on Electronic and Networking Technologies (MWENT). Proceedings. – Moscow: National Research University "Higher School of Economics". Russia, Moscow, March 16, 2018. IEEE Catalog Number: CFP18N39-CDR. ISBN: 978-1-5386-3497-4.–14
4. Кириллов С.Н., Дмитриев В.Т., Картавенко Я.О. Алгоритм объективной оценки качества декодированного речевого сигнала на основе изменения спектральной динамики критических полос спектра. РГРТУ 2011 №3(37)
5. Дмитриев В.Т., Константинова Д.С. Алгоритм комплексной оценки качества речи в канале связи.// Вестник РГРТУ. 2016. №56
6. fonetica.philol.msu.ru/nn/n17.htm - интернет-учебник по фонетике русского языка
7. habr.com/ru/post/369349 – русскоязычный блог на тему IT
8. Иванов, В. В. К синхронной и диахронической типологии просодических систем с ларингализованными или фарингализованными тонами // Очерки по фонологии восточных языков — ред. Т. Я. Елизаренкова. М.: Наука, 1975
9. Дмитриев В.Т., Кириллов С.Н., Комплексный алгоритм объективной оценки качества декодированного речевого сигнала при действии акустических помех. // Труды СПИИРАН 2018 №19
10. Жиликов Е.Г., Фирсова А.А, Чеканов Н.А. Алгоритмы обнаружения основного тона речевых сигналов. // Научные ведомости БГУ 2012 №1 (120). Выпуск 21/1

РАЗРАБОТКА И ИССЛЕДОВАНИЕ АЛГОРИТМА ОБНАРУЖЕНИЯ ПАУЗ В РЕЧЕВОМ СИГНАЛЕ В СЛОЖНОЙ АКУСТИЧЕСКОЙ ОБСТАНОВКЕ

С.И. Тихонов

Рязанский Государственный радиотехнический университет»,

Российская федерация, Рязань, stas366778@yandex.ru

Аннотация. В работе рассматриваются подходы к разработке алгоритма обнаружения пауз в речевом сигнале. Рассматриваются различные методы оценки работы алгоритма обнаружения пауз.

Ключевые слова: алгоритм обнаружения пауз (VAD), метрики качества, оценка качества речи, устойчивость к шуму.

DEVELOPMENT AND RESEARCH OF AN ALGORITHM FOR DETECTING PAUSES IN A SPEECH SIGNAL IN A COMPLEX ACOUSTIC ENVIRONMENT

S.I. Tikhonov

Ryazan state radio engineering University,

Russian Federation, Ryazan, stas366778@yandex.ru

Annotation. The paper discusses approaches to the development of an algorithm for detecting pauses in the speech signal. Various methods of evaluation of the pause detection algorithm are considered.

Keywords: Voice Activity Detection (VAD), quality metrics, quality assessment of speech, resistance to noise. Development and research of an algorithm for detecting pauses in a speech signal in a complex acoustic environment

Детектор активности речи (voice activity detector – VAD) – это алгоритм, предназначенный для различения интервалов, на которых присутствуют активная речь и паузы.

Разработка алгоритмов VAD является актуальной задачей, так как системы передачи речи с использованием VAD имеют следующие преимущества:

- сокращение помех по соседним каналам в сотовой связи;
- увеличение пропускной способности канала связи в системе множественного доступа с кодовым разделением;
- снижение скорости передачи.

Эти преимущества особенно важны, когда речь идет о каналах пропускная способность ограничена.

Также использование VAD позволяет уменьшить энергопотребление мобильных терминалов.

В [1] рассматриваются стандартизированные методы детектирования активности речи.

При разработке необходимо учитывать различные аспекты работы алгоритма.

VAD можно рассматривать бинарный классификатор.

Метрики качества для задач бинарной классификации рассмотрены в [2].

Оценку правильности классификации которого удобно проводить на основе матрицы ошибок:

	$y = 1$	$y = 0$
$a(x) = 1$	True Positive (TP)	False Positive (FP)
$a(x) = 0$	False negative (FN)	True Negative (TN)

где y – правильные ответы;

$a(x)$ – ответы классификатора;

TP – верные положительные ответы;

FP – неверные положительные ответы; FN – неверные отрицательные ответы;

TN – верные отрицательные ответы.

Доля правильных ответов (accuracy):

$$accuracy = \frac{TP + TN}{TP + FP + FN + TN}.$$

Ассигасу плохо подходит для несбалансированных классов, как в случае с человеческой речью и паузами в ней.

Гораздо более информативными критериями являются точность (precision) и полнота (recall):

$$precision = \frac{TP}{TP + FP};$$

$$recall = \frac{TP}{TP + FN}.$$

Точность показывает, какая доля объектов, выделенных классификатором как положительные, действительно является положительными. Полнота показывает, какая часть положительных объектов была выделена классификатором.

Также удобно пользоваться одним критерием на основе точности и полноты. Один из них — F-мера, гармоническое среднее точности и полноты:

$$F = \frac{2 * precision * recall}{precision + recall}.$$

Существующие системы связи в большинстве случаев функционируют в условиях действия различных акустических шумов. Входной сигнал может быть смешан с шумом, характеристики которого могут быть неизвестны и изменяться со временем. В некоторых

случаях, когда уровень фонового шума очень высок, речь может быть заглушена этим шумом. Особенно глухие звуки, которые являются важными для разборчивости речи, могут быть неправильно определены в такой шумной обстановке.

В [3] рассматривается влияние акустических шумов на кодеки речевых сигналов.

Также важным критерием является оценка качества речи на выходе VAD. Алгоритмы оценки качества речи делятся на объективные и субъективные. Субъективные методы более точно, но требуют значительных затрат на проведение мероприятий по оцениванию качества речевого сигнала. Объективные алгоритмы менее точны, но требуют значительно меньших усилий в реализации такого метода анализа.

Существует ряд алгоритмов объективной оценки качества речи, основанных на измерении различных характеристик РС. Для объективной оценки качества РС могут быть использованы следующие критерии:

- среднеквадратическая ошибка (СКО)

$$CKO = \frac{1}{N} * \sum_{i=1}^N (x(i) - y(i))^2;$$

- критерий отношения сигнал-шум (ОСШ)

$$OCШ = 10 * \lg \left(\frac{\sum_{i=1}^N x^2(i)}{\sum_{i=1}^N (x(i) - y(i))^2} \right),$$

где $x(i)$ - i -ый отсчет исходного сигнала;

$y(i)$ - i -ый отсчет искаженного сигнала;

N - общее количество отсчетов;

- расстояние Итакура-Саито (ISD) :

$$ISD = \frac{1}{\pi} * \int_0^{\pi} \left(\frac{P(\omega)}{\hat{P}(\omega)} - \lg \left(\frac{P(\omega)}{\hat{P}(\omega)} \right) - 1 \right) d\omega,$$

где $P(\omega)$ - спектральная плотность мощности исходного сигнала;

$\hat{P}(\omega)$ - спектральная плотность мощности искаженного сигнала.

В [4] описывается комплексный алгоритм объективной оценки качества речи, который может быть использован для более точной оценки качества сигнала, с меньшими затратами.

В данной работе проведен обзор различных способов оценки работы VAD, как с точки зрения эффективности его работы как алгоритма классификации, так и точки зрения оценки его влияния на речевой сигнал. Был затронут вопрос о воздействии акустических шумов на работы детектора речевой активности, который требует дальнейшей проработки.

Также при разработке алгоритма VAD следует учитывать его вычислительную сложность и затраты на техническую реализацию.

В дальнейшем при разработке VAD предполагается рассмотреть возможность применения представления Хургина-Яковлева и алгоритма Фиенупа, которые рассмотрены в [5].

Библиографический список

1. Волченков В.А., Витязев В.В., Методы и алгоритмы детектирования активности речи
2. Е.А.Соколов Лекция 4 Линейная классификация ФКН ВШЭ, 22 сентября 2017 г.
3. В.Т. Дмитриев, А.Ф. Янак Исследование воздействия акустических шумов на первичные кодеки речевых сигналов. //Вестник РГРТУ 2016. №2 (Выпуск 56) - С.38-44.
4. 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.
5. С.Н. Кириллов, В.Т. Дмитриев Модификация алгоритма Фиенупа при восстановлении речевой информации по прореженным отсчетам сигнала и его производной. Вестник РГРТУ 2007 № 22. С.7 – 10

УДК 621.396; ГРНТИ 47.47

**РАЗРАБОТКА МОДЕЛИ RAKE-ПРИЕМНИКА
ДЛЯ ИССЛЕДОВАНИЯ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ**

А.В. Шаронов

*Рязанский государственный радиотехнический университет,
Российская Федерация, Рязань, alels.sharonov.1994@mail.ru*

Аннотация. В работе рассматривается основной метод обработки сигналов разнесенного приема, обеспечивающий высокое качество передачи информации в условиях высокого уровня шума и замираний в широкополосных системах связи, обладающих повышенной скрытностью и помехоустойчивостью. Для них частотная селективность каналов связи и применение Rake-приемника являются актуальными.

Ключевые слова: многолучевое распространение; Rake-приемник; корреляция; вероятность ошибки; отношение сигнал/шум.

STUDY OF NOISE STABILITY OF RAKE-RECEIVER

A.V. Sharonov

*Ryazan State Radio Engineering University,
Russia, Ryazan, alels.sharonov.1994@mail.ru*

The summary. The paper discusses the main method of processing the receive diversity signals, which ensures high quality of information transmission in conditions of high noise and fading in broadband communication systems with enhanced secrecy and noise immunity. For them, the frequency selectivity of communication channels and the use of a Rake receiver are relevant.

Keywords: multipath; Rake-receiver; correlation; probability of error; signal-to-noise ratio

Многолучевое распространение возникает как результат многократного отражения передаваемого сигнала от зданий и других препятствий на пути распространения радиоволн в результате замираний. Одним из наиболее эффективных методов борьбы с многолучевыми замираниями является так называемый разнесенный прием, который реализуется в Rake-приемнике. Такой приемник использует многоканальный принцип обработки [1].

Имитационная модель создана в программе MATLAB Simulink, ее можно наблюдать на рисунке 1. Для создания модели Rake-приемника в библиотеке программы были использованы такие основные блоки, как Bernoulli Binary Generator — данный блок генерирует случайные двоичные числа, Walsh Code Generator — формирует определенную последовательность Уолша в диапазоне [0, N-1], BPSK Modulator Baseband — модулирует сигнал на основе двоичной фазовой модуляции, Multipath Rayleigh Fading Channel — с помощью этого блока удастся назначить каждой ветви различный спектр, AWGN Channel — добавляет белый Гауссовский шум к входному сигналу и формирует сложный выходной сигнал, Find Delay — позволяет найти максимум функции взаимной корреляции между сигналами, Variable Integer Delay, Integrate and Dump — задают параметр периода интеграции, Gain, BPSK Demodulator Baseband — демодулируют сигнал на основе двоичной фазовой модуляции, Multipath, Error Rate Calculation — вычисляют коэффициент ошибки, Display —

реализует вывод коэффициента ошибки на экран [2].

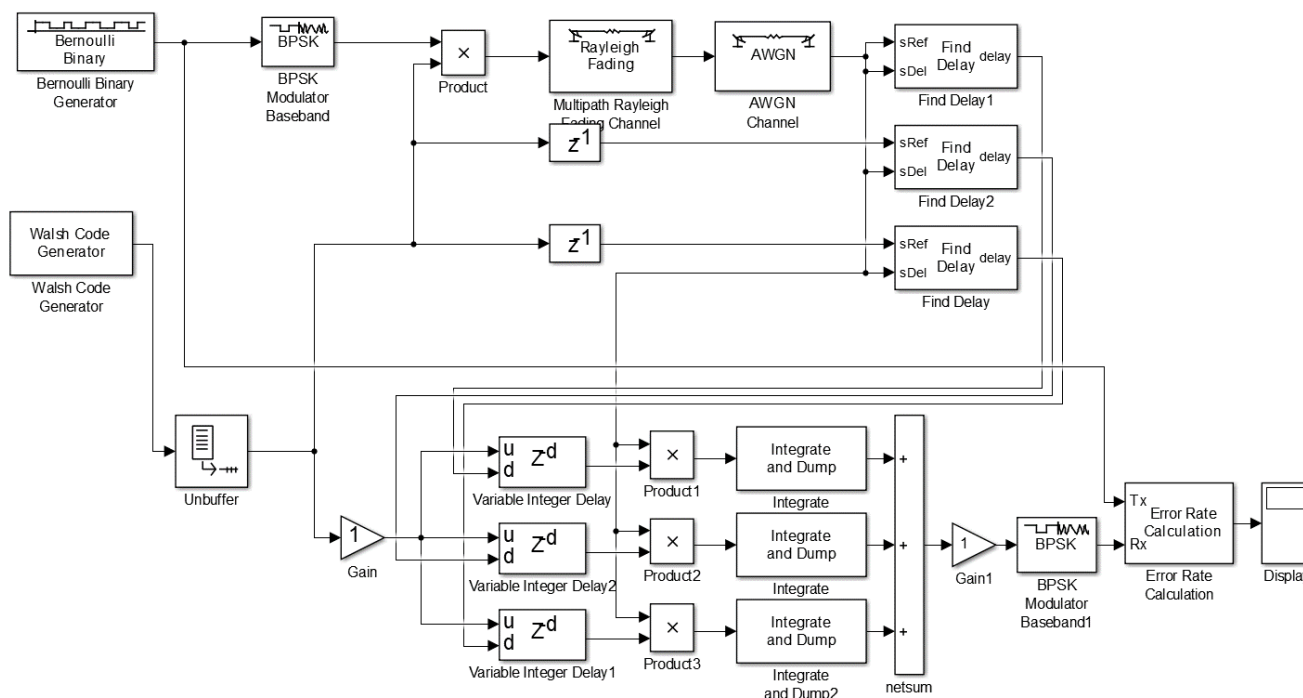


Рис. 1. Модель Rake-приемника

С помощью разработанной схемы был произведен анализ помехоустойчивости. На приемной стороне было организовано сложение трех сигналов: каждая ветвь сигнала с задержками во времени. Все использованные коэффициенты передачи комплексносопряженные по отношению к коэффициентам передачи соответствующих лучей для многолучевого широкополосного канала. Все выходные сигналы суммируются, далее суммарный сигнал подается на блок понижения частоты дискретизации [3].

В результате эксперимента была получена зависимость помехоустойчивости. Диапазон изменения отношения сигнал/шум (SNR — signal-to-noiseratio) от 1 до 10 дБ с шагом 1 дБ. Изменения проводились синхронно в двух блоках AWGN Channel. Также в работе была рассчитана теоретическая зависимость помехоустойчивости.

В таблице 1 представлены экспериментальные данные зависимости помехоустойчивости от SNR. В таблице 2 приведены рассчитанные данные теоретической кривой помехоустойчивости в зависимости от SNR.

Таблица 1.

SNR, дБ	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
$P_{\text{ош}}$	0,160	0,127	0,102	0,093	0,084	0,079	0,071	0,068	0,063	0,059

Таблица 2.

SNR, дБ	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
$P_{\text{ош}}$	0,123	0,091	0,076	0,067	0,060	0,054	0,050	0,048	0,045	0,042

По значениям таблиц 1 и 2 построены зависимости, приведенные на рисунке 2. Результаты эксперимента практически совпадают с результатами теоретического расчета. Различие в величине вероятности ошибки ($P_{\text{ош}}$ — побитовая вероятность ошибки), которая

равна 0,01935.

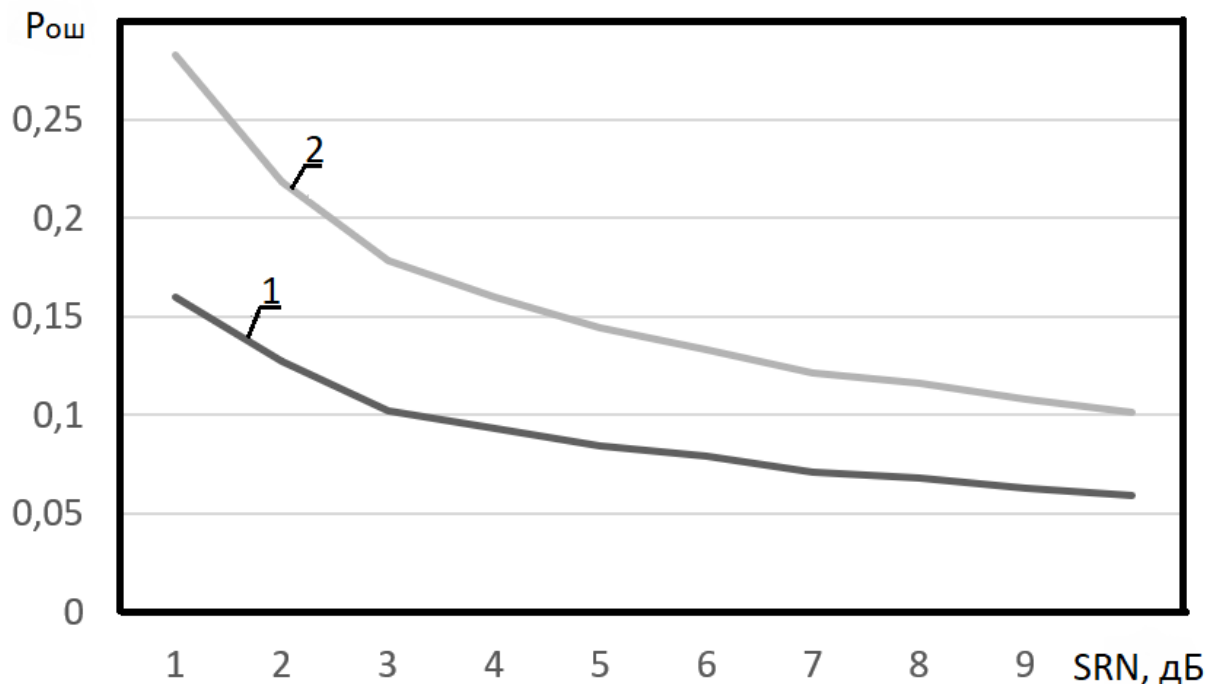


Рис. 2. Сравнение экспериментальной и теоретической зависимостей помехоустойчивости, где 1 - экспериментальная зависимость, 2 – теоретическая зависимость

Таким образом, в результате работы создано программное обеспечение для исследования помехоустойчивости Rake-приемника в широком диапазоне изменения параметров многолучевости. Преимущество рассматриваемой модели заключается в уменьшении побитовой вероятности ошибки, что приводит к более стабильному получаемому сигналу.

Библиографический список

1. Скляр Б. Цифровая связь. СПб., 2003. 1104 с.
2. Черных И.В. Simulink: Инструмент моделирования динамических систем. М., 2004. 491 с.
3. Гаёв А.А. Исследование помехоустойчивости систем связи с разнесенным приемом сигнала. Екатеринбург, 2016. 70 с.

УДК 004.733; ГРНТИ 49.43.33

СИСТЕМЫ БЕСПРОВОДНОГО ШИРОКОПОЛОСНОГО ДОСТУПА РЕСПУБЛИКИ ЙЕМЕН

Али Малек Абдулмалек Ахмед

Рязанский государственный радиотехнический университет
Российская Федерация, Рязань, tariqc_2009@yahoo.com

Аннотация. Потрясающие инновации охватывают сферу телекоммуникаций во всем мире, так как аппетит к пропускной способности постоянно растет. Этому способствуют различные причины: (а) рост Интернета и интернет-приложений, (б) увеличение зависимости цифровой передачи даже для аналоговых приложений и (в) всемирная тенденция к дерегулированию. Быстрый рост популярности веб-приложений побуждает индустрию создавать инфраструктуру, необходимую для обеспечения связи с высокой пропускной способностью или «широкополосной связи» на дому. В качестве способа реализации последней мили предлагается широкополосный беспроводный доступ (БШПД).

WIRELESS BROADBAND ACCESS SYSTEM OF THE REPUBLIC OF YEMEN

Ali Malek Abdulmalek Ahmed

Ryazan state radio engineering University

Russia, Ryazan, tariqc_2009@yahoo.com

Abstract. Incredible innovations are covering the telecommunications field worldwide as appetite for bandwidth keeps growing restlessly. Various reasons are contributing to this trend: (a) growth of the Internet and Internet-based applications, (b) enlarged dependence of digital transmission even for analog applications, and (c) a worldwide tendency toward deregulation. The fast rise in the popularity of Web-based applications is driving industry to build the infrastructure needed to drive high bandwidth, or "broadband," communications to the home. A broadband wireless access (BWA) system is being offered to the public as a choice for the last mile of access.

1. Введение

БШПД связь является обязательной технологией для пользователей широкополосного интернета. На самом деле, по оценкам, около 60% домов в Йемене пользуются беспроводным доступом, и это число быстро растет по мере того, как все больше и больше пользователей пользуются его преимуществами. Основное преимущество БШПД довольно очевидно - нет проводов. Это означает минимизацию числа кабельных соединений, что снижает вероятность их повреждения, повышает удобство развертывания и эксплуатации.

БШПД связь немного отличается от беспроводной сети, хотя она часто используется в качестве общего термина для обозначения всех аспектов беспроводной технологии и беспроводного интернета, она также используется в качестве названия, когда есть доступ к интернету в общественном месте, например Точки доступа Wi-Fi, которые можно найти почти в любом месте в большинстве мест в Йемене, которые часто используются для подключения к интернету для ноутбуков, планшетов или смартфонов. Существует множество других устройств, способных использовать технологию беспроводной широкополосной связи, причем наиболее часто используемым оборудованием являются смартфоны, планшеты и игровые приставки. Конечно, беспроводная связь позволяет управлять и практически использованием, таким как совместное использование оборудования, такого как принтеры и сканеры, поэтому возможности действительно безграничны [6].

В этой статье рассмотрим различные методы и технологии, предлагаемые для высокоскоростных широкополосных сетевых соединений данных в целом и широкополосных беспроводных сетей в частности, поскольку они могут предоставить техническую возможность доступа к широкому спектру ресурсов, преодолевая географические и финансовые барьеры.

2. Системы беспроводного широкополосного доступа (БШПД)

В настоящее время применяются различные способы подключения пользователей к Интернету. Традиционный способ подключения абонента заключается в использовании модема коммутируемого доступа, устройства, позволяющего передавать данные по телефонным линиям, изначально предназначенным для передачи голоса. На другом конце линии поставщик Интернет-услуга действует как своего рода портал, через который абонент может связываться и обмениваться данными с бесчисленными узлами по всему миру. Хотя коммутируемые модемы используют существующую телефонную инфраструктуру, их производительность ограничена. Кроме того, необходимость сделать телефонный звонок для установления соединения с поставщиком услуг означает, что доступ к Интернету не всегда доступен. Благодаря широкополосным технологиям люди могут получать и отправлять текст, изображения, аудио и видео через Интернет с гораздо большей скоростью, практически без

задержек.

Разнообразные методы и технологии предлагаются для соединения домов для высокоскоростных сетей передачи данных. Первые два метода используют все преимущества существующих проводов в домах: гибридный волоконно-коаксиальный кабель использует инфраструктуру кабельного телевидения, но включает в себя волоконно-оптические линии в дополнение к коаксиальному кабелю; цифровая абонентская линия (DSL) использует ту же пару медных телефонных проводов для отправки высокоскоростных данных, но использует частоты, намного превышающие частоты, используемые для передачи разговоров. Несмотря на все модные маркетинговые обещания поставщиков кабелей и DSL, конечные пользователи по-прежнему сталкиваются с такими реалиями: ограниченный охват, медленное развертывание и плохие производительности. Третий подход - проложить совершенно новый провод к дому - оптоволоконный кабель. Для такой системы существует несколько конфигураций, включая оптоволокно до дома, в зависимости от того, как далеко волокно достигает жилой зоны. В дополнение к этим проводным технологиям существует сильный интерес к беспроводным технологиям для решения проблемы последней мили. Четвертый метод, сеть БШПД, является наземным и привлекателен в местах, где инфраструктура кабельной или телефонной сети еще не создана.

БШПД связь в Йемене может предоставить техническую возможность доступа к широкому спектру ресурсов, услуг и продуктов, которые могут разнообразить нашу жизнь. Эти ресурсы, услуги и продукты включают образование, культура, развлечения, и Телемедицина поскольку широкополосная связь может преодолеть географические и финансовые барьеры, чтобы обеспечить доступ к широкому спектру образовательных, культурных и развлекательных возможностей и ресурсов. Кроме того, широкополосная связь может способствовать экономическому развитию и оживлению посредством электронной коммерции. Рисунок 1 показывает рост пользователей БШПД в Йемене за последние годы.

БШПД в Йемене

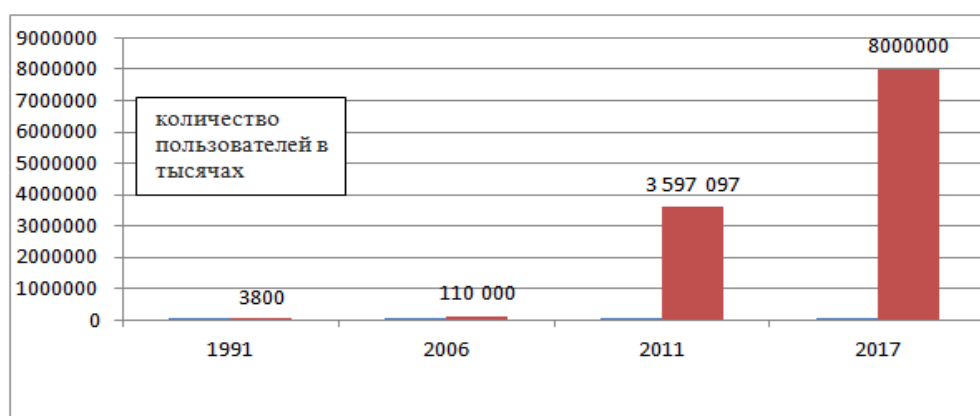


Рис. 1. Количество пользователей БШПД в Йемене

Хотя беспроводная связь не является единственным способом предоставления услуг широкополосного доступа, она является одной из самых быстрых и экономически эффективных. Географические особенности, такие как горы, затрудняют и удорожают рыть траншеи, и прокладывают кабель в земле. Напротив, беспроводная сеть, использующая микроволновую или миллиметровую волну, может быть развернута в считанные недели для обеспечения охвата как городского, так и сельского населения.

Хотя отраслевые эксперты в целом согласны с тем, что оптоволокну является идеальной сетевой средой, эта оценка основана на технологических соображениях, а не на таких факторах, как стоимость и время. Основная предпосылка беспроводных сетей заключается в том, что основная стоимость установки любой широкополосной системы на основе проводов или оптоволокну - это не сам кабель, а трудозатраты на его установку. В перегруженных городах Йемена, таких как Сана или Таиз, затраты могут легко подняться до 50 000 долларов США за квадратную милю. И это не включает непоправимый ущерб зданиям и дорогам, которые имеют историческую ценность. Как и сотовые телефоны, в этих сетях используется радиосвязь от антенны базовой станции до удаленных устройств в жилых домах. Действительно, первое поколение сетей ШБД ориентировано на бизнес-клиентов, а второе поколение предназначено для частных пользователей.

2.1 Структура сети БШПД

Сеть БШПД в основном используется в качестве многоточечной топологии с развертыванием базовых станций на сотовой основе, каждая из которых привязана к базовым сетям и находится в контакте с абонентскими станциями фиксированной беспроводной связи. Базовые станции обычно расположены на вышке, а абонентские станции обычно включают в себя антенны и радиоблоки, установленные на крыше, подключенные к внутренним сетевым интерфейсным блокам. Полная система БШПД обычно состоит из нескольких подсетей в звездообразной топологии. Транспортный механизм работает так, что нисходящий поток от центральной базовой станции к абонентским станциям передаются в широкополосном режиме, в то время как восходящий поток от абонентских станций к центральной базовой станции использует множественный доступ с временным разделением (TDMA). Рисунок 2 иллюстрирует некоторые ключевые компоненты сети.

Центральная базовая станция может быть подключена с другим серверным приложениям к магистрали Интернет через оптоволокну. Базовая станция (BS) - это коммутирующее устройство, часто рассматриваемое как сетевой мост или маршрутизатор, которое напрямую взаимодействует с абонентской станцией. На абонентской станции (SS) модем будет действовать как порт данных, который снова возобновляет передачу данных по проводам.



Рис. 2. Компоненты сети БШПД

2.2. Технологии и типы сети БШПД

Существуют разнообразные технологии, используемые провайдерами беспроводного широкополосного доступа по всему миру. Первой технологией, предложившей потребителю реальную беспроводную широкополосную связь, была технология 3G с пропускной способностью около 10 Мбит/с. Эта технология была основана на WCDMA (широкополосный множественный доступ с кодовым разделением). Впоследствии WiMAX был разработан как первая технология 4G со скоростью загрузки более 30 Мбит /с. LTE (Long Term Evolution) - это новейшая технология 4G, которая широко применяется во многих развитых странах мира. Технология LTE предлагает скорость загрузки до 100 Мбит / с и может изменить правила игры в беспроводном широкополосном интернете. Рисунок 3 показывает предполагаемую эволюцию семейства беспроводных технологий с 1985 по 2015 год [4].

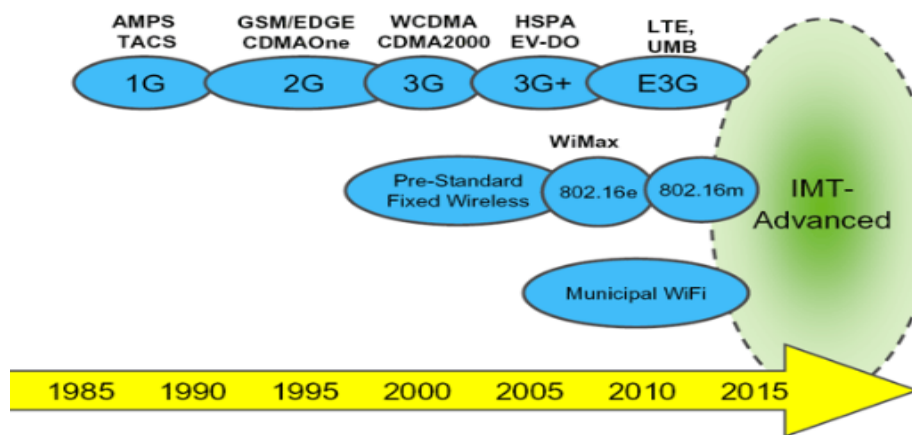


Рис. 3. Эволюция семейства беспроводных сетей с 1985 по 2015 год

Беспроводной широкополосный Интернет можно отнести к категории:

Фиксированная беспроводная связь - этот режим обслуживания обычно предоставляется с использованием беспроводного соединения точка-точка и широко используется предприятиями для подключения на последней миле, (Wi-Fi) и (WiMAX) технологии являются фиксированными беспроводные технологии, которые соответственно регулируются IEEE 802.11 и 802.16 спецификации. Технология WiMax также поддерживает многоточечную фиксированную беспроводную интернет-доставку с высокой скоростью загрузки.

Мобильная беспроводная связь. Этот режим подключения в основном используется для персональной связи с использованием таких устройств, как смартфоны. Постепенно этот режим становится популярным и для корпоративных приложений. Этот режим использует 3G, LTE, WiMAX и т. Д. Для доставки широкополосного Интернета [5].

3. Заключение

В этой статье рассматривалось появление широкополосного беспроводного доступа в качестве законной платформы локального доступа для предоставления высококачественных цифровых данных, видео и голосовых услуг. Беспроводная кабельная технология имеет ограничения, но она также имеет ключевые преимущества, в частности, возможность быстрого внедрения высокоскоростного доступа к данным во всем мегаполисе с затратами на задержку модернизации проводных станций. Вместо того, чтобы проложить тысячи миль

оптоволоконной, коаксиальной или витой пары. Внедрение технологии LTE в Йемене является оптимальным решением для предоставления технических возможности для доступа к широкому спектру ресурсов, услуг и продуктов, которые могут улучшить жизнь различными способами, поскольку LTE считается самой быстрой беспроводной сетью для смартфонов и мобильных устройств, которые распространяются среди нас, нам нужно только мобильное устройство, которое поддерживает LTE, чтобы получить доступ к LTE. Вместо того LTE использует радиоволны, в отличие от 3G и WiMAX, которые используют микроволны. Это то, что заставляет его работать на существующем оборудовании. Это также способствует лучшему проникновению сетей LTE в отдаленные районы Йемена и увеличению охвата.

Библиографический список

1. Nandini M., Neelam M., Nikita G. Wireless Broadband Network Technology Infrastructure and Related Intellectual Property Application & Security, Международный журнал научных и инженерных исследований, 2012.
2. www.ariasat.af. Беспроводной широкополосный. [Электронный ресурс]. Режим доступа: <http://www.ariasat.af/wiretech1.html>. Дата доступа: 27.03.2019.
3. Rao V. Vemuri. «Broadband Wireless Access (BWA) Networks»: Учебник.
4. Фото.сайт [Электронный ресурс]. Режим доступа: <https://www.justice.gov/atr/wireless-broadband>. Дата доступа: 30.03.2019.
5. worldnetsolutionsinc.com . wireless-broadband-internet. [Электронный ресурс]. Режим доступа: <https://worldnetsolutionsinc.com/wireless-broadband-internet/>. Дата доступа: 30.03.2019.
6. www.dignited.com. The difference between Wi-Fi and LTE.2018. . [Электронный ресурс]. Режим доступа: <https://www.dignited.com/34634/the-difference-between-wi-fi-and-lte/>. Дата доступа: 06.04.2019.

УДК 621.396.6.002.72

МНОГОКРИТЕРИАЛЬНЫЙ ВЫБОР СТАНДАРТОВ МОБИЛЬНОЙ СВЯЗИ

Е.В. Бусурина

*Рязанский государственный радиотехнический университет,
Российская Федерация, Рязань, lena.busurina@mail.ru*

Аннотация. В работе рассматривается сравнительный анализ стандартов мобильной связи по различным критериям качества.

Ключевые слова: LTE, WiMax, WiFi, 3G, показатель качества.

MULTI-CRITERIA SELECTION OF MOBILE COMMUNICATION STANDARDS

E.V. Busurina

*Ryazan State Radio Engineering University,
Russia, Ryazan, lena.busurina@mail.ru*

The summary. In the work considers a comparative analysis of mobile communication standards according to various quality criteria.

Keywords: LTE, WiMax, WiFi, 3G, level of quality.

Введение

Для различных видов информации и сфер использования создано множество стандартов и технологий для передачи данных. В данной работе произведен сравнительный анализ четырех стандартов передачи данных:

LTE (Long Term Evolution) – универсальный стандарт подвижной связи 4-го поколения[1]; WiMax – (Worldwide Interoperability for Microwave Access) – технология для беспроводной передачи данных на большие расстояния;

WiFi (Wireless Fidelity) – беспроводная технология для локальной сети;

3G (third generation) – технология мобильной связи.

Тестирование

Для каждого стандарта существуют показатели качества, для работы были выбраны:

- 1) Скорость передачи данных, Мбит/с;
- 2) Дальность связи, км;
- 3) Пропускная способность, Мбит/с

Для сравнения стандартов были взяты средние значения показателей качества из общедоступных источников представленные в таблице 1:

Таблица 1. Показатели качества сравниваемых стандартов

	1	2	3
LTE	100	19,7	200
WiMax	75	30	75
WiFi	1024	0,15	150
3G	3,6	33	2

Для визуализации процесса сравнения стандартов все значения представлены на рисунке 1.

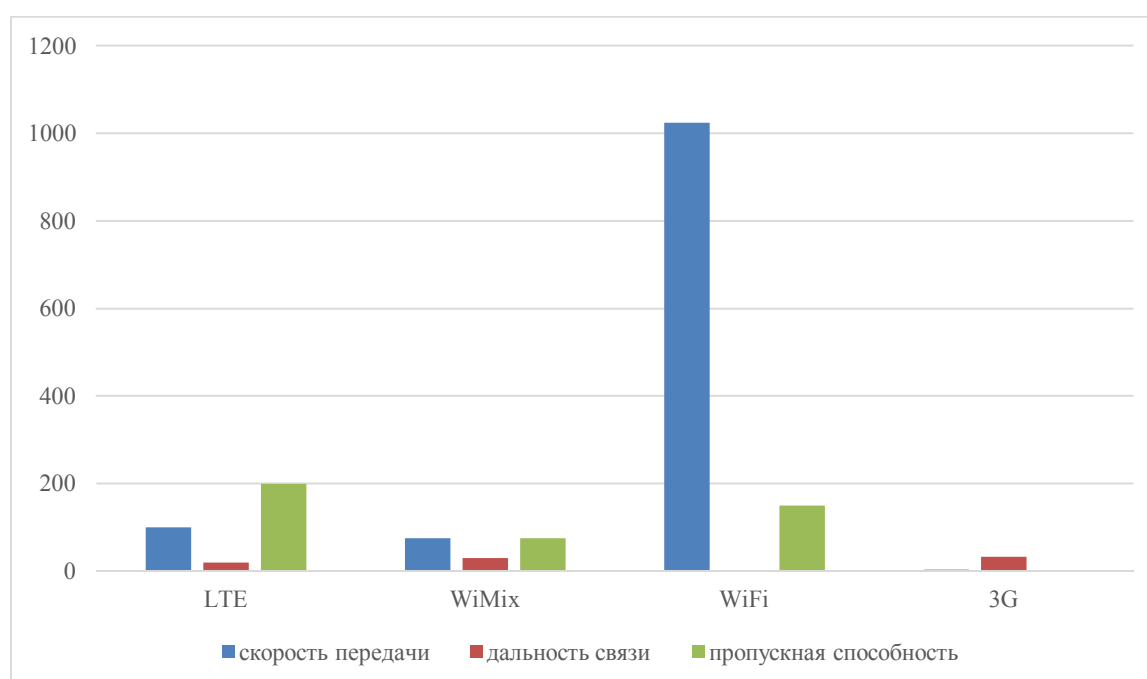


Рис. 1. Диаграмма показателей качества сравниваемых стандартов

Проанализируем показатели качества на предмет минимизации/максимизации.

Скорость передачи данных – объем данных, передаваемых за единицу времени [2]. Данный критерий необходимо увеличивать.

Дальность связи – это максимальное расстояние, на котором может произойти обмен информацией с должным качеством. Показатель также следует увеличивать.

Пропускная способность – соотношение, показывающее максимальное количество переданной информации за единицу времени. Показатель увеличиваем.

Произведём нормировку по следующим формулам:

$$PK_{инорм} = \frac{PK_i}{PK_{imax}},$$

где PK_i – показатели качества

Значения нормированных показателей качества PK_i^* представлены в таблице 2.

Таблица 2. Нормированные значения показателей качества

стандарты	1	2	3
LTE	0,098	0,597	1
WiMax	0,073	0,91	0,375
WiFi	1	0,0045	0,75
3G	0,0035	1	0,01

С целью перехода от процедуры максимизации к минимизации критериев качества при выполнении оценки стандартов введем показатель качества $PK_i^* = (1 - PK_{инорм})$.

При таком представлении показателей качества все параметры должны минимизироваться (таблица 3).

Таблица 3. Анализ показателей качества на предмет минимизации/максимизации

стандарты	1	2	3
LTE	0,902	0,403	0
WiMax	0,927	0,09	0,625
WiFi	0	0,9955	0,25
3G	0,9965	0	0,99

Скорость передачи данных и пропускная способность являются важнейшими критериями, характеризующими стандарты передачи информации.

Дальность связи характеризует максимальное расстояние, на котором может происходить обмен информацией, поэтому этот показатель считаем менее значимым.

Так как каждый из показателей качества важен при сравнении рассматриваемых стандартов, значения весовых коэффициентов не должны сильно отличаться.

Исходя из выше сказанного расставим весовые коэффициенты следующим образом:

- Скорость передачи данных 0,35;
- Дальность связи – 0,3;
- Пропускная способность – 0,35

Использование обобщенного показателя качества позволяет сравнить рассматриваемых стандарты (таблица 4):

Таблица 4. Нормированные значения и весовые коэффициенты показателей качества

стандарты	1	2	3
LTE	0,098	0,597	1
WiMax	0,073	0,91	0,375
WiFi	1	0,0045	0,75
3G	0,0035	1	0,01
α_i	0,35	0,3	0,35

Используем обобщенный показатель качества для сравнения рассматриваемых стандартов:

$$PK_{\Sigma i} = \sum_{i=1}^3 \alpha_i PK_{i\text{норм}}^*$$

где α_i – весовые коэффициенты показателей качества;

$PK_{i\text{норм}}^*$ – нормированные показатели качества.

Рассчитанные обобщенные показатели качества для стандартов LTE, WiMax, WiFi и 3G приведены ниже:

$$\text{LTE: } \sum_{i=1}^3 \alpha_i PK_i^* = (0,35 * 0,098) + (0,3 * 0,597) + (0,35 * 1) = 0,5634 ;$$

$$\text{WiMax: } \sum_{i=1}^3 \alpha_i PK_i^* = (0,35 * 0,073) + (0,3 * 0,91) + (0,35 * 0,375) = 0,4298 ;$$

$$\text{WiFi: } \sum_{i=1}^3 \alpha_i PK_i^* = (0,35 * 1) + (0,3 * 0,0045) + (0,35 * 0,75) = 0,6139 ;$$

$$\text{3G: } \sum_{i=1}^3 \alpha_i PK_i^* = (0,35 * 0,0035) + (0,3 * 1) + (0,35 * 0,01) = 0,3047 .$$

Для визуализации процесса сравнения стандартов все значения представлены на рисунке 2

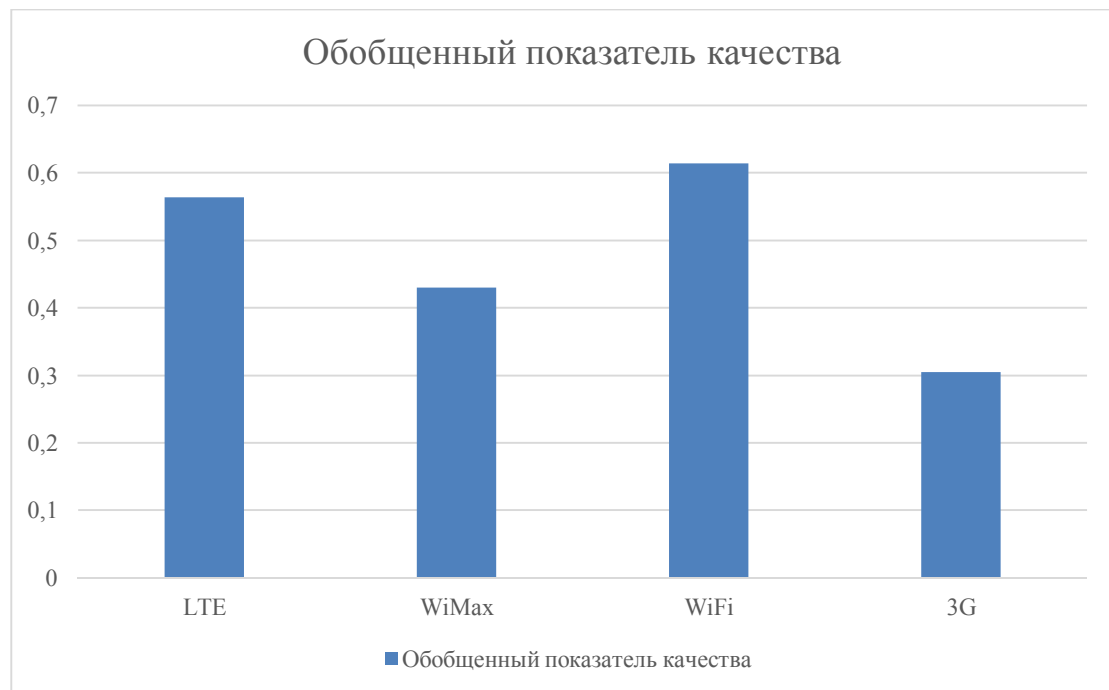


Рис. 2. Диаграмма обобщенных показателей качества

Исходя из вычислений и отображенных на диаграмме значений можем сделать вывод,

что при сравнении стандартов большим преимуществом обладает WiFi.

Вывод

В данной работе было произведено сравнение четырех стандартов передачи данных: LTE, WiMax, WiFi, 3G, – по трем показателям качества: скорости передачи информации, дальности связи и пропускной способности канала связи.

В результате сравнения выявлено, что наиболее оптимален стандарт WiFi. Он имеет самую большую скорость передачи из рассмотренных стандартов и приемлемую пропускную способность, но у данного стандарта есть существенный недостаток – это очень маленькая дальность связи до 150 м.

Библиографический список

1. Данилов В. И. Сети и стандарты мобильной связи: учебное пособие – СПб: СПбГУ, 2015.
2. Гольдштейн Б.С. Сети связи. – БХВ-Петербург, 2010 г.

УДК 654.028.3; ГРНТИ 49.13.13

АНАЛИЗ ИЗВЕСТНЫХ МОДИФИКАЦИЙ КОДЕКОВ MELP

И.А. Сафронов

*Рязанский государственный радиотехнический университет,
Российская Федерация, Рязань, vanya_safronov_1997@mail.ru*

Аннотация. В данной работе рассмотрены различные виды вокодеров. Проводится анализ основных стандартов кодирования речевого сигнала на основе алгоритма MELP. Также рассмотрены возможности усовершенствования данного алгоритма.

Ключевые слова: MELP, смешанное возбуждение.

ANALYSIS OF THE KNOWN MODIFICATIONS OF THE MELP CODECS

I.A. Safronov

*Ryazan State Radio Engineering University,
Russia, Ryazan, vanya_safronov_1997@mail.ru*

Annotation. In this project, different types of vocoders are considered. The analysis of the basic standards of speech signal coding based on the MELP algorithm is carried out. The possibilities of improving this algorithm are also considered.

Keywords: MELP, mixed excitation.

Важнейшим действием в современных устройствах передачи речи является её преобразование из аналоговой формы в цифровую. Для этого необходимо произвести дискретизацию и квантование аналогового сигнала, а также представить каждый дискретный отчет сигнала двоичным кодом. Последнее осуществляют кодеры. Они в основном делятся на три вида. Рассмотрим подробнее вокодеры. Это кодеки, имеющие на выходе скорости потока данных до 2.4 кбит/с, которые обеспечивают кодирование спектра сигнала речи и восстановление исходного сигнала, звучащего похоже оригиналу, но не повторяющего его форму. Одним из известных вокодеров является вокодер на основе стандарта MELP (Mixed-Excitation Linear Prediction - линейное предсказание со смешанным возбуждением).

MELP – стандарт кодирования, используемый в военных целях, принятый в основном за рубежом. Данный вид насчитывает три модификации, со скоростями 600, 1200 и 2400 бит/с. Все они относятся к моделям кодирования с линейным предсказанием, но, кроме этого, содержат пять важных особенностей.

Первая особенность стандарта MELP – смешанное возбуждение. Основной его

задачей является исключение призывов, которые присутствуют в вокодерах с линейным предсказанием, особенно это заметно, когда акустический шум широкополосный (самолет, музыка, фен), что делает данный стандарт кодека вполне устойчивым к различным шумам [4].

Вторая особенность - аperiodические импульсы. Они используются чаще всего в областях перехода между озвученными и не озвученными фрагментами речевого сигнала. Данная особенность позволяет декодеру воспроизводить одиночные импульсы без внесения дополнительных призывов.

Третья особенность - «размывание» импульсов. Данную особенность осуществляет фиксированный фильтр. Он распределяет энергию возбуждения в периоде основного тона, снижая благодаря этому шероховатости в синтетической речи.

Четвертая особенность – использование адаптивного фильтра. Он помогает улучшить оценку спектра. Его принцип действия основан на использовании полюсов фильтра с линейным предсказанием. Адаптивный фильтр усиливает форманты синтетической речи, и делает лучше соответствие двух форм волн: синтетической и натуральной. Это также придает синтезированной речи звучание более похожее на натуральную [1].

Пятая особенность - моделирование амплитуд коэффициентов Фурье. Первые десять значений амплитуд Фурье определяются из пиковых при преобразовании Фурье сигнала-остатка. Информация, которая содержится в этих коэффициентах, улучшает точность речевой модели на низких частотах. Они увеличивают качество синтезированной речи, особенно на фоне шумов. Используется быстрое преобразование Фурье (FFT) окна, длина которого составляет 200 отсчетов [2].

В качестве формирующего сигнала возбуждения в MELP используется соединение импульсного и шумового сигналов (рис. 1).

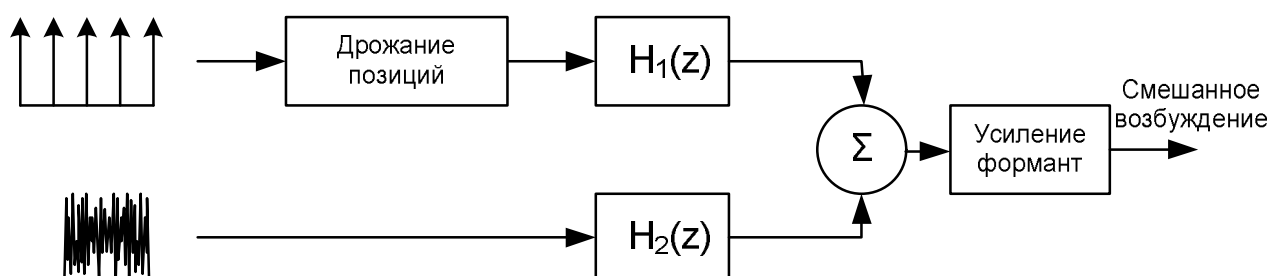


Рис. 1. Схема формирования возбуждающего сигнала в кодеке MELP

Формирование спектра сигнала возбуждения осуществляется при помощи двух КИХ-фильтров первого порядка ($H_1(z)$ и $H_2(z)$) с переменными параметрами. Также возможно смещение позиций импульсов для синтеза сигналов, у которых присутствует слабая периодичность [3].

Общий список параметров, который передается от кодера к декодеру за один речевой фрейм, длительность которого составляет 22,5 мс, представлен в таблице 1.

Таблица 1. Структура “голосового” и “шумового” фрейма.

Параметр	“Голосовой” фрейм (бит)	“Шумовой” фрейм (бит)
Линейные спектральные пары (ЛСП)	25	25
Амплитуды преобразования Фурье сигнала возбуждения	8	-
Коэффициенты усиления (2 за фрейм)	8	8
Период основного тона, общая озвученность фрейма	7	7
Озвученность по полосам	4	-
Флаг периодичности	1	-
Защита от ошибок	-	13
Синхробит	1	1
Всего за кадр, 22.5 мс	54	54

В качестве сравнения модификаций кодеков MELP будем использовать MELP-2400, MELP-1200 и MELP_C-2400. Для этого получим зависимость MOS(субъективная оценка качества речи) от процента ошибок в канале связи. Оценка производилась по пятибалльной шкале. За пять баллов принималось качество речи, синтезированной вокодером MELP-2400. MELP-2400 (сплошная линия), MELP-1200 (штрих-пунктирная линия) и MELP_C-2400 (штриховая линия) (рис. 2.).

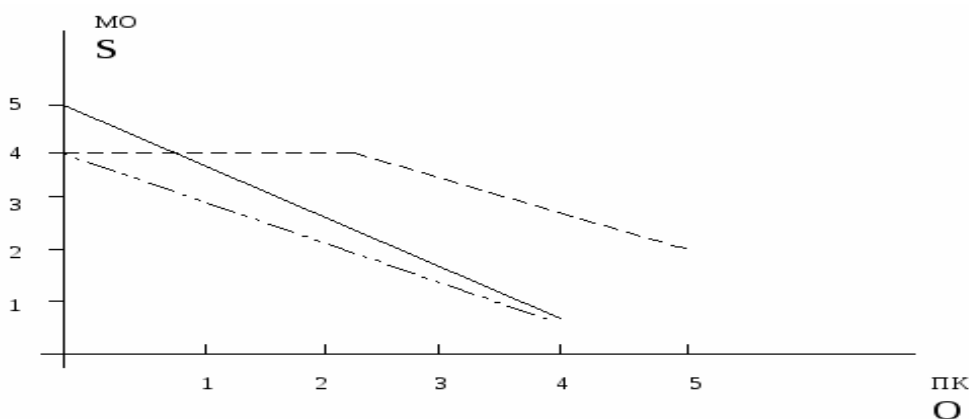


Рис. 2. Зависимость MOS для вокодеров MELP-2400, MELP-1200 и MELP_C-2400 от процента канальных ошибок

На основе результатов, которые были получены при помощи использования голосовых файлов можно сделать определенные выводы: вокодер MELP-1200 имеет разборчивость синтезированной речи близкую к вокодеру MELP-2400, при битовых ошибках в канале более 2% вокодер MELP_C-2400 дает наилучшее качество синтетической речи [6].

Также стоит отметить, что возможно улучшение данных кодеков. Во-первых, использовать представление Хургина-Яковлева. При нём отсчеты речевых сигналов, взятые с частотой дискретизации Котельникова можно представить в виде прореженных в два раза отсчетов сигнала и его производной. Это приводит к увеличению помехоустойчивости

речевого сигнала в 1,2...1,5 раза, уменьшению вычислительных затрат, а также снижению требований к синтезирующим фильтрам. Во-вторых, применение итерационного алгоритма Фиенупа позволяет повысить качество восстановленного сигнала в вокоде на 0,2 – 0,3 балла согласно ГОСТ Р 50840-95 [5].

Библиографический список

1. Кириллов С.Н., Дмитриев В.Т. Комплексный алгоритм объективной оценки качества декодированного речевого сигнала при действии акустических помех. // Труды СПИИРАН 2018 №1 - С192-196.
2. Atlanta Signal Processors, Inc. MELP Vocoder Algorithm The New Federal Standard Speech Coder
3. Никитин Д. А. Обзор методов аналого-цифрового преобразования речевых сигналов
4. Дмитриев В.Т., Янак А.Ф. Исследование воздействия акустических шумов на первичные кодеки речевых сигналов. //Вестник РГРТУ 2016. №2 (Выпуск 56)
5. Кириллов С.Н., Дмитриев В.Т. Модификация алгоритма Фиенупа при восстановлении речевой информации по прореженным отсчетам сигнала и его производной. Вестник РГРТУ 2007 № 2. - С.7 – 10
6. Выборнов С.В., Сидорова Н.А. Практическая реализация низкоскоростных вокодеров для каналов с высоким процентом ошибок. Московский технический университет связи и информатики

СОДЕРЖАНИЕ

ИНФОРМАЦИЯ О МЕЖДУНАРОДНОМ ФОРУМЕ «СОВРЕМЕННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ В НАУКЕ И ОБРАЗОВАНИИ» СТНО-2019».....	3
МЕЖДУНАРОДНАЯ НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКАЯ КОНФЕРЕНЦИЯ «СОВРЕМЕННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ В НАУКЕ И ОБРАЗОВАНИИ. РАДИОТЕХНИКА И ЭЛЕКТРОНИКА».....	5
Секция «РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ И УСТРОЙСТВА».....	5
Кошелев В.И., Холодков Д.С. Оптимизация весовой функции для доплеровской фильтрации радиолокационных сигналов	5
Куликов Г.В., Нгуен Ван Зунг, До Чунг Тиен Помехоустойчивость приема сигналов с многопозиционной фазовой манипуляцией в канале связи с нефлуктуационными помехами	9
Михайлов А., Шестакова Т., Сорокин Г. Анализ помехоустойчивости квадратурных методов модуляции в цифровых системах передачи данных	13
Васильев И.В. Критический анализ характеристик РЛС метрового диапазона по данным производителей	21
Самойлов А.Г., Самойлов В.С., Самойлов С.А. Особенности импульсных высотомеров	25
Потапов А.А. Текстуры, фракталы и дробные операторы в радиофизике и радиолокации. – к 40-летию начала работ в ИРЭ им. В. А. Котельникова РАН.....	29
Самойлов В.С., Самойлов С.А. Программируемый генератор низких частот	39
Силкин А.В. Особенности применения аппроксимации измерений частот принимаемого сигнала в задаче определения параметров движения источника излучения	42
Кожухметова Б.А., Камал Р.Ж., Койшыбай С.С. Вопросы применения активных фазированных антенных решеток в радиотехнических системах	47
Адамов Т.Н., Васильев И.В., Проценко В.А. Радиолокационные методы радиотомографии земной коры	50
Бугаев Ю.Н., Иванов В.А., Филатов В.Л. Оценка вероятности правильного устранения неоднозначности измерений для корреляционно-фазового пеленгатора с антенной системой заданной структуры	52
Ксендзов А.В., Дунцев Р.В. Оптимизация топологии радионавигационных станций в зависимости от шага	57

Нгуен К. Х.

Свойства алгоритмов оценивания параметров движения объектов в пассивной антенной системе 60

Калинкин А.И., Холопов И.С.

Позиционирование мобильного объекта с двумя реперными излучателями по данным от одной камеры и инклинометра 66

Камердинеров В.В., Паршин А.Ю.

Исследование методов фрактальной обработки изображений по экспериментальным данным 70

Ларионов А.И.

Анализ электромагнитной совместимости радиоэлектронных средств..... 75

Сычев А.С.

Сравнительный анализ двух алгоритмов комплексирования цифровых полутонных изображений с применением безэталонного показателя качества 78

Трушкин С.Ю.

Исследование многопозиционного алгоритма калибровки трехосного микроэлектромеханического акселерометра 83

Прытков Д.А., Кошелев В.И.

Моделирование алгоритмов формирования уводящих помех..... 86

Щигорев Е.Ю., Кошелев В.И.

Оценка действия структурных помех на помехоустойчивость аппаратуры потребителей спутниковых радионавигационных систем..... 91

Секция «ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ И УСТРОЙСТВА»..... 96**Батенков К.А.**

Анализ устойчивости структур сетей связи на основе метода полного перебора 96

Илюшин М.В.

Применение алгоритма PESQ для оценивания качества восприятия речевой информации, передаваемой по сетям связи специального назначения..... 101

Киселев А.Ю., Ланцов В.Н.

Исследование алгоритма послонного декодирования для квазициклических LDPC кодов..... 105

Афанасьев А.А., Власов Р.С.

Вычисление линейных спектральных частот на однородных участках речевого сигнала... 109

Алексенко С.О.

Разработка лабораторных работ к курсу «Многоканальные телекоммуникационные системы»..... 112

Игнатов И.А.

Аттенюатор СВЧ высокой мощности..... 115

Аронов Л.В.

Геометрические потери в подводном канале передачи информации на основе источника когерентного оптического излучения..... 118

Коркин А.Г., Фокин А.Б.

Оценка скорости передачи данных в сети радиодоступа..... 122

Лобазов А.В., Дмитриев В.Т.

Разработка и исследование адаптивного алгоритма подавления акустических шумов..... 127

Лукьянов Д.И., Евтенко А.Н.

Исследование алгоритмов снижения влияния акустических шумов на качество речевого сигнала..... 130

Золотарев Г.

Проектирование ЦРПЛ с помощью программного комплекса profedit + DRRL..... 135

Иваненко Д.Д.

Выбор технологии обеспечения доступа к сети Интернет в ЦПКиО города Рязань..... 141

Косицына С.И.

Оценка качества речевого сообщения с точки зрения влияния на него акустического шума..... 145

Коченкова Ю.С.

Методика выбора речевых кодеков для IP-телефонии с учётом совокупности показателей качества..... 149

Лукьянов Д.И., Мещеряков Е.В.

Исследование параметров речевого сигнала для идентификации диктора с использованием нейронных сетей..... 152

Нгуен Т.Х.

Сетевые технологии VSAT и приложения во Вьетнаме..... 157

Покровский П.С., Бауков А.А.

Алгоритм обработки изображений в условиях недостаточной видимости для передачи по системам связи..... 161

Семин А.Д., Аронов Л.В.

Частотно-разделительное устройство сантиметрового диапазона длин волн..... 166

Сивков А.А.

Виды адаптаций современных первичных кодеков речи..... 170

Соловьева А.С.

Проектирование сети связи коттеджного поселка..... 175

Степанов Д.С.

Анализ возможностей современных стандартов сжатия видеоинформации..... 178

Тарасов М.Ю.

Разработка модификации адаптивного к речи полосового вокодера..... 182

Тихонов С.И.

Разработка и исследование алгоритма обнаружения пауз в речевом сигнале в сложной акустической обстановке..... 185

Шаронов А.В.

Разработка модели Rake-приемника для исследования помехоустойчивости..... 188

Али Малек Абдулмалек Ахмед

Системы беспроводного широкополосного доступа Республики Йемен..... 190

Бусурина Е.В.

Многокритериальный выбор стандартов мобильной связи..... 195

Сафронов И.А.

Анализ известных модификаций кодеков MELP..... 199

СОВРЕМЕННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ В НАУКЕ И ОБРАЗОВАНИИ

Научное издание

В 10 томах

Том 1

Под общей редакцией О.В. Миловзорова.

Подписано в печать 15.06.19. Формат 60х84 1/8.

Бумага офсетная. Печать офсетная.

Гарнитура «Times New Roman».

Усл. печ. л. 25,75.

Тираж 100 экз. Заказ № 1539.

Рязанский государственный радиотехнический университет,
Редакционно-издательский центр РГРТУ,
390005, г. Рязань, ул. Гагарина, д. 59/1.
Отпечатано в типографии Book Jet,
390005, г. Рязань, ул. Пушкина, д. 18