

МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ
МЕЖДУНАРОДНАЯ АКАДЕМИЯ ИНФОРМАТИЗАЦИИ
СОЮЗ МАШИНОСТРОИТЕЛЕЙ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ
МИНИСТЕРСТВО ПРОМЫШЛЕННОСТИ, ИННОВАЦИОННЫХ
И ИНФОРМАЦИОННЫХ ТЕХНОЛОГИЙ РЯЗАНСКОЙ ОБЛАСТИ
РЯЗАНСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ РАДИОТЕХНИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ

СОВРЕМЕННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ В НАУКЕ И ОБРАЗОВАНИИ

СТНО-2018

**МЕЖДУНАРОДНЫЙ НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКИЙ
ФОРУМ**

Сборник трудов

Том 1

Рязань
Book Jet
2018

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

Современные технологии в науке и образовании – СТНО-2018 [текст]: сб. тр. междунар. науч.-техн. форума: в 10 т. Т.1./ под общ. ред. О.В. Миловзорова. – Рязань: Рязан. гос. радиотехн. ун-т, 2018; Рязань. – 238 с.,: ил.

Сборник включает труды участников Международного научно-технического форума «Современные технологии в науке и образовании» СТНО-2018.

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 978-5-7722-0293-7

© Рязанский государственный
радиотехнический университет, 2018
© Издательство «Book Jet»,
макет, 2018

ИНФОРМАЦИЯ О МЕЖДУНАРОДНОМ ФОРУМЕ «СОВРЕМЕННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ В НАУКЕ И ОБРАЗОВАНИИ» СТНО-2018

Международный научно-технический форум «Современные технологии в науке и образовании» СТНО-2018 состоялся 28.02.2018-02.03.2018 в г. Рязань в Рязанском государственном радиотехническом университете.

В рамках форума «Современные технологии в науке и образовании» СТНО-2018 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:

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

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

Евдокимова Е.Н., д.э.н., проф., декан Инженерно-экономического факультета;

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

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

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

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

Кириллов С.Н., д.т.н., проф., заведующий кафедрой "Радиоуправление и связь";

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

Федорова Л.А., д.э.н., профессор кафедры «Государственное, муниципальное и корпоративное управление»;

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

Чеглакова С.Г., д.э.н, проф., заведующая 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 621.391

МОДЕЛЬ СТЕРЕОПАРЫ И СОВМЕЩЕНИЕ ИЗОБРАЖЕНИЙ ОБЪЕКТОВ В СИСТЕМАХ ТЕПЛО- И РАДИОВИДЕНИЯ

В.К. Клочко, К.Х. Нгуен

*Рязанский государственный радиотехнический университет,
Россия, Рязань, klochkovk@mail.ru*

Аннотация. Предложена универсальная модель стереопары, основанная на построении сопряженных ортов направлений на объект в системах координат двух взаимно удаленных наблюдателей. Модель применима как в оптических, так и сканирующих радиотехнических системах. Рассмотрен корреляционный подход к совмещению изображений объектов с учетом предложенной модели. Приводятся результаты компьютерного моделирования.

Ключевые слова. Модель стереопары, системы тепло- и радиовидения, совмещение изображений, корреляционный подход, оценки пространственных координат.

MODEL OF A STEREO PAIR AND OBJECTS IMAGES COMBINATION IN WARM AND RADIOVISION SYSTEMS

V.K. Klochko, C.H. Nguyen

*Ryazan state radio engineering university,
Russia, Ryazan, klochkovk@mail.ru*

Abstract. The universal model of a stereo pair based on creation of the conjugate basis vectors of the directions on an object in coordinate systems of mutually removed observers is offered. The model is applicable as in the optical, and scanning radio engineering systems. Correlative approach to objects images combination taking into account the offered model is considered. Results of computer simulation are given.

Keywords. Model of a stereo pair, warm and radiovision systems, combination of images, correlative approach, estimates of spatial coordinates.

Введение

При определении пространственных координат малоразмерных (точечных) объектов в оптических системах применяется модель стереопары, основанная на знании пар сопряженных точек, наблюдаемых в двух кадрах взаимно удаленных на базовое расстояние наблюдателей. Представляет практический интерес обобщить эту модель для ее применимости как в оптических, так и в сканирующих радиотехнических системах.

Цель работы – построение универсальной модели стереопары с применением ортов сопряженных направлений на точечный объект, отличающейся применимостью как в оптических, так и в радиотехнических сканирующих системах наблюдения.

Модель стереопары в оптической видеосистеме

В оптических системах тепловидения инфракрасного диапазона длин волн измерение пространственных координат точечных объектов в пассивном режиме требует как минимум двух наблюдателей, взаимно ориентированных в пространстве, так же, как и в системах видимого диапазона [1]. Рассмотрим модель стереопары для одного наблюдаемого объекта в следующей интерпретации.

Точечный объект – источник излучения – точка (или вектор) M в трехмерном пространстве отображается в плоском кадре первого наблюдателя как V_1 с координатами x_1, y_1 (см. рис. 1). Точки V_1 и M соединяются лучом, проходящим через оптический центр линзы – точку O_1 . Прямоугольная система координат первого наблюдателя $\{O_1, X_1, Y_1, Z_1\}$ строится относительно центра линзы – точки O_1 . Точка M в данной системе рассматривается как M_1 с координатами X_1, Y_1, Z_1 . Построим орт a_1 для M_1 :

$$a_1 = (1/\sqrt{x_1^2 + y_1^2 + f_1^2}) \cdot (-x_1, -y_1, f_1)^T, \quad M_1 = r_1 \cdot a_1, \quad (1)$$

где f_1 – фокусное расстояние первой линзы; T – символ транспонирования; $r_1 = O_1 M_1$ – наклонная дальность до точки M_1 в системе координат первого наблюдателя; a_1 – вектор-столбец (в дальнейшем вектор).

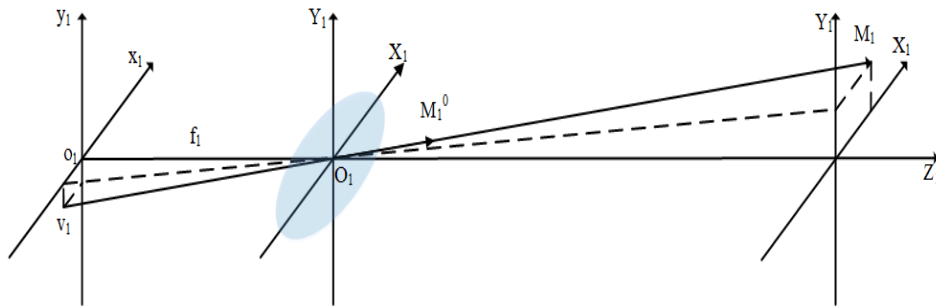


Рис. 1. Система координат наблюдателя в оптической системе

Для второго наблюдателя точка M отображается во втором кадре как вектор V_2 с координатами x_2, y_2 и в системе координат второго наблюдателя $\{O_2, X_2, Y_2, Z_2\}$, построенной относительно центра второй линзы – точки O_2 , рассматривается как точка M_2 с координатами X_2, Y_2, Z_2 . Аналогично строится орт a_2 и устанавливается его связь с M_2 в системе координат второго наблюдателя:

$$a_2 = (1/\sqrt{x_2^2 + y_2^2 + f_2^2}) \cdot (-x_2, -y_2, f_2)^T, \quad M_2 = r_2 \cdot a_2, \quad (2)$$

где f_2 – фокусное расстояние второй линзы.

Пусть известна связь координат:

$$M_1 = P M_2 + b + e \quad \Rightarrow \quad M_1 - P M_2 - b = e, \quad (3)$$

где $P = P_z P_y P_x$ – ортогональная матрица поворота осей вокруг OX, OY, OZ (на углы α, β, γ) из новой системы $\{O_2, X_2, Y_2, Z_2\}$ в старую систему $\{O_1, X_1, Y_1, Z_1\}$; b – вектор-столбец параллельного переноса (базовый вектор) с координатами $\Delta x, \Delta y, \Delta z$; e – вектор-столбец ошибок измерения координат.

Векторы M_1 и M_2 выражаются из (1) и (2) и при подстановке в (3) дают равенство:

$$r_1 a_1 - r_2 P a_2 - b = e. \quad (4)$$

Равенство (4) является необходимым и достаточным условием сопряжения двух векторов a_1 и a_2 (линейной зависимости векторов a_1, a_2 и b) с точностью до e .

По критерию минимума квадрата евклидовой нормы вектора ошибок:

$$J(r_1, r_2) = \|e\|^2 = (r_1 a_1 - r_2 P a_2 - b)^T (r_1 a_1 - r_2 P a_2 - b), \quad (5)$$

то есть методом наименьших квадратов (МНК) выполним стандартные операции минимизации функции $J(r_1, r_2)$ в (5) по r_1 и r_2 :

$$\partial J / \partial r_1 = 2(r_1 a_1 - r_2 P a_2 - b)^T a_1 = 0^T, \quad \partial J / \partial r_2 = 2(r_1 a_1 - r_2 P a_2 - b)^T (-P a_2) = 0^T,$$

или после транспонирования и группирования:

$$r_1 (a_1^T a) - r_2 (a_1^T P a_2) = a_1^T b, \quad r_1 (a_2^T P^T a_1) - r_2 (a_2^T a_2) = a_2^T P^T b, \quad (6)$$

где учтено, что в силу ортогональности $P^T P = I$, I – единичная матрица.

Запишем (6) в матричной форме с учетом $a_2^T P^T a_1 = a_1^T P a_2$:

$$A \cdot R = B \quad \Leftrightarrow \quad \begin{pmatrix} a_1^T a_1 & -a_1^T P a_2 \\ a_1^T P a_2 & -a_2^T a_2 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} r_1 \\ r_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} a_1^T b \\ a_2^T P^T b \end{pmatrix}. \quad (7)$$

С помощью обратной матрицы A^{-1} из (7) получаем оценки дальностей:

$$\hat{R} = A^{-1} B \quad \Leftrightarrow \quad \begin{pmatrix} \hat{r}_1 \\ \hat{r}_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} a_1^T a_1 & -a_1^T P a_2 \\ a_1^T P a_2 & -a_2^T a_2 \end{pmatrix}^{-1} \begin{pmatrix} a_1^T b \\ a_2^T P^T b \end{pmatrix} \quad (8)$$

и координат:

$$\hat{M}_1 = \hat{r}_1 \cdot a_1, \quad \hat{M}_2 = \hat{r}_2 \cdot a_2. \quad (9)$$

В отличие от [1] формулы (8), (9), полученные для ортов, применимы для моделей стереопар как в оптических, так и радиотехнических системах. Они позволяют при известной матрице P и известном векторе t по наблюдаемым ортам a_1 и a_2 оценить дальности до объекта и его пространственные координаты (точки M_1 и M_2) в системах координат наблюдателей.

Замечание. Альтернативным методом оценивания дальностей r_1 и r_2 являются следующие геометрические построения [2]. Если векторы a_1 и a_2 образуют сопряженную пару, то в системе координат первого наблюдателя три вектора $r_1 a_1$, $r_2 P a_2$ и b образуют треугольник с основанием $O_1 O_2$ и вершиной в точке M_1 . Длины боковых сторон треугольника равны дальностям r_1 и r_2 . С помощью скалярных произведений векторов $a_1 \cdot a'_2$ и $a_1 \cdot b$, где $a'_2 = P a_2$, находятся косинусы и затем синусы внутренних углов α и β треугольника, а по теореме синусов определяются оценки дальностей $\hat{r}_1$ и $\hat{r}_2$ как длины сторон треугольника:

$$\hat{r}_1 = \|t\| \sin(\alpha + \beta) / \sin \alpha, \quad \hat{r}_2 = \|t\| \sin \beta / \sin \alpha. \quad (10)$$

Модель стереопары в сканирующей радиосистеме

Отличием пассивной системы радиовидения [2, 3] от оптической тепловой системы является отсутствие линзы, фокусирующей сигналы излучения от объектов на матрицу чувствительных элементов, а также более низкая разрешающая способность, определяемая шириной диаграммы направленности антенны (ДНА) на уровне 0,5 мощности. В системе радиовидения миллиметрового диапазона длин волн антенна сканирует по пространству, меняя положение линии визирования (биссектрисы ДНА) по азимуту φ и углу места θ . При каждом положении линии визирования принятые по определенному объему пространства сигналы излучения проходят тракт первичной обработки и в цифровой форме запоминаются в элементах матрицы радиотеплового изображения (РТИ). Каждому элементу матрицы РТИ соответствуют радиояркость температура (средняя по объему пространства) и угловые координаты φ, θ линии визирования в соответствующий момент времени сканирования. Орт направления на объект (точка M на рисунке 2) определяется как вектор $a = (\cos \theta \sin \varphi, \sin \theta, \cos \theta \cos \varphi)^T$ в закрепленной местной прямоугольной системе координат наблюдателя. Азимут φ отсчитывается от оси OZ , угол места θ – относительно плоскости OXZ .

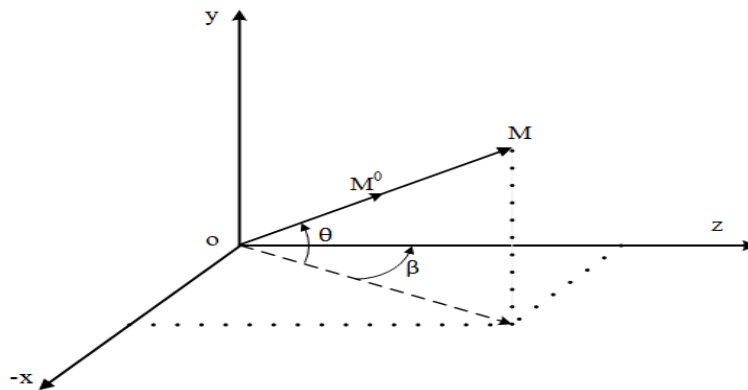


Рис. 2. Система координат наблюдателя в радиосистеме

Для двух наблюдателей в сканирующей радиосистеме модель оценивания пространственных координат центра сегмента изображения объекта (или опорных точек на изображении) не отличается от модели (2) – (9). Также на основе известной взаимной ориентации – матрицы P и вектора b и сопряженных ортов направлений на объект a_1 и a_2 , вычисляемых на основе измеренных угловых координат φ_1, θ_1 и φ_2, θ_2 в системах наблюдателей:

$$a_1 = (\cos \theta_1 \sin \varphi_1, \sin \theta_1, \cos \theta_1 \cos \varphi_1)^T, \quad a_2 = (\cos \theta_2 \sin \varphi_2, \sin \theta_2, \cos \theta_2 \cos \varphi_2)^T, \quad (11)$$

находятся оценки дальностей $\hat{r}_1$ и $\hat{r}_2$ по формуле (8) или (10) и соответственно – оценки координат (9).

Результаты моделирования стереопары

При моделировании два наблюдателя, разнесенные по координате X на 30 м, по координатам Y и Z – на 2 и 3 м, наблюдали один объект, удаленный на 100 – 110 м. Координаты наблюдателей на множестве реализаций эксперимента менялись в пределах нескольких метров. Взаимная ориентация наблюдателей – матрица поворота осей P и вектор параллельного переноса t задавались. При этом для пары сопряженных ортов направлений на объект ($m = 1$) определялись пространственные координаты объекта двумя способами.

В соответствии с первым способом пространственные координаты находились как МНК-оценки по формулам (8), (9). Точность оценок характеризовалась расстоянием d между найденными и моделируемыми точками. На множестве реализаций случайных ошибок измерения координат ортов (нормального белого шума) вычислялось среднее расстояние d_{cp} . В таблице показана зависимость $d_{cp}^{(1)}$ от СКО σ_x измерения координат ортов, полученная для первого способа. В соответствии со вторым способом оценки дальностей до объекта r_1, r_2 определялись по теореме синусов в соответствии с (10) и на основе ортов направлений оценивались пространственные координаты объекта. В таблице также приведена зависимость $d_{cp}^{(2)}$ от СКО σ_x , полученная и для второго способа.

σ_x (м)	0	$1 \cdot 10^{-3}$	$2 \cdot 10^{-3}$	$3 \cdot 10^{-3}$	$4 \cdot 10^{-3}$
$d_{cp}^{(1)}$ (м)	0	0,47	0,97	1,41	1,93
$d_{cp}^{(2)}$ (м)	0	0,47	0,95	1,39	1,92

Корреляционный подход к совмещению изображений точечных объектов

Известны корреляционные методы совмещения амплитудных изображений [4], основанные на вычислении корреляционной меры их сходства. Представляет практический интерес применить этот подход с учетом предложенной модели стереопары для РТИ нескольких точечных объектов. Такими объектами может быть группа опорных точек на РТИ протяженного объекта, одновременно наблюдаемые в двух матрицах РТИ. Пусть $G_1 = \{M_1\}$ и $G_2 = \{M_2\}$ – области двух сегментов изображения объекта (как множества точек M_1 и M_2), выделенные в указанных матрицах. Для вычисления корреляционной меры сходства G_1 и G_2 – функции $K = K(G_1, G_2)$ необходимо трансформировать G_2 путем пространственного поворота и параллельного переноса в его образ G_2' . После чего за счет корректировки углов поворота и параллельного сдвига (учета ошибок пересчета) найти наилучшее совмещение G_1 и G_2' по критерию максимума функции K . Это необходимо для определения всех сопряженных пар точек M_1 и M_2 пересекающихся частей G_1 и G_2' , позволяющих сформировать трехмерное изображение объекта в системах координат наблюдателей по совокупности всех точек в области $G_1 \cap G_2'$. Для совмещения G_1 и G_2 предлагается следующий алгоритм.

1. По опорным точкам двух изображений G_1 и G_2 устанавливаются m пар сопряженных точек $M_1(i)$ и $M_2(i)$, $i = \overline{1, m}$, пространственные координаты которых вычисляются по формулам (8), (9).

2. Координаты точек $M_2(i)$, $i = \overline{1, m}$, пересчитываются в систему координат первого наблюдателя: $M_2'(i) = PM_2(i) + b$, $i = \overline{1, m}$. Так как $M_2'(i) = M_1(i) + e$ с точностью до ошибок e , то следует подкорректировать поворот осей и параллельный перенос.

3. Находится матрица $A = A_Z A_Y A_X$ линейного преобразования в системе координат первого наблюдателя – пространственного поворота векторов $M_2'(i)$, $i = \overline{1, m}$, на углы α, β, γ вокруг осей X_1, Y_1, Z_1 , содержащая 9 неизвестных параметров: $AM_2'(i) = A(PM_2(i) + b)$, $i = \overline{1, m}$. Для этого выполняется следующее.

3.1. Составляется условие совпадения точек $M_1(i)$ и $M_2'(i)$ с точностью до ошибок e_i , $i = \overline{1, m}$:

$$M_1(i) - AM'_2(i) = e_i, \quad i = \overline{1, m}. \quad (12)$$

3.2. Устанавливается критерий наилучшего суммарного совмещения точек как минимум суммы квадратов евклидовых норм векторов ошибок:

$$J = \sum_{i=1}^m \|e_i\|^2, \quad (13)$$

где $J = J(\alpha, \beta, \gamma)$ – функция углов поворота, находящихся в составе матрицы A .

3.3. При повороте вокруг трех осей минимизация (13) по трем переменным требует численных методов поиска экстремума. Однако найти 9 параметров матрицы A можно методом МНК. Для этого представим (12) при $m \geq 3$ в виде блочно-матричного уравнения:

$$M - BC = E, \quad (14)$$

где M – блочный вектор, составленный из $M_1(i)$, $i = \overline{1, n}$; B – блочная матрица, составленная из матриц B_i , каждая из которых составлена из координат точек $M'_2(i)$ определенным образом в соответствии с (12); C – вектор 9 параметров матрицы A ; E – блочный вектор из e_i .

3.4. Из (14) находится МНК-оценка вектора параметров C по минимуму $\|E\|^2$:

$$\hat{C} = (B^T B)^{-1} B^T M. \quad (15)$$

3.4. Оценки 9 параметров берутся из состава вектора $\hat{C}$ в (15) и включаются в состав $\hat{A}$ – оценки матрицы линейного преобразования A .

4. С помощью матрицы $\hat{A}$ корректируется связь точек M_1 и M'_2 совмещаемых изображений G_1 и G'_2 ($\forall M_1, M'_2 \in G_1 \cap G'_2$).

5. По максимуму корреляционной функции $K = K(G_1, G'_2)$ устанавливается наилучшее параллельно смещение изображений G_1 и G'_2 . Тем самым окончательно определяются все пары сопряженных точек M_1 и M_2 .

Замечание. Возможно совмещение изображений G_1 и G_2 без вычисления пространственных координат опорных точек за счет операций над ортами $a_1(i)$ и $a_2(i)$ векторов $M_1(i)$ и $M_2(i)$, $i = \overline{1, m}$. Для этого орты $a_2(i)$ пересчитываются в систему O_1 поворотом осей: $a'_2(i) = Pa_1(i)$, $i = \overline{1, m}$, сохраняя свое положение в пространстве. Затем с помощью матрицы линейного преобразования A орты $a'_2(i)$ поворачиваются до наилучшего совпадения $Aa'_2(i)$ с $a_1(i)$, $i = \overline{1, m}$, в смысле минимума показателя (13), вычисляемого для ортов.

Заключение

Предложены модель стереопары применительно к оптическим и радиотехническим системам наблюдения за объектами и корреляционный подход к совмещению изображений, необходимые для формирования трехмерных изображений объектов. Результаты работы могут найти применение в тепло- и радиосистемах формирования стереоизображений объектов.

Библиографический список

1. Цифровая обработка изображений в информационных системах: учеб. пособие / И. С. Грузман, В. С. Киричук и др. Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2002. 352 с.
2. Математические методы восстановления и обработки изображений в радиотеплооптоэлектронных системах / В. К. Ключко. Рязань: РГРТУ, 2009. 228 с.
3. Пассивная радиолокация: методы обнаружения объектов / Под ред. Р. П. Быстрова и А. В. Соколова. М.: Радиотехника, 2008. 320 с.
4. Методы фильтрации сигналов в корреляционно-экстремальных системах навигации / В.К. Баклицкий, А.М. Бочкарев, М.П. Мусьянов; под ред. В.К. Баклицкого. М.: Радио и связь, 1986. 216 с.

УДК 621396.96; ГРНТИ 47.49.29

ЦИФРОВОЕ ПРИЁМНОЕ УСТРОЙСТВО НА БАЗЕ ПЛИС

Э.Э. Кельн, В.И. Кошелев, Д.С. Логинов

Рязанский государственный радиотехнический университет

Россия, г. Рязань, koshelev.v.i@rsreu.ru, ehdmund-keln@rambler.ru, skooobel@gmail.com

Аннотация. Рассматривается применение алгоритмов и практическая реализация цифрового приёмного устройства радиолокационного сигнала на промежуточной частоте.

Ключевые слова. Цифровое приёмное устройство, цифровое гетеродинирование, устройство предпроцессорной обработки, ПЛИС.

THE DIGITAL RECEIVER ON FPGA

E.E. Kyoln, V.I. Koshelev, D.S. Loginov

Ryazan state radio engineering university,

Russia, Ryazan, koshelev.v.i@rsreu.ru, ehdmund-keln@rambler.ru, skooobel@gmail.com

Abstract. This article considers the application of algorithms and practical implementation the digital receiver of the radar signal at the intermediate frequency.

Keywords. Digital receiver, digital heterodyning, preprocessing device, FPGA.

Введение

Современные технологии позволяют реализовывать устройство приёма и обработки радиолокационных сигналов в цифровом виде на промежуточной и даже на высокой частоте. Вместе с очевидными преимуществами такой реализации возникает необходимость анализа результата согласованной фильтрации радиолокационного сигнала с фазовой кодовой манипуляцией (ФКМ) при работе системы временной регулировки усиления и анализа шумов приёмного устройства, во многом определяющих качественные характеристики радиолокатора.

Цифровое приёмное устройство выполняет функции преобразования входных аналоговых радиолокационных сигналов в цифровую форму, их цифровое разложение на квадратурные составляющие, цифровое гетеродинирование, интегрирование в каналах дальности и согласованную фильтрацию. Выдача данных в сигнальный процессор осуществляется по двум цифровым каналам последовательностью 16-разрядных комплексных чисел [1].

Разработанный макет цифрового приёмного устройства радиосигнала имеет следующие характеристики:

- | | |
|---|-------------|
| - число каналов | - 2; |
| - входное сопротивление, Ом | - 50; |
| - несущая частота входных сигналов, МГц | - 28; |
| - полоса пропускания, МГц | - ± 5 ; |
| - «разрядность» АЦП | - 14; |
| - частота дискретизации, МГц | - 112; |
| - частота опорного сигнала, МГц | - 56. |

Цифровое приёмное устройство предназначено для двухканального приёма и предварительной цифровой обработки радиосигналов. Оно осуществляет преобразование входных аналоговых сигналов в цифровую форму, цифровое разложение радиолокационных сигналов на квадратурные составляющие, цифровое гетеродинирование, интегрирование в каналах дальности и оптимальную цифровую фильтрацию сигналов с фазовой кодовой манипуляцией (ФКМ). Выдача данных в сигнальный процессор осуществляется по двум цифровым каналам 16-разрядными комплексными числами [1].

Цифровое приёмное устройство может быть использовано в когерентно-импульсных радиолокационных станциях (РЛС). Благодаря малым массогабаритным характеристикам, пониженным энергопотреблением, оно может применяться в РЛС, устанавливаемые на беспилотные летательные аппараты, в мобильных (портативных) РЛС охраны важных объектов. Развитие данного вида РЛС является на сегодняшний день актуальной задачей [2].

Описание структурной схемы цифрового приёмного устройства

На рисунке 1 представлена структурная схема цифрового приёмного устройства. Сигнал ($F1$ и $F2$) на промежуточной частоте $28 \text{ МГц} \pm 5 \text{ МГц}$ поступает на вход аналого-цифрового преобразователя (АЦП). АЦП производит оцифровку сигнала с частотой дискретизации 112 МГц . Далее 14-тиразрядный цифровой сигнал поступает на вход устройства предварительной обработки (УПО). В УПО происходит корреляционная обработка принимаемого сигнала. С выхода УПО 16-тиразрядный сигнал поступает на вход сигнального процессора. Синхронизатор управляет режимами работы УПО.

УПО выполнено на базе ПЛИС семейства Stratix III компании Intel (Altera). Данное семейство ПЛИС характеризуется увеличенным быстродействием, большой ёмкостью, сниженным энергопотреблением, гибкой конфигурацией аппаратных умножителей в 9, 12, 18 или 36 разрядов, что как нельзя лучше подходит для изготовления цифрового приёмного устройства.

Опорная частота $F_{оп}$ удваивается, усиливается и фильтруется. Удвоенная опорная частота $F_{оп}$ подается на входы синхронизации АЦП, УПО. Опорная частота $F_{оп}$ также подается на вход синхронизатора.

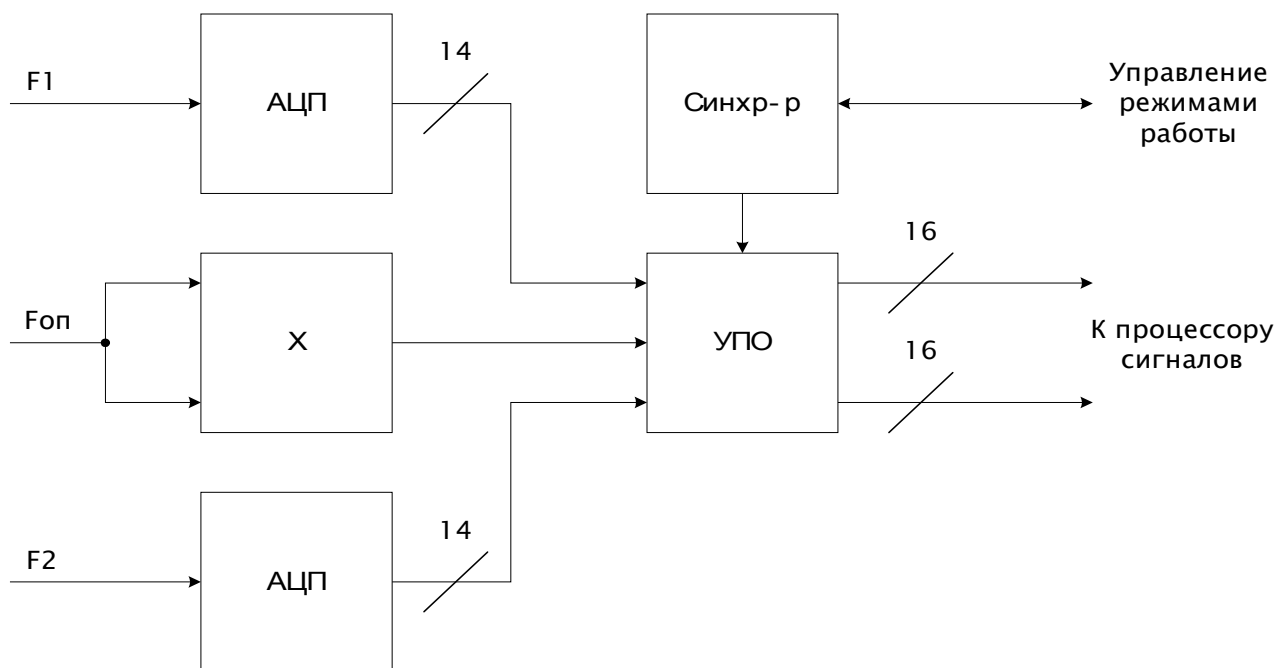


Рис. 1. Структурная схема узла цифрового приёмного устройства

Блок-схема УПО

На рисунке 2 изображена блок-схема проекта ПЛИС обработки цифрового радиосигнала на промежуточной частоте одного приёмного канала. Обработка второго канала происходит аналогично.

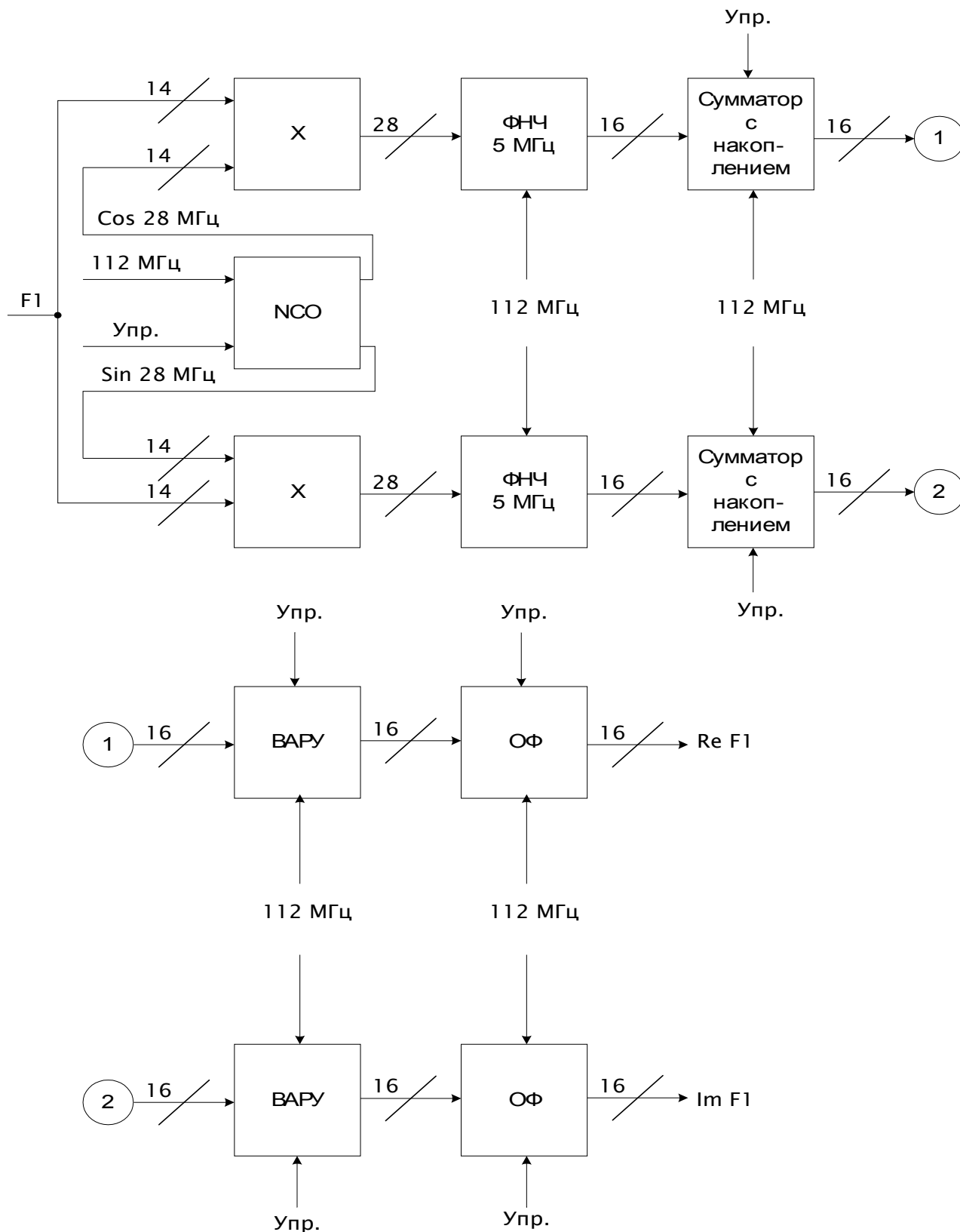


Рис. 2. Блок-схема УПО

В УПО происходит согласованная (корреляционная) обработка принимаемого сигнала. Алгоритмы обработки хорошо изучены и описаны в [3-10]. В макете часть обработки выполнена в цифровом виде. Гетеродинирование (перенос сигнала на нулевую частоту) и выделение квадратурных составляющих реализуется с помощью мега-функции NCO [11]. Эта функция синтезирует дискретное представление синусоидального сигнала. Она используется для обработки сигналов в качестве квадратурных генераторов несущей частоты – в нашем случае частота гетеродина 28 МГц.

Помимо разностной частоты после умножителя возникает сигнал и на суммарной частоте, в связи с этим использована дополнительная фильтрация "нежелательных" составляющих.

Расчёт и реализация ФНЧ проведены с помощью мегафункции Mega Core FIR Compiler в САПР ПЛИС Quartus [12]. Применение мегафункции Mega Core FIR Compiler позволяет быстро спроектировать цифровой фильтр с конечной импульсной характеристикой (КИХ-фильтр) исходя из заданных параметров. Быстрота и малая трудоемкость расчётов делает данное программное обеспечение незаменимым при проектировании КИХ-фильтров в базе ПЛИС фирмы Intel (Altera) [13].

После фильтрации производится суммирование с накоплением цифрового сигнала. Интервалами суммирования можно управлять с внешнего вычислителя. Благодаря этому можно изменять длительность и количество зон дальности в широких пределах не только во время настройки цифрового приёмного устройства, но и эксплуатации. Изменение интервалов суммирования происходит мгновенно.

Затем происходит временная автоматическая регулировка усиления (ВАРУ) сигнала и его оптимальная фильтрация.

Для выдачи данных в персональный компьютер по интерфейсу USB используется модуль UM232H фирмы FTDI [14].

Результаты макетирования

Макет имеет габаритные размеры 350x200x40 мм. Потребляемая мощность – 30 Вт, не более [15].

На рисунках, представленных ниже, приведены графики, полученные с использованием макета цифрового приёмного устройства.

На рисунке 3 показана осциллограмма ФКМ сигнала (Баркер 13) после оптимальной фильтрации в цифровом приёмном устройстве при разных значениях кодов ВАРУ.

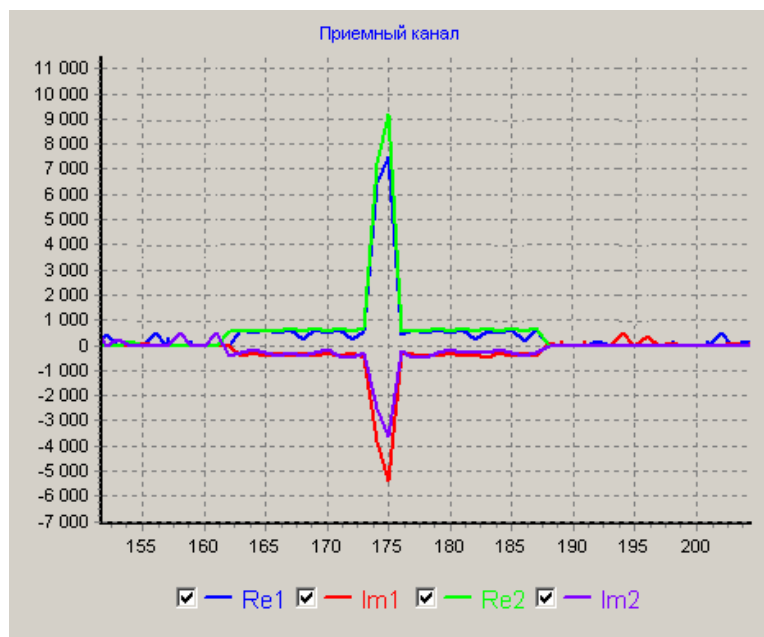


Рис. 3. Результат сжатия ФКМ сигнала

На рисунках 4 и 5 представлены спектр и осциллограмма сигнала синусоидальной формы на частоте 28,020 МГц. Отношение сигнал/шум макета составляет минус 80 дБ.

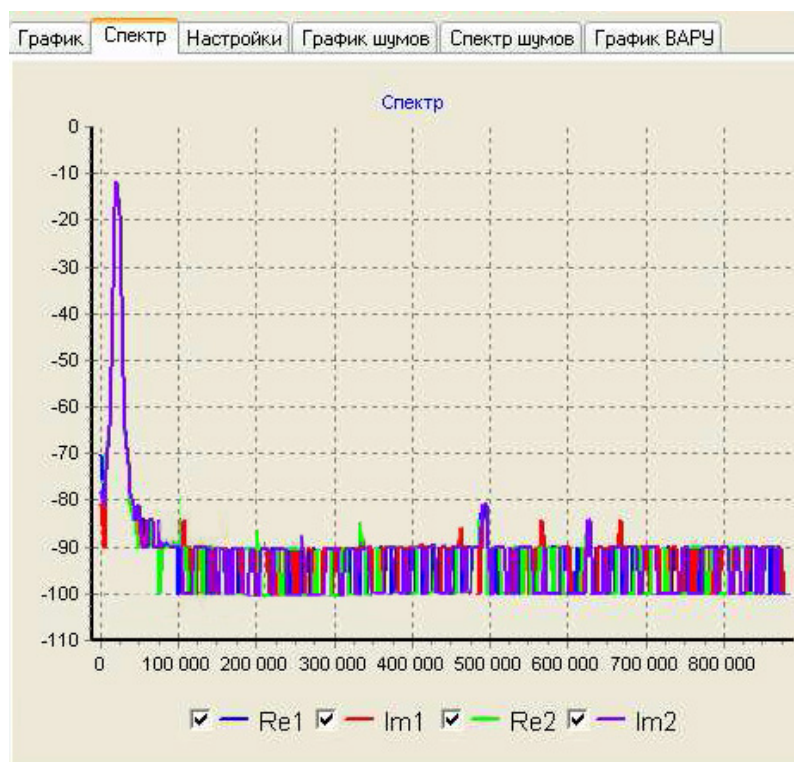


Рис. 4. Спектр сигнала синусоидальной формы

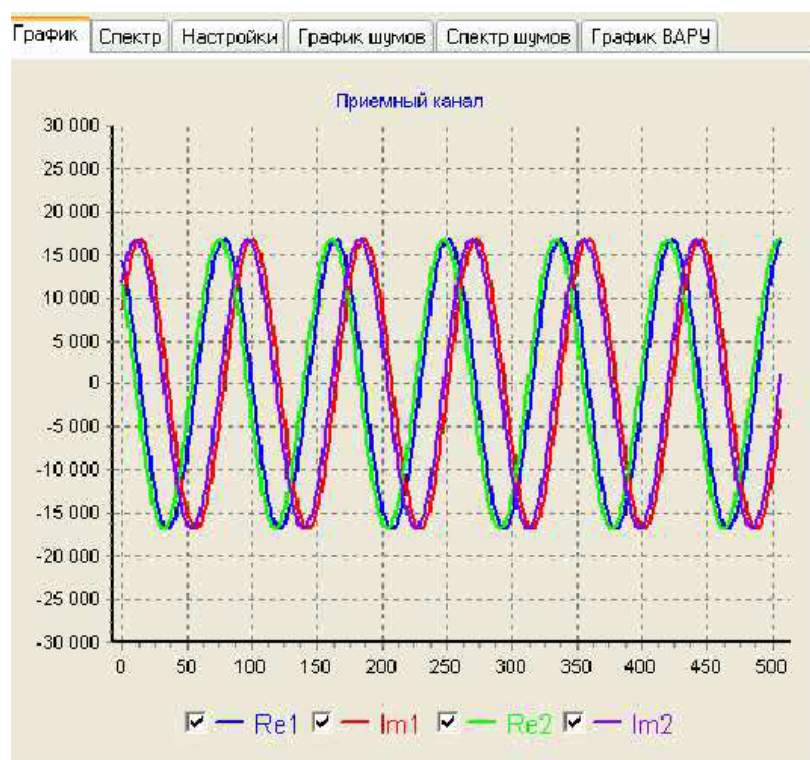


Рис. 5. Осциллограмма сигнала синусоидальной формы

Рисунки 6 и 7 показывают уровень собственных шумов узла цифрового приёмного устройства. Входы узла F1 и F2 при этом отключены от генератора. Собственные шумы не превышают уровень минус 90 дБ (± 10 отсчётов АЦП).

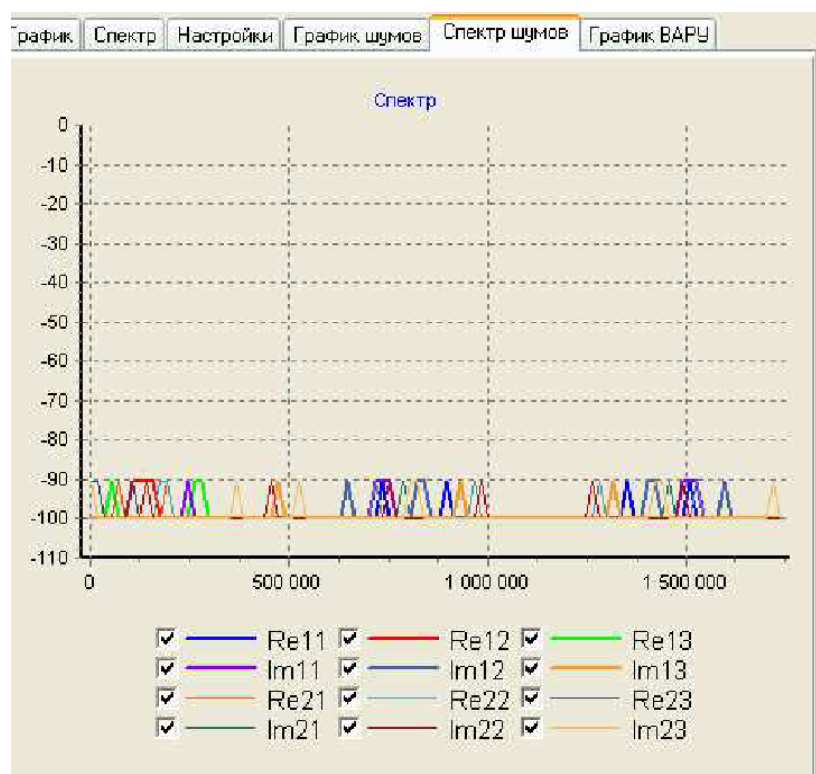


Рис. 6. Спектр собственных шумов приёмного устройства

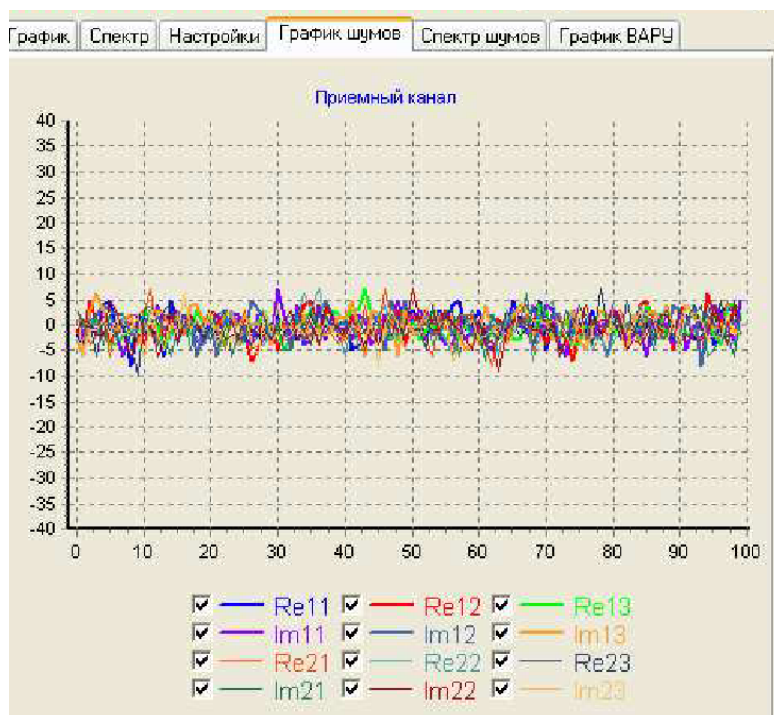


Рис. 7. Осциллограмма собственных шумов приёмного устройства

Рисунок 8 отражает характеристики ВАРУ. Каждые 16 точек (2,29 мкс) происходит переключение режима ВАРУ проводилось подачей на вход блока непрерывного гармонического сигнала 28,020 МГц с мощностью минус 30 дБм (7,071 мВ). Значения ВАРУ изменялись во времени по закону «0, 1, 2...31» для 1-ого канала и «31, 30, 29...0» для 2-ого канала. Коэффициент усиления каждого канала регулируется независимо. С целью тестирования приведено встречное изменение усиления для 1 и 2 каналов.

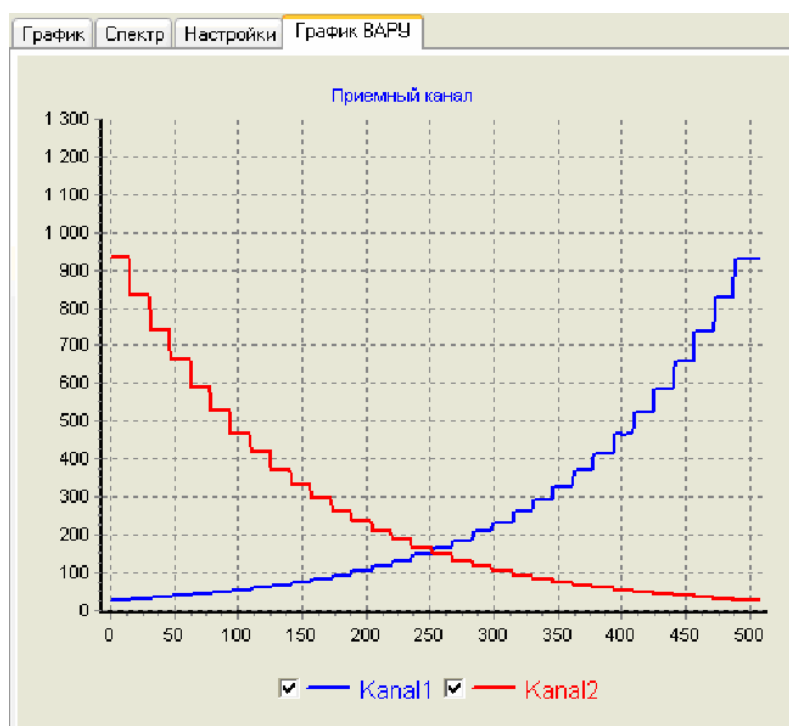


Рис. 8. Проверка работы ВАРУ

Заключение

Выполнены операции разложения радиолокационных сигналов на квадратурные составляющие, цифрового гетеродинирования, интегрирования в каналах дальности и согласованной фильтрации ФКМ сигналов в цифровом виде, что имеет преимущества по сравнению с аналоговыми приёмными устройствами:

- возможность программной корректировки параметров приёмного устройства на этапе отладки и испытаний (корректировка фильтров, кодов ВАРУ и т.д.);
- возможность изменять количество и интервал суммирований в процессе работы цифрового приёмного устройства в широких пределах: от отсутствия суммирования, до 1024 суммирований и выше (это зависит от возможности применяемой ПЛИС);
- низкий уровень собственных шумов приёмного устройства – не превышает ± 10 уровней квантования (минус 90 дБ);
- Полная идентичность обработки в первом и втором приёмных каналах.

За счёт выполнения суммирования, накопления сигнала в цифровом приёмном устройстве уменьшается объем передаваемой информации в сигнальный процессор, а также увеличивается скорость обработки полученной информации в два и более раз.

Библиографический список

1. Электронный ресурс: <http://zaorrk.ru>. Дата обращения 25.01.2018
2. Нефёдов С.И., Нониашвили М.И., Лаговьер А.А., Голубцов М.Е. НИИ РЭТ МГТУ им. Н.Э. Баумана. Перспективы применения миллиметровой радиолокации для обнаружения и распознавания неподвижных и движущихся объектов на фоне подстилающей поверхности. IV Всероссийская конференция «Радиолокация и радиосвязь» – ИРЭ РАН, 2010.
3. Кошелев В.И., Андреев В.Г., Белокуров В.А. Алгоритм когерентно-некогерентного накопления отражённого от малоразмерной цели сигнала. Вестник РГРТУ, выпуск 46, часть 2.— 2013.
4. Кошелев В.И., Козлов Д.Н. Адаптивный алгоритм обнаружения маневрирующей цели. Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. – Рязань: РГРТУ, 2014. – № 1. – вып. 47. – С. 38-41.
5. Бакулев П.А., Белокуров В.А., Кошелев В.И. Синтез последовательного алгоритма сопровождения траекторий с адаптивным порогом при первичном обнаружении сигнала. Радиотехника. 2016. № 8. С. 67-73.
6. Кошелев В.И. Когерентная фильтрация неэквидистантных последовательностей импульсов в системах первичной обработки радиолокационных систем. Успехи современной радиоэлектроники. – 2014. – № 10. – С. 16-22.
7. Кошелев В.И., Белокуров В.А. Выбор числа каналов обнаружителя маневрирующих целей. Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. 2006. № 18. С. 26-28.
8. Кошелев В.И. Параметры многоканального обнаружителя доплеровских сигналов Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. 2001. № 8. С. 18.
9. Бакулев П.А. Радиолокационные системы. Учебник для ВУЗов. – М.: Издательство Радиотехника. – 2015. – 440 с.
10. Белоус А.И., Мерданов М.К., Шведов С.В. СВЧ-электроника в системах радиолокации и связи. Техническая энциклопедия в 2-х книгах. Книга 1. – М.: Издательство Техносфера. – 2016. – 688 с.
11. NCO MegaCore Function. User Guide. Altera Corporation. March, 2009.
12. FIR Compiler. User Guide. Altera Corporation. March, 2009.
13. Строганов А.В., д.т.н. Проектирование цифровых фильтров в системе MATLAB/Simulink и САПР ПЛИС Quartus // Компоненты и технологии. – СПб.: Издательство Файнстрит.— 2008.— №6.— 172 с.
14. UM232H Single Channel USB Hi-Speed FT232H Development Module Datasheet Version 1.4. 26 с.
15. Узел синхронизатора 467881.001. Комплект конструкторской документации АО «РПК».

УДК 621.396; ГРНТИ 47.47

ПЕРЕДАЧА ДАННЫХ В МИМО-СИСТЕМЕ. СПОСОБЫ КОДИРОВАНИЯ**А.С. Колупаева***Рязанский государственный радиотехнический университет**г. Рязань, Российская Федерация**E-mail: horek.colupaeva@yandex.ru*

Аннотация. В работе рассматриваются схемы передачи информации в МИМО-системе. Приводятся их основные особенности, достоинства и недостатки, а также принципы кодирования информационных сигналов.

Ключевые слова. Пространственно-временное кодирование(STC), пространственное мультиплексирование (SM), суперортогональные пространственно-временные решетчатые коды (OFDMA).

WIRELESS COMMUNICATION CHANNELS MODELS**A.S.Kolupaeva***Ryazan state radio engineering university,**Russia, Ryazan, E-mail: horek.colupaeva@yandex.ru*

The summary. The paper discusses the communication scheme in a MIMO system. Given their main features, advantages and disadvantages, and guidelines for coding information signals.

Keywords. Space-time coding(STC), spatial multiplexing (SM), superregional space-time lattice codes(OFDMA).

Одной из главных проблем МИМО-систем является выбор, разработка или улучшение алгоритма распределения битов информации между передающими антеннами, излучения и приема сигналов. Выбор определенного алгоритма инженеров зависит от поставленной задачи: обеспечение низкой вероятности ошибки, высокой скорости передачи информации или относительная простота устройства. Качество информации, поступающей от передатчика (источника информации) к приемнику (потребителю) определяется и зависит от ряда факторов, которые будут влиять на прием, передачу и распространение сигнала в канале. Под каналом понимается путь распространения электрического сигнала. Беспроводные каналы сложнее, чем проводные. Среда распространения является общей для всех пользователей. При этом в канале будут наблюдаться различные мешающие достоверному и качественному приему факторы: замирания, межсимвольная интерференция, шумы и помехи. Наиболее перспективными методами борьбы с замираниями является применение антенных решеток на обоих концах линии связи, то есть применение МИМО-систем и различных методов пространственной обработки сигналов. Использование МИМО-систем для приема и передачи информации позволяет бороться с замираниями сигналов и значительно увеличить скорость передачи данных. МИМО-каналы могут обеспечить выигрыш расстановки, выигрыш разнесения, выигрыш пространственного мультиплексирования, снижение уровня интерференции и кодовый выигрыш. В данной статье будут рассмотрены различные методы пространственного кодирования и декодирования сигналов.

На практике используют три схемы передачи информации [1].

1. Пространственно-временное кодирование(STC)

В данном случае сформированные сигналы из битов исходной информации излучаются одновременно всеми антеннами передатчика. Из одинаковых последовательностей битов формируются разные сигналы. Таким образом, вводится избыточность, которую можно уменьшить с помощью кодов с исправлением ошибок. Избыточность позволяет снизить вероятность ошибки и увеличить спектральную эффективность.

По методу кодирования STC схемы можно разделить на:

- пространственно-временные решетчатые коды (STTC, Space-Time Trellis Codes);
- пространственно-временные блочные коды (STBC, Space-Time Block Codes);

– пространственно-временные турбо коды (STTTC, Space-Time Turbo Trellis Codes);
 – многоуровневые пространственно-временные коды (LSTC, Layered Space-Time Codes).

По сравнению с другими схемами, STC схемы являются простыми в реализации устройств кодирования-декодирования, но скорость передачи данных у них ниже.

Пусть исходный сигнал представляет собой поток битов d . Эта последовательность битов разбивается на блоки: $\vec{d}_k = \{d_1, d_2, \dots, d_k\}$, где k - номер блока. В каждый i -ый канал передатчика попадает m бит. Сформированные сигналы s_k^i в каждом канале одновременно излучаются передающими антеннами N в течении интервала времени. Множество передаваемых сигналов называется кодовым словом и представляется с помощью матрицы кодового слова [2]:

$$S = \begin{bmatrix} s_1^1 & s_k^1 & s_K^1 \\ s_1^i & s_k^i & s_K^i \\ s_1^N & s_k^N & s_K^N \end{bmatrix},$$

где K - это пространственно-временной символ, образованный из исходной последовательности бит.

Каждый столбец матрицы кодового слова является пространственно-временным символом.

Для описания свойств STC необходимо ввести понятие попарной вероятности ошибки. В канале с медленными замираниями, условную попарную вероятность можно найти по формуле:

$$P_{pp} \leq \frac{1}{2} \exp \left(-\frac{E_s}{2N_0} d_H^2 \right), \quad (1)$$

где d_H^2 - квадрат евклидова пространства между кодовыми словами;

E_s - энергия каждого сигнала;

N_0 - спектральная плотность средней мощности аддитивного белого гауссова шума.

Необходимо выделить два главных параметра STC:

– энергетический выигрыш от разнесения сигналов. Именно эта величина задает характер попарной вероятности ошибки от отношения сигнал шум на входе каждого приемника [2].

– энергетический выигрыш от применения кодирования, который уменьшает значение P_{pp} .

При рассмотрении канала с быстрыми замираниями, выражение (1) примет вид:

$$P_{pp} \leq \prod \left| s_t - \hat{s}_t \right|^2 \left(\frac{E_s}{4N_0} \right)^{-\delta_H N_r},$$

где $s_t - \hat{s}_t$ - разность кодовых слов;

δ_H - хэммингово расстояние в пространстве символов.

Тогда важные характеристики канала будут определяться:

- энергетический выигрыш от разнесения антенн будет определяться степенью $\delta_H^{N_r}$ [2].
- энергетический выигрыш от применения кодирования можно определить по формуле:

$$\frac{d_p^{2 \times \frac{1}{\delta_H}}}{d_u^2},$$

где d_u^2 — квадрат евклидова расстояния в отсутствие кодирования.

Уменьшение значения попарной вероятности ошибки эффективнее реализовывать с помощью разнесения антенн, чем введения кодирования. В канале с медленными замираниями общее разнесение сигналов можно определить произведением разнесения на приемной стороне (N_r) и на передающей стороне (N_t). В канале с быстрыми замираниями общее разнесение сигналов определяется произведением разнесения на приемной и передающей стороне во времени (δ_H). Таким образом, необходимо увеличивать число передающих и приемных антенн. Но в реальных условиях это не всегда возможно. Поэтому необходимо разрабатывать и использовать коды, в которых хэммингово расстояние в пространстве символов и матрица кодового расстояния будут максимальны.

На практике чаще всего используют два основных кода STC-кода – пространственно-временные решетчатые коды (STTC) и пространственно-временные блочные коды (STBC). Достоинства первых кодов перекрываются сложностью алгоритмов декодирования. Поэтому были разработаны вторые виды кодов. Пространственно-временные блочные коды получили название благодаря своему автору Аламоути. В схемах Аламоути вводится ортогональность по фазе между передаваемыми и принимаемыми парами сигналов. STBC кодер представляет собой модулятор и решетчатый кодер с заданным полиномом. Если для кода STBC провести дополнительное кодирование простым алгоритмом, получим суперортогональные пространственно-временные решетчатые коды Super Orthogonal Space-Time Trellis Codes (OFDMA). В случае применения OFDMA процесс кодирования будет представлять собой распределение фиксированного числа M символов в кодовую матрицу размерности $N_t \times K$, где K - это число временных отсчетов. Во временной области исходная последовательность битов делится на блоки фиксированной длины b_k . В каждом блоке биты распределены на равные группы. Весь набор символов в одном блоке:

$$s_k = \{s_k^1, s_k^2, \dots, s_k^N\},$$

где N -число групп в блоке.

Символы, матрицы кодового слова, кодовые матрицы и сигналы в данном случае будут играть похожие роли в процессе кодирования. Именно поэтому их часто обозначают одинаково.

В алгоритме OFDMA осуществляется формирование ортогональных поднесущих, количество которых достаточно большое. Для этого применяют быстрое преобразование Фурье (БПФ).

OFDMA-сигналы наилучшим образом справляются с межсимвольными искажениями и частотной селективностью.

2. Пространственное мультиплексирование (SM)

Принцип схемы мультиплексирования подразумевает разделение исходных данных между каналами передачи. Сформированные сигналы независимо и одновременно излучаются антеннами передатчика с заданным интервалом времени. В данном случае избыточность не вводится. МIMO-канал обеспечивает рост пропускной способности без дополнительной мощности или расширения спектра [2]. Проблема данного метода состоит в том, что необходимо создавать эффективные вычислительные методы на приемной стороне. Алгоритмы приемной обработки должны восстанавливать каждый переданный символ. Явление, которое влияет на прием переданных сигналов, называется межпоточной интерференцией. Сигналы, излученные с разных передающих антенн, взаимодействуют друг с другом и являются помехами друг для друга, так как потоки данных занимают одинаковый ресурс времени и частоты. Данная схема повышает скорость передачи данных, которая увеличивается при увеличении антенн. Влияние помех и шумов здесь невелико, но играют большую роль ошибки декодирования и приема сигнала. Характеристики пространственного мультиплексирования становятся лучше при влиянии низкой межканальной корреляции.

3. Метод формирования диаграммы направленности

На передающей стороне задается информация о канале. Антенны передают одинаковые символы в каждый тракт вместе с комплексным коэффициентом. Антенная решетка будет подстраиваться под определенное отношение сигнал-шум. В приемнике и передатчике присутствуют фильтры предварительной и последующей коррекции, которые формируют матрицу предискажений. Построение матрицы возможно только если передатчик обладает информацией о канале. При изменении свойств канала необходимо изменять матрицу предискажений для дальнейшей корректной работы системы.

Библиографический список

1. Рашич А. В, Сети беспроводного доступа. – Санкт-Петербург: Издательство политехнического университета, 2011.
2. Бакулин М. Г., Крейделин В. Б., Шумов А. П. Повышение скорости передачи информации и спектральной эффективности и беспроводных систем связи. – Цифровая обработка сигналов №1/2006.

УДК 621.391; ГРНТИ 49.03.03

МОДЕЛИРОВАНИЕ ЗАМИРАНИЙ СИГНАЛОВ МИЛЛИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА ВОЛН

А.Г. Самойлов*, Т.П. Куракова**, Л.Д. Массонжи*

**Владимирский государственный университет
имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых
Россия, Владимир, ags@vlsu.ru*

***Международный союз электросвязи
Швейцария, Женева, tatiana.kurakova@itu.int*

Аннотация. Рассмотрено моделирование процесса замираний радиосигналов миллиметрового диапазона частот.

Ключевые слова. Моделирование, замирания сигналов, интерференция, отражение сигналов, многолучевость, миллиметровые волны.

SIMULATION OF FADING SIGNALS OF MILLIMETER WAVES BAND

A.G. Samoylov*, T.P. Kurakova**, L.D. Massongi*

*Vladimir State University named after Alexander Grigorievich and Nikolai Grigorievich Stoletov,
Russia, Vladimir, ags@vlsu.ru** International Telecommunication Union
Switzerland, Geneva, tatiana.kurakova@itu.int*Abstract.* The simulation of the fading process of radio signals in the millimeter frequency range is considered.*Keywords.* Simulation, signal fading, interference, signal reflection, multipath, millimeter waves.

В 1924 году русская исследовательница Глаголева–Аркадьева опубликовала методику генерирования радиоволн в диапазоне от 50 до 0,082 мм и предложила источник их излучения – железные опилки в минеральном масле, возбуждаемые искровым разрядником. Высокие темпы развития телекоммуникационных систем инициировали в 80-е годы прошлого века начало практического освоения миллиметровых волн (ММВ). Возможности использования полосы частот в сотни мегагерц сделали диапазон приемлемым для высокоскоростных информационных сетей, что и определило развитие спутниковых и наземных систем этого диапазона. При использовании миллиметровых волн (ММВ) в высокоскоростных сетях связи нового поколения подвижной связи 5G уровень принимаемого сигнала определяется суммой сигналов, проходящих по прямому оптически видимому пути и отраженных от подстилающей поверхности и от местных предметов,

Отражение миллиметровых волн от дорожного покрытия, зданий и сооружений приводит к формированию множества лучей и многолучевости, как показано на рисунке 1. В результате многолучевости возникает интерференция радиоволн на входе приемника системы связи, приводящая к замираниям амплитуды и фазы принимаемых сигналов. Уменьшение длины волны приводит к увеличению количества отраженных лучей и если, как отмечено в работе [1], на коротких волнах наблюдаются единицы лучей, на ультракоротких волнах десятки лучей, то в миллиметровом диапазоне их уже сотни. Условие многолучевости, определяемое соотношением времени запаздывания лучей $\Delta\tau$ и величиной полосы сигнала Δf_c , в диапазоне ММВ соблюдается, поскольку $\Delta\tau > 1/\Delta f_c$.

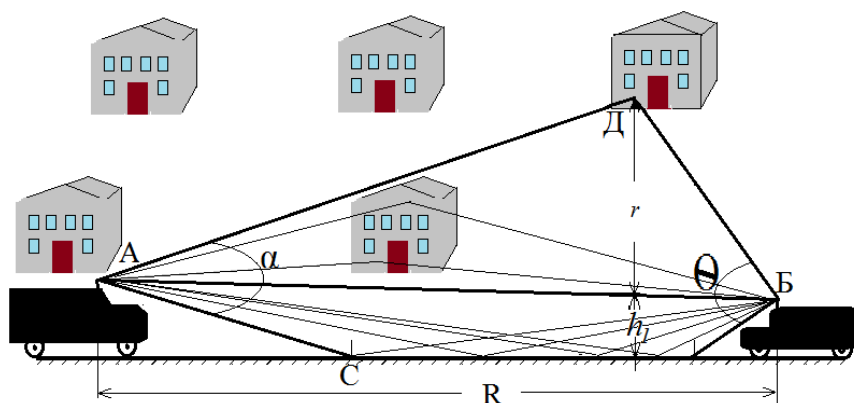


Рис. 1. Многолучевое распространение сигналов при радиосвязи

При проектировании систем радиосвязи интерференционные замирания сигнала, вызывающие изменения амплитуды и фазы принимаемого радиосигнала принято [1,2] описывать обобщенным релеевским распределением вероятностей. Учитывая глубину замираний релеевских процессов приходится при проектировании радиолиний выделять определенный энергетический запас на интерференционные замирания, возникающие при многолучевости. Однако многолетний опыт исследований и эксплуатации систем высокочастотной радиосвя-

зи показал, что обобщенные релеевские замирания сигналов, вызванные многолучевостью, на практике встречаются не чаще чем в 60-70 % времени сеансов связи [1]. В остальное время сеансов связи наблюдаются другие распределения вероятностей флуктуаций амплитуды и фазы передаваемых по радиоканалам сигналов [2], например, двугорбое бимодальное распределение вероятностей [3] или усеченно-нормальное распределение [4], при которых наблюдаются наиболее глубокие замирания сигналов и требуется выделение более значительного запаса на замирания сигналов при проектировании систем пятого поколения подвижной связи 5G.

Исходя из изложенного, целью настоящей работы является определение математической модели замираний и разработка имитатора интерференционных замираний радиоканалов миллиметрового диапазона поколения 5G.

Параметры многолучевых радиоканалов с отражениями имеют нестационарный характер, что вызвано зависимостью их свойств от большого количества факторов, одновременно воздействующих на передаваемый радиосигнал. Для описания прохождения радиосигналов через такие каналы можно [5] применить аппарат многомерного статистического анализа, но это значительно усложняет математические модели и делает их малоприменимыми для решения конкретных задач. Существенно упростить математические модели радиоканалов ММВ с отражениями сигналов позволяет предположение о локальной стационарности поведения передаточных функций радиоканалов, а значит и замираний сигналов при их распространении на временных интервалах в несколько десятков секунд [6].

В миллиметровом диапазоне на подстилающей поверхности и на зданиях из-за шероховатости поверхности, разрешаемой действующими строительными нормами глубиной до 6 мм, образуется множество отражателей сигналов, формирующих отраженные сигналы ММД со случайными амплитудами и случайными фазами. Математическое описание передаточной функции радиоканалов ММВ можно записать в комплексной форме в виде суммы квадратурных компонент

$$\dot{H}(f, R, t, \{C\}) = He^{j\varphi} = X + jY = \sum_{i=1}^M H_i \cos \varphi_i + j \sum_{i=1}^M H_i \sin \varphi_i, \quad (1)$$

где H_i, φ_i - модули и аргументы передаточной функции i -го отражателя сигнала ММВ, распределенные по случайным законам $w_i(H), w_i(\varphi)$; $H = \sqrt{X^2 + Y^2}$ - модуль передаточной функции радиоканала; $\varphi = \arctg\left(\frac{Y}{X}\right)$ - аргумент передаточной функции; $\{C\}$ - множество конкретных условий на трассе связи; M - число отражателей радиосигнала.

Поскольку факторов, влияющих на передаточную функцию канала ММВ, большое количество, то в силу центральной предельной теоремы при $M \rightarrow \infty$ величины

$X = \sum_{i=1}^M H_i \cos \varphi_i$ и $Y = \sum_{i=1}^M H_i \sin \varphi_i$ будут распределены нормально, независимо от законов рас-

пределения H_i, φ_i [1]. Это позволяет определить статистику модуля передаточной функции $w(H)$, найдя характеристические функции величин X^2, Y^2 , затем величины модуля передаточной функции радиоканала миллиметрового диапазона H и выполнив обратное преобразование Фурье получим описанное в работах [1,3-5] четырехпараметрическое дифференциальное распределение модуля передаточной функции радиоканала передачи миллиметровых сигналов в виде:

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

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

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

Представим сигнал ММВ в виде суммы квадратурных компонент на интервале локальной стационарности в виде

$$\begin{aligned} S_{out}(t) &= H(t)U(t) \cos[wt + \varphi(t) + \theta(t)] = \\ &= [X(t) + m_x]U(t) \cos[wt + \varphi(t)] + [Y(t) + m_y]U(t) \sin[wt + \varphi(t)] \end{aligned} \quad (2)$$

где $S(t) = U(t) \cos[wt + \varphi(t)]$ - исследуемый сигнал;

$S(t) = U(t) \sin[wt + \varphi(t)]$ - комплексно сопряженный сигнал;

$X(t), Y(t)$ - независимые случайные процессы с нормальным распределением вероятностей;

$H(t) = \sqrt{[X(t) + m_x]^2 + [Y(t) + m_y]^2}$ - модуль коэффициента передачи радиоканала ММВ;

$\theta(t) = \arctg\{[Y(t) + m_y]/[X(t) + m_x]\}$ - его аргумент.

Используя выражение (2) можно смоделировать замирания сигналов ММВ. Для этого необходимо входной сигнал $S(t)$ разложить на квадратурные составляющие, перемножить их на ортогональные компоненты коэффициента передачи радиоканала (1) и сложить, как показано на рисунке 2.

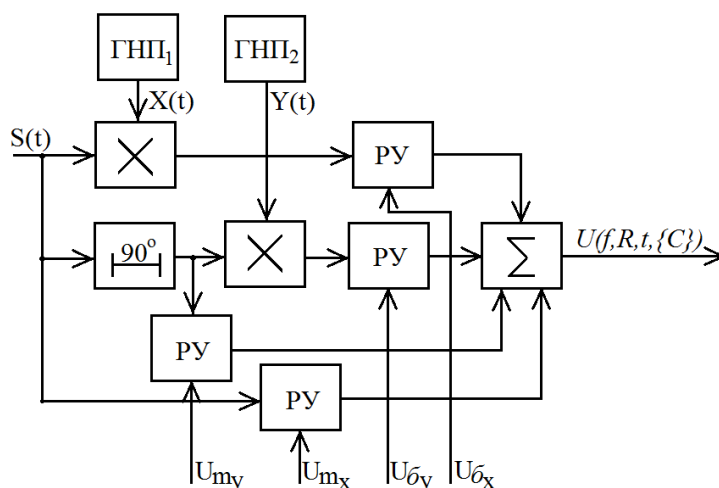


Рис. 2. Структурная схема имитатора замираний в радиоканалах поколения 5G

Схема содержит генераторы некоррелированных нормально распределенных случайных процессов (ГНП), перемножители X , регулируемые усилители (ПУ), линию задержки на 90° и сумматор Σ . Ортогональные компоненты коэффициента передачи радиоканала

ММВ должны быть [4] распределены по некоррелированным нормальным законам распределения вероятностей, поэтому в схеме два ГНП.

Библиографический список

1. Кловский, Д.Д. Передача дискретных сообщений по радиоканалам / Д.Д. Кловский // М.: Связь. - 1969. - 376 с.
2. Jakeman E., Tough R.J.A. Non-Gaussian models for the statistics of scattered waves. - Advances in Physics, 1988, v.37 (5). - pp. 471-529.
3. Галкин, А.П. Моделирование каналов систем связи / А.П. Галкин, А.Н. Лапин, А.Г. Самойлов // М.: Связь. - 1979. - 96 с.
4. Самойлов, А.Г. Имитаторы многолучевых радиоканалов / А.Г. Самойлов // Проектирование и технология электронных средств. - 2003, №4. - С.32-36.
5. 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.
6. Яковлев, О.И. Распространение радиоволн / О.И. Яковлев, В.П. Якубов, В.П. Урядов, А.Г. Павельев // М.: ЛЕНАНД. - 2009. - 496 с.

УДК 621.396.96

ПОМЕХОЗАЩИЩЕННОСТЬ МНОГОЧАСТОТНЫХ РЛС

А.А. Столяров

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

Аннотация. В данной работе описано влияние помех на характеристики РЛС. Рассматривается такое понятие как помехозащищенность многочастотных РЛС. Проводится сравнительный анализ различных способов объединения сигналов при влиянии помех.

Ключевые слова. Помехозащищенность, помехи, анализ, многочастотные системы.

NOIS IMMUNITY MULTIFREQUENCY RADAR SYSTEM

A.A. Stolyarov

*Ryazan state radio engineering university,
Russia, Ryazan, kqbik@yandex.ru*

Abstract. In this paper, the effect of interference on radar characteristics is described. The concept of noise immunity of multifrequency radars is considered. A comparative analysis of different methods of combining signals under the influence of interference is carried out.

Keywords. Nois immunity, handicapes, analysis, multifrequency system.

Введение

В настоящее время радиолокационные системы (РЛС) на стадии бурного развития. В связи с этим развивается создание специальных помех, которые нарушают нормальную работу РЛС - возникают ошибки при определении координат, дальности до цели, уменьшается разрешающая способность, происходит неправильное обнаружение целей. При этом как информационные сигналы, так и помехи являются случайными явлениями, природа и свойства которых изучаются в статистической теории радиолокации [1]. Всё это привело к тому, что современные РЛС должны обладать большей помехозащищенностью, обладать новыми методами работы и определениями координат.

Благодаря специальным методам обработки сигналов с несколькими несущими, многочастотные РЛС обладают высокой помехоустойчивостью. Есть и другие влияющие факторы, например, различная мощность в частотных каналах и выигрыш в пороговом отношении сигнал-шум.

Помехозащищенность

Помехозащищенность характеризует способность РЛС противостоять воздействию помех и сохранять при этом свои тактико-технические данные. Помехозащищенность можно оценить с помощью коэффициента помехозащищенности $K_{пс}$ [2]. Его можно найти по формуле:

$$K_{пс} = \frac{P_n}{P_c},$$

где P_n - это мощность помехи;

P_c - мощность полезного сигнала, отраженного от цели, на входе приемного тракта РЛС.

От вида применяемых помех зависит коэффициент помехозащищенности. Анализируя изменения тактических показателей РЛС, которые проявляются при влиянии помех, можно определить величину коэффициента.

Все действующие помехи будут ухудшать характеристики и работу РЛС. При большом уровне помех обнаружение цели, определение координат становится под большой угрозой. Чтобы не допустить данную ситуацию, необходимо знать особенности действия помех.

Если в приемный и индикаторный тракт РЛС внести мешающий сигнал в виде аддитивных составляющих, то такие помехи не зависят от сигнала и называются линейными. Такие помехи имеют небольшое влияние на работу РЛС. При увеличении их мощности будут проявляться нелинейные помехи, которые представляют более серьезную опасность. Взаимодействие таких помех и сигнала происходит в нелинейных элементах, и результатом будет подавление слабого сигнала и возникновение перекрестных составляющих. Нелинейные помехи также оказывают влияние на работу автоматических устройств в РЛС.

Помеха, которая будет влиять на работу многочастотной РЛС, должна быть эффективной на всех рабочих частотах РЛС. То есть число передатчиков помех равно числу несущих частот многоканальной РЛС. Каждый передатчик будет передавать узкополосную помеху настроенную на определенную рабочую частоту. Часто противник не имеет достаточной информацией о несущих частотах, что приводит к воздействию узкополосных помех только на некоторых частотах многоканальной РЛС.

Влияние помех на характеристики многочастотных РЛС

Анализируя эффективность влияния помех на многочастотную РЛС степенью ухудшения характеристик обнаружения, например, дальностью действия в результате подавления рабочих частот m_n , можно наблюдать графики зависимости на рисунке1. Графики построены для двух режимов работы РЛС с перестройкой частоты к импульсу (сплошные линии) и с одновременным излучением частот (пунктирные линии) [3].

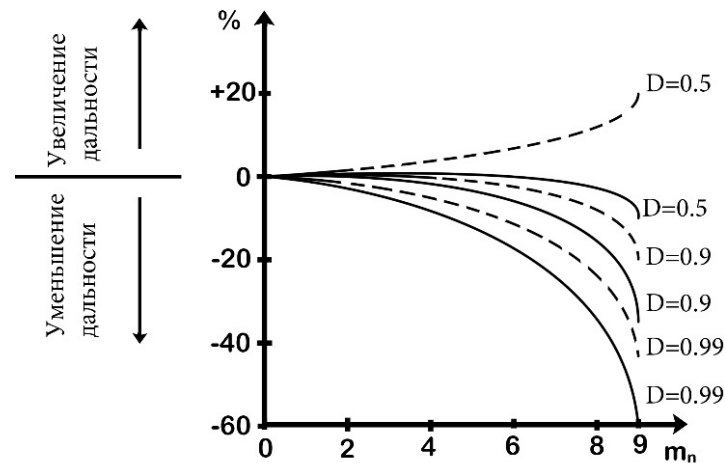


Рис. 1. Зависимость дальности действия многочастотной РЛС от числа подавленных несущих частот

При увеличении подавления числа несущих частот дальность действия уменьшается. Но данный вывод не однозначен, так как в многочастотных РЛС подавление даже половины частот приводит не значительному уменьшению дальности действия. А при малом числе рабочих частот влияние помехи резко ухудшает тактические показатели РЛС.

В некоторых многочастотных РЛС воздействие помех в некоторых частотах приводит к исчезновению части полезного сигнала. Такой эффект наблюдается обычно в импульсных РЛС. При уменьшении числа принимаемых импульсов от цели за цикл обзора, распределенных на одной частоте, приведет к ухудшению отношения сигнал/шум. В результате чего снизится дальность действия РЛС. Влияние помех в таких РЛС возможно снизить с помощью изменения количества импульсов, излучаемых на различных частотах. Если помеха же действует на некоторых частотах, то целесообразно не прекращать прием на этих частотах, чтобы противник не искал новые несущие частоты, внося тем самым больше ухудшений параметров РЛС. Благодаря этому возможно вести прием на свободных от помех каналах. Измененное количество импульсов, на подавляемых помехой частотах в k раз, можно найти по формуле:

$$\frac{N'}{N} = 1 - \frac{m_n}{k * m},$$

где N' - число принимаемых от каждой цели количество импульсов при подавлении m_n из m частот РЛС;

N - число принимаемых от каждой цели количество импульсов.

Из рисунка 2 видно, что при уменьшении числа импульсов на подавленных частотах сильно сокращает потери по сравнению со случайным распределением частот ($k=1$).

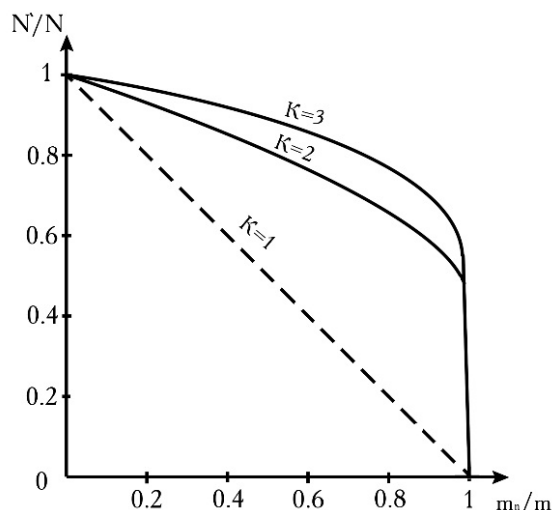


Рис. 2. Зависимость числа импульсов, принимаемых в каждом цикле обзора, от числа подавленных помехой рабочих частот РЛС

Помехозащищенность многочастотных РЛС также зависит от способа объединения сигналов, принятых на различных частотах. Слабо помехозащищенными РЛС являются РЛС с линейным суммированием сигналов. Для подавления принятого сигнала в таких РЛС достаточно создать одну мощную помеху, которая будет действовать на одну рабочую частоту РЛС. Так помеха попадает в сумматор, где складывается с сигналами остальных каналов. В результате происходит либо подавление сигнала, либо ложная информация. В многочастотных РЛС с линейным суммированием отношение сигнал/шум лучше, чем в одночастотных. Поэтому они считаются менее эффективными.

Такой недостаток можно компенсировать, если выключать каналы, подавленные помехами. Тогда эффект многочастотной работы снижается, но станция остается в работоспособном состоянии. На рисунке 3 показана зависимость вероятности обнаружения цели четырехчастотной РЛС с линейным суммированием сигналов при уменьшении числа используемых частот.

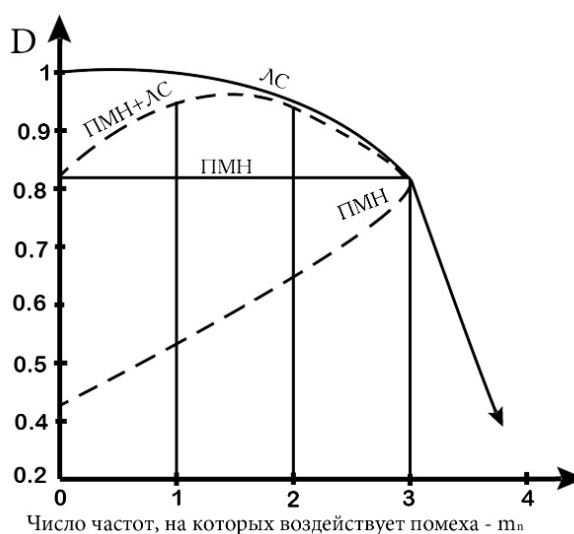


Рис. 3. Зависимость вероятности обнаружения цели четырехчастотной РЛС от числа подавленных помехой рабочих частот при различных способах объединения сигналов

Наибольшей помехозащищенностью обладают многочастотные РЛС с перемножением (ПМН) сигналов всех каналов. Это можно объяснить тем, что в таком случае необходимо будет создавать помехи на всех рабочих диапазонах РЛС. Такие РЛС превосходят РЛС с суммированием сигналов в m раз. Если помеха попала в один из каналов, то возможности попасть в общий тракт у нее нет. Поэтому один из сомножителей будет равен нулю. Так как при воздействии помех нет необходимости выключать канал с помехой вероятность обнаружения цели остается неизменной (сплошная линия ПМН на рисунке 3 сплошная линия ПМН) до тех пор, пока отсутствует помеха хотя бы на одной из рабочих частот. При воздействии помех приемник несет перегрузку в связи с чем может возникнуть необходимость отключения каналов с помехами (пунктирная линия ПМН).

Еще один вид многочастотных РЛС - это РЛС с комбинированным способом суммирования сигналов. Зависимость вероятности обнаружения цели, соответствующая данному способу на рисунке 3 находится между РЛС с суммированием и РЛС с перемножением сигналов.

Из выше сказанного можно сказать, что на помехоустойчивость многочастотной РЛС и возможность объединения целей влияет способ объединения сигналов. При каждом способе объединения сигналов в результате станция будет иметь разную степень помехозащищенности и разные характеристики обнаружения.

Библиографический список

1. Попов Д.И. Статистическая теория радиотехнических систем: учеб. пособие. Рязань: РГРТУ, 2011. 80 с.
2. Под редакцией Григорина-Рябова В.В. Радиолокационные устройства (теория и принципы построения) // Москва - Издательство «Советское радио», 1970, 680 с.
3. Вишин Г.М. Многочастотная радиолокация // Москва - Военное издательство Министерства обороны СССР, 1973, 89 с.

УДК 621.396.13; ГРНТИ 47.49.29

ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ ПАРАМЕТРОВ НАЗЕМНОЙ РЛС НА ОБНАРУЖЕНИЕ СИГНАЛА ДЛЯ ОБЕСПЕЧЕНИЯ ЗАДАННОГО УРОВНЯ ЛОЖНОЙ ТРЕВОГИ

В.Ю. Набатчиков

Рязанский государственный радиотехнический университет,

Аннотация. В данной статье выполнено исследование влияния параметров наземной РЛС с целью обнаружения сигнала для обеспечения заданного уровня ложной тревоги

Ключевые слова. РЛС, наземная, стрела, ложная тревога, вероятность, обнаружение, сигнал, импульс.

RESEARCH OF INFLUENCE OF PARAMETERS LAND RADAR STATION ON DETECTION OF THE SIGNAL FOR ENSURING THE SET LEVEL FALSE ALARM

V.Yu. Nabatchikov

Annotation. In this article, the effect of the parameters of the ground-based radar for the purpose of detecting a signal to provide a specified level of false alarm

Keywords. Radar station, land, arrow, false alarm, probability, detection, signal, impulse

Введение

Известно, что наиболее важными и качественными параметрами в радиолокации – это вероятности правильного обнаружения и ложной тревоги. Данные вероятности взаимосвязаны следующим соотношением:

$$D = F^{\frac{1}{q}},$$

где q – это отношение сигнал-шум (по мощности).

Для правильного обнаружения в процессе детектирования пространства существует необходимость постоянно поддерживать заданный уровень вероятности ложной тревоги, который вычисляется следующим образом:

$$F = e^{\frac{U_0^2}{2\sigma_{ш}^2}}$$

где U_0 – заданный порог обнаружения;

$\sigma_{ш}^2$ – выходное значение шума приемника на линейной части.

Ложной тревогой принято считать факт превышения заданного порога обнаружения скачками (или выбросами) шумовых помех в зоне обнаружения РЛС.

Вероятностью ложной тревоги также называют факт того, что скачки (выбросы) шума на входе приемника как минимум один раз превысят заданный порог обнаружения приемника.

Если же скачки (выбросы) шума на входе приемника РЛС превысят заданный порог обнаружения хотя бы один раз за некоторое значение циклов обзора пространства T , называют уже интегральной вероятностью ложной тревоги.

Выбор режима работы наземной РЛС

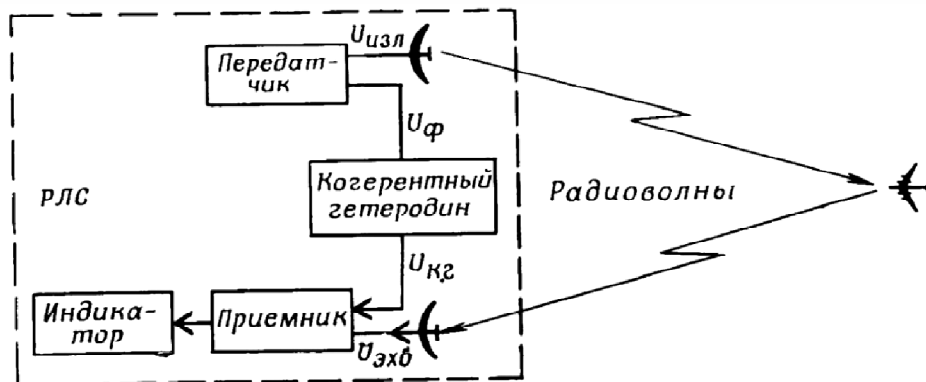


Рис. 1. Функциональная схема работы наземной РЛС

На рисунке 1 представлена функциональная схема работы наземной РЛС. Известно, что на данный момент подавляющее большинство существующих радаров работают по импульсному методу. Такие радары осуществляют передачу сигнала в течение очень короткого промежутка времени, коротким, в среднем около микросекунды, импульсом. Затем сразу же переходит в режим приема и ждет отраженного эхо-сигнала от цели, при этом излученный передатчиком импульс продолжает распространяться в свободном пространстве.

Импульс, излученный передатчиком, распространяется в пространстве с постоянной скоростью, затем с той же скоростью возвращается отраженный от цели, поэтому зависимо-

сти между временем сигнала до цели и от нее связаны напрямую. Исходя из этого, следующий по счету импульс можно будет излучать в свободное пространство только после получения эха от первого сигнала, отраженного от цели.

Также необходимо ждать отраженный сигнал по причине зависимости от дальности обнаружения РЛС, чувствительности приемной антенны, коэффициента антенны и излучаемой мощности передатчика. Если это условие нарушается, и второй импульс посылается, не дожидаясь ответа от первого, то эхо предыдущего импульса с большой вероятностью смешается с эхом следующего, и задача обнаружения значительно усложнится.

Параметры радиолокационной системы выберем такие, которые присущи в среднем многим существующим РЛС (рис. 2).

Основной режим работы
☒ Импульсно-доплеровский
☐ Когерентно-импульсный
Назначение РЛС
☐ Бортовая
☒ Наземная
Тип накопления сигнала
☒ Когерентное накопление
☐ Некогерентное накопление

Рис. 2. Режим работы наземной РЛС

Достоинства импульсного метода:

- Использование одной антенны для передачи и приема импульсных сигналов;
- Относительная простота наблюдения пространства;
- Простота и удобство измерения дальности от нескольких целей;
- Излучение простого по форме и типу импульсного сигнала с коротким периодом излучения.

Недостатки импульсного метода:

- Требуется большая мощность передатчика для излучения импульсного сигнала;
- Трудности с измерением и обнаружением целей на малой дальности;
- Относительно большая мертвая зона работы РЛС.

Выбранные параметры наземной РЛС:

1. Высота установки антенны – 5 м;
2. Средняя мощность передатчика – 250 кВт;
3. Коэффициент усиления антенны – 400;
4. Энергетическая дальность – 100 км;
5. Разрешение по дальности – 50 м;
6. Однозначно измеряемая скорость – 700 м/с.

Для расчета примем параметры цели:

1. ЭПР цели – 10 м² (что примерно соответствует самолету - истребителю)
2. Угол места цели – 10 град.
3. Заданная скорость цели – 500 м/с

Параметры помехи:

1. ЭПР помехи – 1000 м²;
2. Ширина спектра флуктуации помехи – 500 Гц.

Исходя из полученных результатов на рисунке 3, для вероятности правильного обнаружения 0,95 и вероятности ложной тревоги 0,01 цель будет обнаружена с запасом в 0,9637 дБ, но, так как изначально задана очень высокая вероятность уровня ложной тревоги – возможно, цель не была обнаружена.

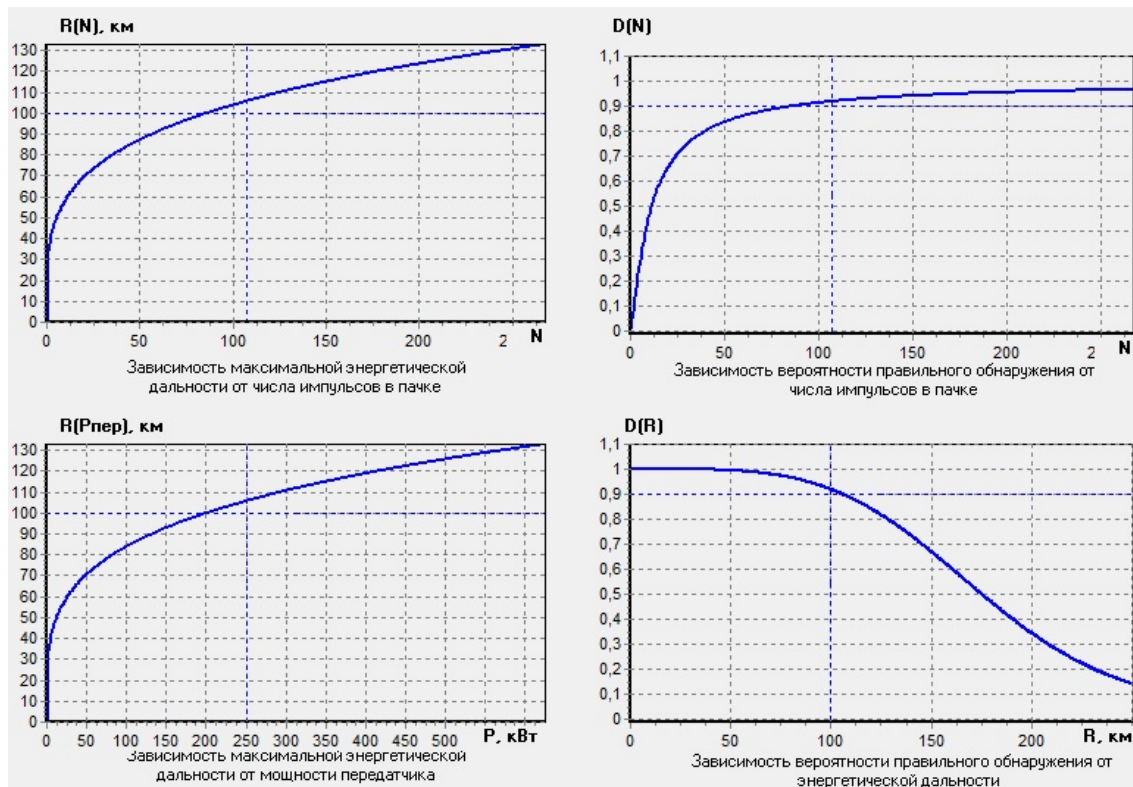


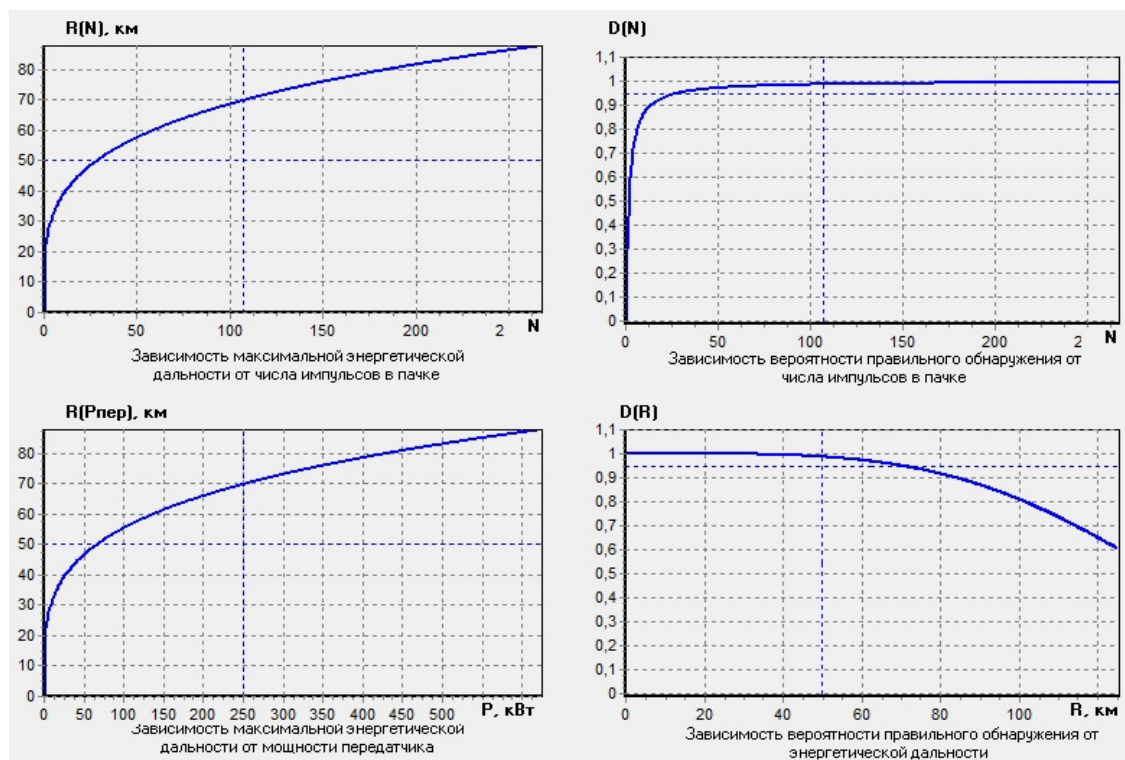
Рис. 3. Графики результатов моделирования для УЛТ = 0,01

Следовательно, для того, чтобы подобрать оптимальные параметры наземной РЛС с минимально возможным уровнем ложной тревоги, мы будем стремиться выбрать такие параметры, чтобы Рлт была на отметке 10^{-5} .

Для того, чтобы обеспечить заданный уровень ложной тревоги, параметр энергетической дальности был изменен со 100 км до 50 км, что сразу же позволило обнаружить цель с запасом в 5,818 дБ, результаты чего можно увидеть на рисунке 4.

$$P_r = \frac{P_t G_t a_r \sigma F^4}{(4\pi)^2 R_t^2 R_r^2}.$$

Это объясняется основным уравнением радиолокации, которое говорит о том, что принимаемая мощность уменьшается пропорционально 4-й степени расстояния, а значит, уменьшив дальность действия наземной РЛС в 2 раза мы получаем выигрыш по обнаружению сигнала в 16 раз.

Рис. 4. Графики результатов моделирования для $УЛТ = 0,00001$

Проведем исследования влияния таких параметров наземной РЛС, как энергетическая дальность и средняя мощность передатчика, на обнаружение сигнала:

Таблица 1 – Зависимость обнаружения сигнала от энергетической дальности

Энергетическая дальность, км	Обнаружение сигнала
100	Цель не обнаружена с недостатком в 3,076 дБ
90	Цель не обнаружена с недостатком в 1,246 дБ
80	Цель обнаружена с запасом 0,8001 дБ
70	Цель обнаружена с запасом в 3,12 дБ
60	Цель обнаружена с запасом в 5,818 дБ
50	Цель обнаружена с запасом в 8,965 дБ

Таблица 2 – Зависимость обнаружения сигнала от средней мощности передатчика

Средняя мощность передатчика, кВт	Обнаружение сигнала
250	Цель не обнаружена с недостатком в 3,076 дБ
300	Цель не обнаружена с недостатком в 2,284 дБ
350	Цель не обнаружена с недостатком в 1,615 дБ
400	Цель не обнаружена с недостатком в 1,035 дБ
450	Цель не обнаружена с недостатком в 0,5235 дБ
500	Цель не обнаружена с недостатком в 0,06597 дБ

Цель обнаружена с запасом в 5,818 дБ		Если вы считаете запас избыточным, то рекомендуется упростить систему Можно ли сократить пачку за счет когерентного накопления? Возможно ли упростить систему, применив сложные сигналы?	
Для обнаружения при прочих постоянных параметрах			
Необходимая мощность передатчика, кВт	65,48	Частота повторения импульсов, кГц	28,6
Максимальная энергетическая дальность, км	69,89	Период следования импульсов, мкс	34,96
Разница в коэффициентах улучшения с/(п+ш) оптимальной и рассматриваемой системы, дБ	2	Однозначно определяемая дальность, км	5,244
		Однозначно определяемая скорость, м/с	700
Мощность сигнала на входе, Вт	3,225E-13	Относительная ширина спектра помехи	0,01748
Мощность помехи на входе, Вт	3,225E-11	Время обработки в одном направлении, мс	3,75
Мощность шума приемника, Вт	1,2E-14	Общее время обработки, мс	300
Отношение с/п на входе, дБ	-20	Число импульсов в пачке	107
Отношение с/ш на входе, дБ	14,29	Выигрыш в отношении с/ш, дБ	20,29
Отношение ш/п на входе, дБ	-34,29	Выигрыш в отношении с/(п+ш), дБ	54,59
Отношение с/(ш+п) на входе, дБ	-20	Пороговый сигнал с учетом потерь, дБ	-25,82
Эффективная площадь антенны, кв. м	0,3183	Разница порог-выигрыш с/(п+ш), дБ	-5,818
		Максимальное затухание в пространстве, дБ	0,4

Рис. 5. Характеристики наземной РЛС для обеспечения УЛТ = 0,00001

Выводы

Исходя из приведенных результатов исследования (рис. 5) видно, что для обнаружения цели с заданной вероятностью ложной тревоги на уровне 0,00001 гораздо эффективнее понижать параметр энергетической дальности наземной РЛС, избежав повышения средней мощности передатчика, что существенно снижает затраты на производство и эксплуатацию радиолокационных станций.

Библиографический список

1. Чистяков Н.И., Сидоров В.М. Радиоприемные устройства. Учебник для вузов. М., Связь, 1974.
2. Проектирование радиоприемных устройств: Методические указания. Часть 1/РГРТА; сост. Паршин Ю.Н., Салтыков Е.Н.; под редакцией Паршина Ю.Н. Рязань, 2003.
3. Бакулев П.А. Радиолокационные системы. - М.: Радиотехника, 2007.
4. Белоцерковский Г.Б. Основы радиолокации и радиолокационные устройства. - М.: Сов. Радио, 1975.
5. Под ред. В.Е. Дулевича. Теоретические основы радиолокации. - М.: Сов. Радио, 1964. Под ред. В.В.Дружинина. Справочник по основам радиолокационной техники. - М.: Военное издательство, 1967.
6. Под ред. В.В.Григорина-Рябова. Радиолокационные устройства (теория и принципы построения). - М.: Сов. Радио, 1970.

УДК 537.86 + 621.37 + 621.396.96; ГРНТИ 47.49.02

ФРАКТАЛЬНАЯ РАДИОЭЛЕКТРОНИКА

А.А. Потапов

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

110-летию со дня рождения выдающегося ученого академика В.А. Котельникова (1908 – 2005), 75-летию постановления № ГОКО-3686сс от 4 июля 1943 г. «О радиолокации» и 65-летию ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН посвящается

Аннотация. В работе предлагаются фрактальные подходы к решению задач радиоэлектроники на всех этапах излучения радиоволн, приема и обработки поступающей информации.

Ключевые слова. Радиоэлектроника, радиолокация, фрактал, скейлинг, обработка сигналов.

FRACTAL RADIO ELECTRONICS

A.A. Potapov

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

A tribute to the 110-th birthday anniversary of the outstanding scientist and academician V.A. Kotelnikov (1908 - 2005), the 75-anniversary of decree № GKO-3686cc from July, 4, 1943 "On the radiolocation" and 65-th anniversary of V.A. Kotelnikov IREE RAS

Abstract. In the work, fractal approaches have been proposed for solving problems of radio electronics at every step of radio waves radiation, receiving and processing of incoming information.

Keywords. Radio electronics, radiolocation, fractal, scaling, signals processing.

Введение

Возрастающая сложность современного радиоэлектронного оборудования и его функций делает необходимым рассмотрение возможностей новых физических принципов создания новой элементарной базы и новых радиотехнических систем. Для этого важна теория фракталов и теория детерминированного хаоса [1-3]. В статье рассматриваются основные направления проектирования и разработки новых фрактальных радиоэлементов, антенн, метаматериалов, а также принципиально новых радиосистем для радиолокации и телекоммуникационных проблем. Исследование проводится в рамках научного направления «Фрактальная радиофизика и фрактальная радиоэлектроника: проектирование фрактальных радиосистем», предложенного и разрабатываемого автором на основе теории фракталов и детерминированного хаоса в ИРЭ РАН с начала 80-х годов XX века [3-6].

Фрактально-скейлинговая или масштабно-инвариантная радиолокация и фрактальная обработка сигналов и изображений

Радиолокационное обнаружение малозаметных объектов вблизи поверхности земли и моря, а также в метеорологических осадках представляет крайне трудную задачу. Кроме того, помехи от морской поверхности и растительности имеют нестационарный и многомасштабный характер, особенно при малых углах скольжения ϑ . Разнообразие подстилающих покровов, условий радиолокационного наблюдения и сопровождение указанных выше объектов очень часто приводит к тому, что отношение сигнал/помеха q_0^2 для таких задач почти всегда заполняет область отрицательных (в децибелах) значений, т.е. $q_0^2 < 1$ дБ. Это делает неприменимым классические радиолокационные методы и алгоритмы обнаружения в большинстве случаев, то есть использование энергетических обнаружителей (когда отношение правдоподобия определяется исключительно и только энергией принимаемого сигнала) становится принципиально невозможным. Что делать?.. Выход есть!

Обнаружение таких малоконтрастных объектов на фоне указанных выше естественных интенсивных помех неизбежно требует вычисления принципиально новой характери-

стики, которая отличается от функционалов, связанных с помехами и энергией сигнала, а определяется лишь топологией и размерностью принятого сигнала. Введение в научный обиход радиолокации понятий «детерминированный хаос», «текстура», «фрактал» и «фрактальная размерность D » [1-3] позволило нам впервые в мире предложить, а затем и применить новые размерностные и топологические (а не энергетические!) признаки или инварианты (рис. 1), которые объединены под обобщенным понятием «топология выборки» ~ «фрактальная сигнатура» [3-11]. Фрактальная радиолокация базируется на трех постулатах: 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. Данные постулаты открывают новые возможности для обеспечения устойчивой работы при малых q_0^2 или увеличения дальности действия радаров.

Классические методы обработки многомерных сигналов принципиально выделяют лишь только ту составляющую информации, которая связана с целочисленной мерой. Фрактально-скейлинговые методы обработки сигналов, волновых полей и изображений в широком смысле основаны на той части информации, которая при классических методах обработки радиолокационной информации не учитывалась. Варианты обобщенных структур фрактальных обнаружителей представлены на рисунке 2 [3-11]. Принципиальным моментом является то, что из схем на рисунке 2 можно конкретно синтезировать все виды фрактальных обнаружителей. Быстрое развитие теории фракталов в радиолокации и радиофизике привели к созданию автором нового теоретического направления – «Фрактальный анализ и его применение в теории статистических решений и в статистической радиотехнике» или кратко «Статистическая теория фрактальной радиолокации» [3-11].



Рис. 1. Топологические признаки и новые методы обнаружения малоcontrastных объектов на фоне интенсивных помех

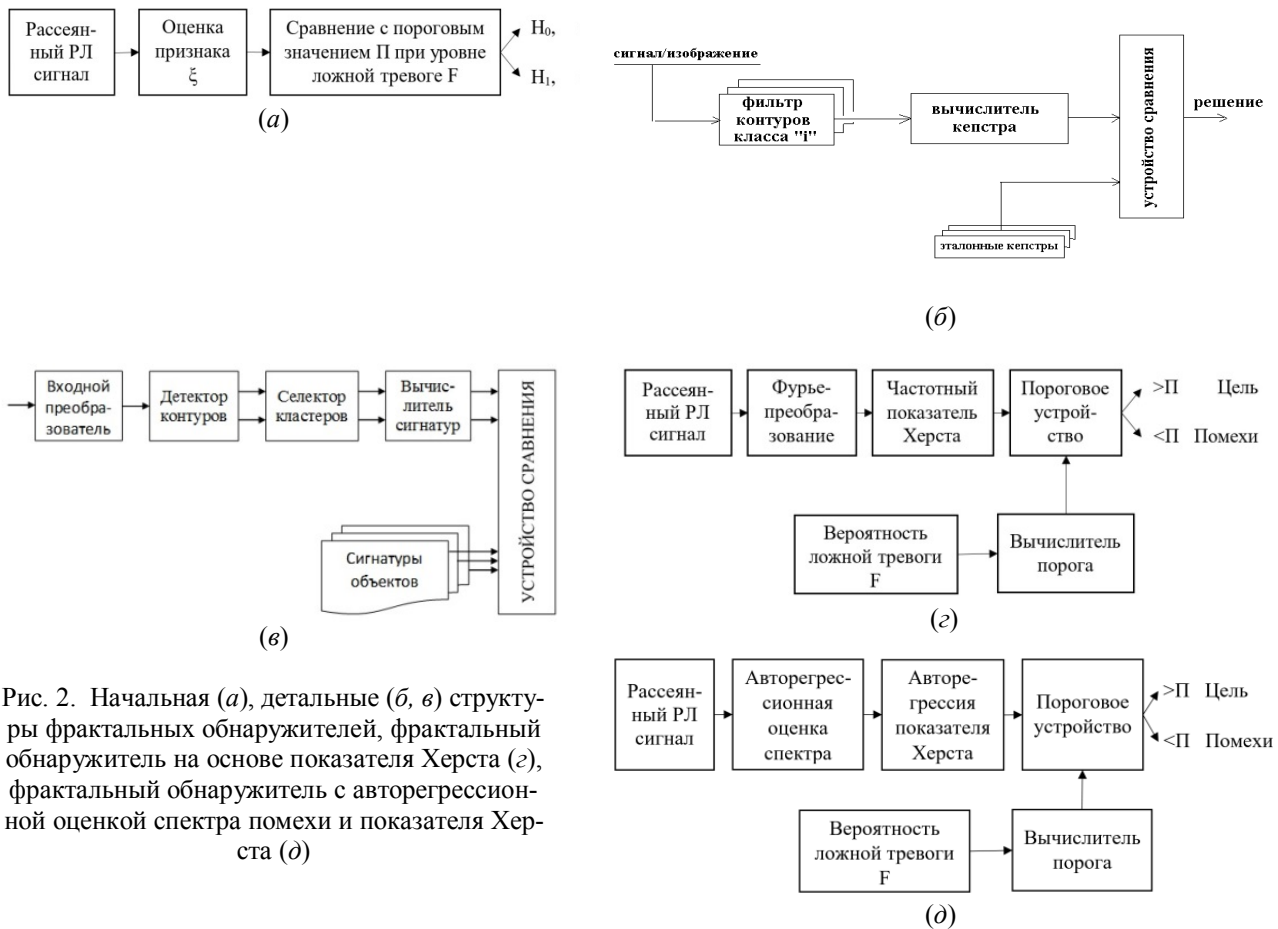


Рис. 2. Начальная (а), детальные (б, в) структуры фрактальных обнаружителей, фрактальный обнаружитель на основе показателя Херста (г), фрактальный обнаружитель с авторегрессионной оценкой спектра помехи и показателя Херста (д)

Фрактальная обработка потоков информации в радиосистемах

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. Обычно особенности таких сложных систем проявляются на разных пространственно - временных масштабах. Наиболее адекватные 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 [1-11].

Далее кратко, просто и схематично представлены основные развиваемые автором в ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН направления по фрактальной тематике – рисунок 3 (опубликовано более 930 научных работ, в том числе 32 монографии и глав в монографиях на русском и английском языках), и приведены избранные экспериментальные результаты фрактальной обработки многомерных сигналов от объектов различной физической природы (рис. 4 – 9).

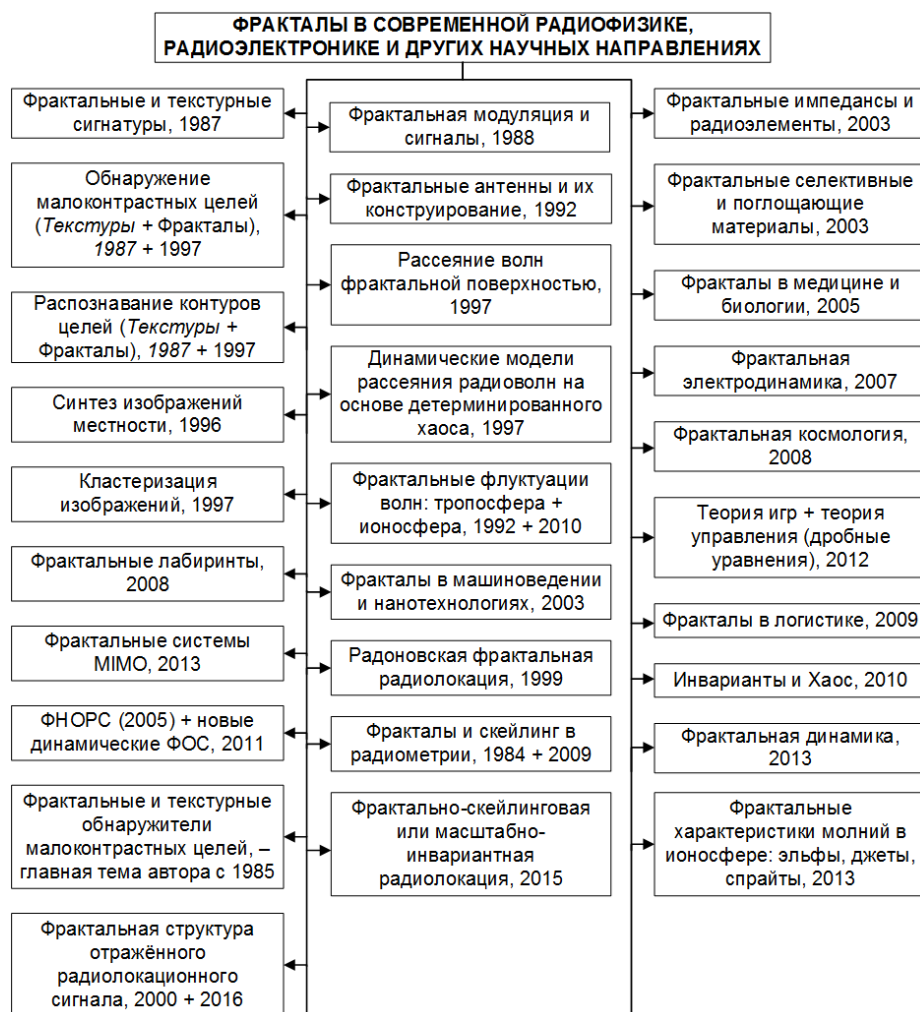


Рис. 3. Эскиз развития автором прорывных технологий на основе фракталов, дробных операторов и эффектов скейлинга для нелинейной физики и радиоэлектроники

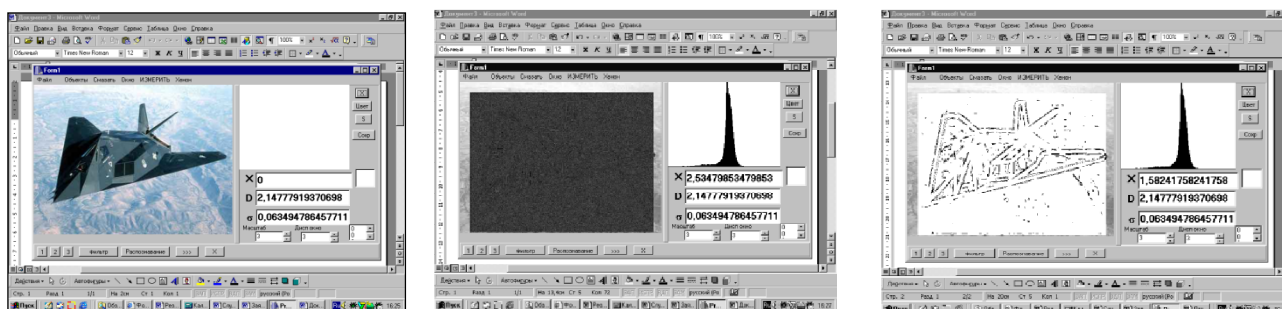


Рис. 4. Исходное изображение самолета (слева), изображение самолета в шуме: отношение сигнал/помеха $q_0^2 = -3$ дБ (середина), результаты фрактального обнаружения (справа)

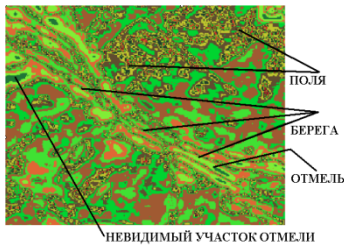


Рис. 5. Пример различения земных поверхностей по полю фрактальных сигнатур D



Рис. 6. БПЛА: местность с движущимися машинами и результаты фильтрации по оценкам фрактальной размерности D

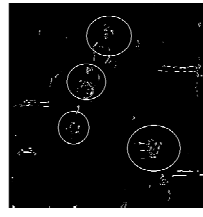
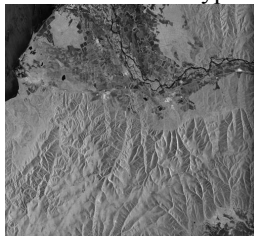
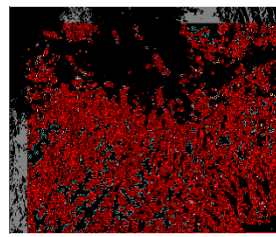


Рис. 7. БПЛА: горная местность с тоннелем и результаты фильтрации по оценкам фрактальной размерности D

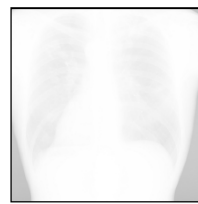


(a)

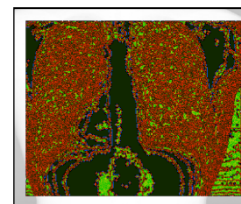


(b)

Рис. 8. Дельта реки Селенги на снимке PALSAR (a) и результат фрактальной обработки (b)



(a)



(b)



(в)

Рис. 9. Пример решения задачи фрактальной кластеризации рентгеновского снимка (a) по значению оценки фрактальной размерности D (b) и фрактальное выделение контуров (в)

Фрактальные радиосистемы

Возрастающая сложность радиоэлектронного оборудования и его функций делает необходимым рассмотрение теории фракталов для создания новой элементарной базы и новых радиотехнических систем. Разработка первого в мире фрактального непараметрического обнаружителя радиолокационных сигналов позволяет создать целиком фрактальную радиосистему [3-13]. Дробный мемристор рассмотрен в [14], фрактальный генератор – в [15].

Фрактальные структуры и процессы открывают новое поле приложений в радиоэлектронике. Такие фрактальные радиосистемы (рис. 10) содержат фрактальные антенны, а также цифровые фрактальные обнаружители, и используют фрактальные методы обработки данных; будущие устройства смогут использовать фрактальные методы модуляции и демодуляции радиосигналов.



Рис. 10. Авторская концепция фрактальных радиосистем и фрактальных радиоэлементов

Фрактальные лабиринты как миниатюрные фрактальные антенны

Последние несколько лет фрактальная лабиринтная топология стала быстрорастущим объектом интереса ученых. Программное обеспечение, созданное нами, было названо «Fractalizer» [13, 16]. Программное обеспечение (окно показано на рисунке 11) содержит первую графическую область графика, чтобы выбрать форму генератора фрактальной кривой и шаг дискретизации. Справа от панели генератора имеются графические инструменты

для определения параметров, такие как номер итерации основного ветвления, количество ветвей, номер итерации ветвей, ширина и высота линий, минимальный зазор между не связанными элементами (элементарными линиями) структуры и т.д. Программное обеспечение может сохранять фрактальные структуры в универсальном и хорошо известном формате чертежа типа Autodesk DXF. DXF файл может быть импортирован как геометрия фрактальных антенн в большинство современных компьютерных разработок и моделирования программного обеспечения, таких как ANSYS, Solid Works и т.д. Более того, программное обеспечение “Fractalizer” имеет панель настроек для запуска Ansoft HFSS в качестве программного обеспечения для моделирования фрактальной структуры. Процесс автоматизирован для электродинамического моделирования реальных миниатюрных фрактальных антенн. Схема обмена информацией – см. рисунок 12.

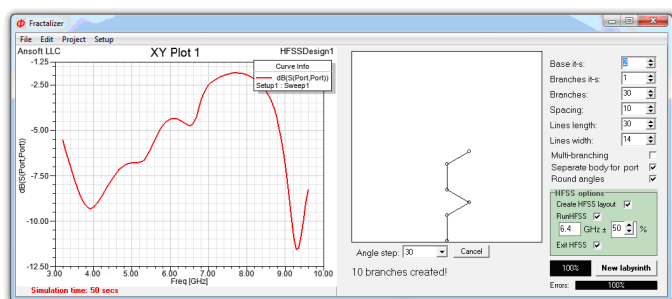


Рис. 11. Окно на компьютере для программного обеспечения этапов проектирования

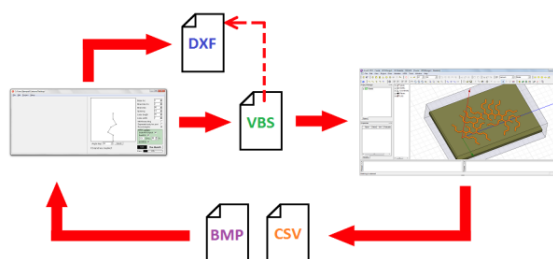


Рис. 12. Схема обмена информационными процессами

Сначала программа строит основную кривую на основе заданного пользователем генератора, который является первой итерацией фрактала. Затем программа вычисляет количество точек разрыва кривой (количество углов) и запоминает их как точки возможной базы ветвей. Потом, используя генератор случайных чисел, программа в цикле выбирает базовую точку ветвления и строит эту ветвь до того, как заданная итерация пользователя будет завершена или до того, как будет достигнуто препятствие (другая кривая). Количество циклов должно быть указано пользователем. После того, как структура готова, программное обеспечение сообщает количество успешно созданных ветвей и сохраняет структуру как файл DXF. Примеры синтеза фрактальных антенн показаны на рисунке 13. Результаты, полученные с помощью программного обеспечения, были автоматически импортированы в среду моделирования Ansoft HFSS 12 на основе метода конечных элементов (FEM). Результаты моделирования фрактальной антенны (рис. 13б) приведены на рисунке 14.

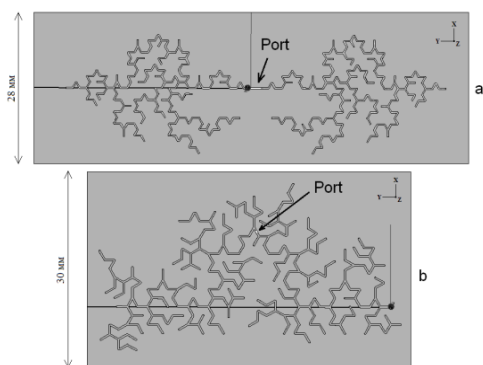


Рис. 13. Созданные фрактальные лабиринты для синтеза фрактальных антенн

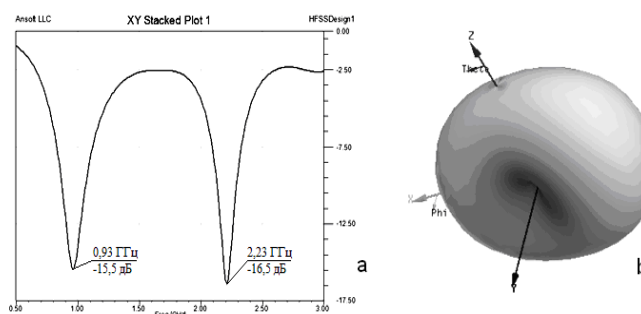


Рис. 14. Коэффициент отражения в частотной области (а) и трехмерная диаграмма направленности фрактальной антенны (б)

Фрактальная антенна имеет два резонанса. Первый соответствует частоте ниже 1 ГГц, т.е., антенна способна принимать волну длиной 0,32 м.

Фрактальные лабиринты и генетические алгоритмы в синтезе апертур больших робастных антенных решеток

Антенные решетки являются одним из основных компонентов больших современных радиосистем. Теория применения фракталов и дробного исчисления позволяет объединить достижения классических амплитудных и стохастических решеток [3]. Первый тип антенных решеток имеет относительно небольшие боковые лепестки в диаграмме направленности, но он чувствителен к ошибкам размещения элементов и значениям токов возбуждения. Второй тип решеток устойчив к ошибкам размещения элементов и их выходу из строя, но характеризуется относительно высоким уровнем боковых лепестков в диаграмме направленности. Применение принципа масштабирования (фракталы) для антенных решеток позволяет более гибко управлять диаграммой направленности излучения в области боковых лепестков.

Автором предложено синтезировать большие стохастические робастные антенные решетки с использованием свойств фрактальных лабиринтов. Это позволит контролировать энергию лепестков боковых лепестков. Второй шаг - объединение нескольких фрактальных лабиринтных кластеров с разной фрактальной размерностью D в пространстве синтеза большой антенной решетки. Поэтому таким естественным путем мы приходим к адаптивным фрактальным антеннам. Здесь необходимо использовать генетические алгоритмы [16] для оптимизации пространственно-временных больших и сверхбольших антенных апертур, соответствующих заданным критериям качества и обнаружения.

Фрактальные сигнатуры в проблемах оценки микрорельефа

Основываясь на проведенных экспериментах, мы в числе первых предложили методы оценки с использованием фрактальных характеристик качества поверхности изделий и свойств микрорельефа современных материалов [3, 17]. Интенсивное развитие методов обработки с помощью концентрированных энергетических потоков приводит к возникновению значительных трудностей в описании и оценке шероховатости по сравнению с профильным методом. В этих случаях форма элементов шероховатости и распределение элементов значительно отличается от обычной гауссовской концепции, которая была сформирована давно в рамках обработки материалов путем обработки резцами – рисунок 15 [3, 17].

Name	Relief elements	Name	Relief elements
<i>Mushroom-shaped</i>		<i>Dimples</i>	
<i>T-shaped</i>		<i>Globules</i>	
<i>Spades</i>		<i>Whispers (globulous-whisperous)</i>	
<i>Splats</i>		<i>Ridges</i>	
<i>Botiroidal</i>		<i>Moire</i>	

Рис. 15. Типы элементов рельефа современных микроповерхностей

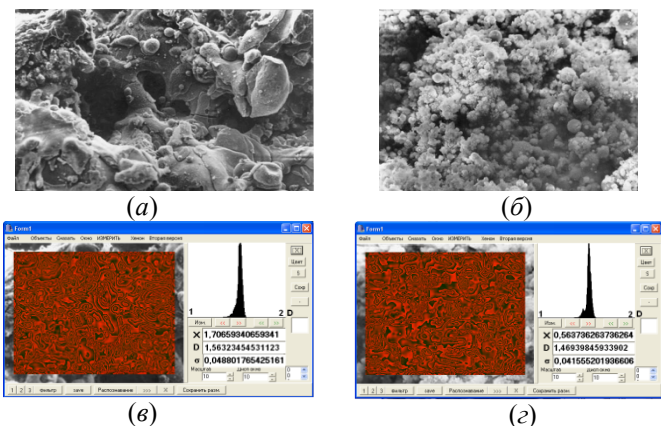


Рис. 16. Фрактальный анализ образцов с плазменным напылением: (а,б) - 2D – образ поверхности образцов; (в, г) - поле и гистограмма локальных D

Проблемы формирования качества поверхности, включая такие важные качественные характеристики, как ее шероховатость, становятся особенно важными благодаря созданию новых энергетических технологий металлообработки. Эти проблемы главенствуют и в области нанотехнологий, когда процессы формирования рассматриваются не как вторичное свойство, а как «ответ» структуры поверхностного слоя на влияние определенного физического процесса, и как свойство самой структуры; тем более размеры таких слоев сравнимы с длиной свободного пробега электронов. В [17] на микрорельефном уровне таких обработанных поверхностей мы продемонстрировали существование фрактальных кластеров с неровностями, распределенными по степенным законам с тяжелыми хвостами (рис. 16). Наличие фрактальности в различных средах можно контролировать, в частности, и при изменении скин-эффекта и импеданса. Именно пространственная/временная эволюция тока позволяет электромагнитным полям «чувствовать» фрактальные свойства (фрактальные сигнатуры) исследуемой физической среды.

Фрактальные нанотехнологии и фрактальные радиопоглощающие материалы

Элементарное расширение математического множества Кантора, с переводом на физический уровень, позволяет перейти к канторским блокам в плоскостной технологии наноструктур [13, 18-20]. Также возможен перколяционный синтез, предложенный авторами в 2007 году для наноструктурированных композитов. Применение рекурсивной процедуры позволяет формировать самоподобную иерархическую структуру вплоть до образования отдельных проводящих полос на чипе и в наноструктурах. Необходимо учесть и рассчитать взаимное и коллективное влияние электромагнитных полей на все компоненты чипа: проводящие дорожки, полупроводник, изолятор и т. д. При напылении вещества на поверхность твердого тела используется нелинейное уравнение Кардара-Паризи-Цванга (КПЦ). В [21] решено в малоугловом приближении уравнение КПЦ для анизотропного роста поверхности до момента наступления градиентной катастрофы.

Современные и перспективные поглощающие материалы и поверхности должны обладать широким спектром поглощения электромагнитного излучения при произвольных углах падения и поляризации падающего излучения. С этой точки зрения использование фрактальных метаматериалов и искусственных композитов, которые можно отнести к «умным» материалам, является наиболее перспективным способом [3, 12, 13, 18-20]. В дополнение к прямому использованию они могут иметь множество функций. Обратная задача решается при оценке эффективных коэффициентов диэлектрической и магнитной проницаемости многослойной фрактальной среды, которые могут быть тензорами в случае анизотропных материалов. Среда может быть сформирована пакетами (фрактальные «сэндвичи») из миниатюрных фрактальных антенн [13, 18]. Связанная топологическая фрактальная структура позволяет модулировать коэффициент пропускания электромагнитных волн. Самая низкая частота затухания соответствует длинам волн, которые могут значительно превышать внешние размеры фрактальной пластины, что делает такие фрактальные структуры сверхволновыми отражателями. Фотонные кристаллы используют брэгговское рассеяние для создания полосовых зазоров [13, 18]. В результате механизма брэгговского рассеяния ширина и поперечные размеры кристаллов фотонов должны быть несколько длин волн. Фрактальные фотонные и магнитные кристаллы имеют ряд преимуществ по сравнению с их классическими аналогами и являются, по существу, новыми средами для передачи информации.

Рассеяние волн на стохастической фрактальной поверхности

С процессами рассеяния волн на статистически неровной поверхности приходится сталкиваться при решении целого ряда актуальных физических и практических задач. Необходимость введения фрактальных моделей обусловлена следующими причинами [3, 6]:

1. Многочисленными экспериментами [3] установлено, что большинство поверхностей относится к фрактальным в определенных пространственно-временных масштабах.

2. Фрактальная поверхность предполагает наличие неровностей всех масштабов относительно длины рассеиваемой волны.

3. Фрактальные модели рассеяния волн являются естественным обобщением двухмасштабной модели, применяемой в дистанционном зондировании и в радиолокации.

4. Учет фрактальности значительно сближает теоретические и экспериментальные угловые зависимости удельных эффективных площадей рассеяния (ЭПР) σ_* [3]. Данный факт часто интерпретируется, как, в основном, инструментальная погрешность, что неверно.

5. Возможность применения недифференцируемых функций для описания неровностей, что позволяет корректно ввести экспоненциальные коэффициенты корреляции.

Далее рассмотрим вопросы теории рассеяния волн на стохастической фрактальной поверхности применительно к задачам формирования радиолокационных изображений (РЛИ) [6]. В общем случае РЛИ можно интерпретировать как карту (матрицу) ЭПР σ_* или сигнатуру (портрет) зондируемого объекта в случае высокого углового разрешения. Все изложенные ниже результаты являются приоритетными в России и в мире [3, 6].

Математическая постановка задачи и исходные соотношения приведены в [3, 6]. Фрактальный фронт волны, являясь недифференцируемым, не имеет нормали. Тем самым исключаются понятия “лучевая траектория” и “эффекты геометрической оптики”. В этом случае вводят “топотезу” фрактальной хаотической поверхности [3]. Рассеивающая поверхность моделируется диапазонно-ограниченной непрерывной фрактальной функцией неровностей $f(x)$, являющейся модифицированной функцией Вейерштрасса $W(t)$. Двумерная диапазонно-ограниченная функция Вейерштрасса $W(x, y)$ имеет вид:

$$W(x, y) = c_w \sum_{n=0}^{N-1} q^{(D-3)n} \sum_{m=1}^M \sin \left\{ Kq^n \left[x \cos\left(\frac{2\pi m}{M}\right) + y \sin\left(\frac{2\pi m}{M}\right) \right] + \varphi_{nm} \right\}, \quad (1)$$

где c_w – константа, обеспечивающая единичную нормировку;

$q > 1$ – параметр пространственно-частотного масштабирования;

D – фрактальная размерность ($2 < D < 3$);

φ_{nm} – произвольная фаза, распределенная равномерно в интервале $[-\pi, \pi]$.

На рисунке 17 приведены рассчитанные реализации функции Вейерштрасса $W(x, y)$ для различных масштабов. Реализация с фрактальной размерностью $D = 2,5$ соответствует классическому двумерному броуновскому процессу (рис. 17,б) [3, 6].

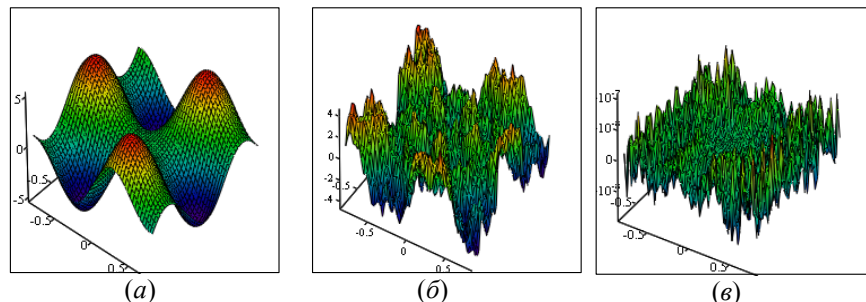
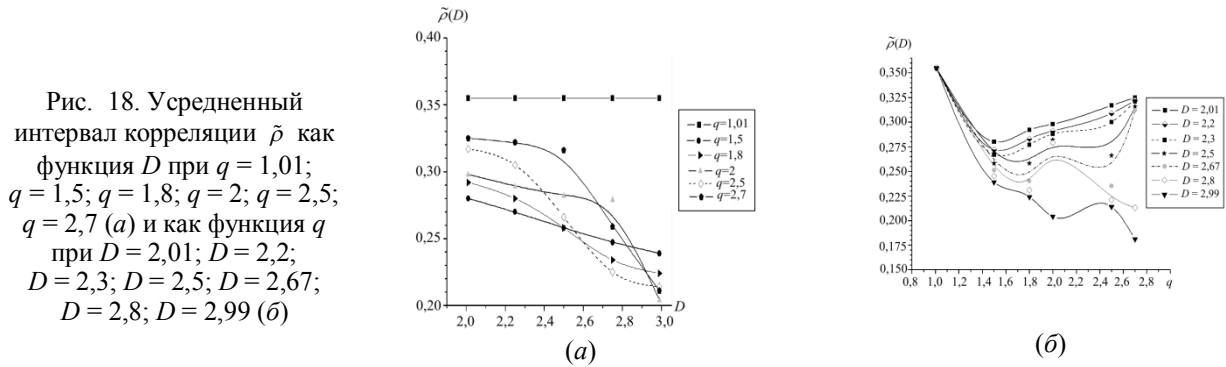


Рис. 17. Примеры функции Вейерштрасса при $N = 2, M = 3, D = 2,01, q = 1,01$ (а); $N = 5, M = 5, D = 2,5, q = 3$ (б); $N = 10, M = 10, D = 2,99, q = 7$ (в)

Функция $W(x, y)$ – анизотропная в двух направлениях, если M и N не очень велики. Функция $W(x, y)$ имеет производные и в то же время она – самоподобная. Такие параметры, как усредненный интервал корреляции $\tilde{\rho}$, среднеквадратичное отклонение σ и коэффициент пространственной автокорреляции $R(\tau)$ традиционно принято использовать для числен-

ного описания шероховатой поверхности. На рисунке 18 показаны зависимости $\tilde{\rho}$ от фактора масштаба q и фрактальной размерности поверхности D соответственно [3, 6].



Поле рассеяния ψ_p от конечной площадки S описывается следующим выражением:

$$\psi_p(\mathbf{r}) = -\frac{iL_x L_y k \exp(ikr)}{\pi r} 2F(\theta_1, \theta_2, \theta_3) \times \sum_{u_{1,0}=-\infty}^{+\infty} \dots \sum_{u_{1,N-1}=-\infty}^{+\infty} \dots \sum_{u_{2,0}=-\infty}^{+\infty} \dots \sum_{u_{2,N-1}=-\infty}^{+\infty} \dots \sum_{u_{M,N-1}=-\infty}^{+\infty} \times$$

$$\times \left[\prod_{n=0}^{N-1} \prod_{m=1}^M J_{u_{mn}}(c_j q^{(D-3)n}) \right] \exp(i \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=1}^M u_{mn} \phi_{mn}) \times \text{sinc}(\varphi_c L_x) \text{sinc}(\varphi_s L_y) + \psi_k,$$

где все обозначения приведены в [3, 6].

Пространственные индикатрисы рассеяния фрактальных поверхностей в СВЧ-диапазоне в настоящее время изучены совершенно недостаточно. Обширный банк / каталог характерных видов более 70 фрактальных рассеивающих поверхностей на основе функций Вейерштрасса, а также трехмерных индикатрисс рассеяния и их сечений, рассчитанных для длин волн $\lambda = 2,2$ мм, $\lambda = 8,6$ мм и $\lambda = 3,0$ см при разных значениях размерности D и изменяющейся геометрии рассеяния исследован и представлен нами в [6] впервые в мире. Глава в книге [6] по данным издательства InTech пользуется в мире сейчас повышенным спросом.

Волны в неупорядоченных больших фрактальных системах

В работах [22-25] подробно рассмотрены вопросы общей теории многократного рассеяния электромагнитных волн во фрактальных дискретных случайно-неоднородных средах на основе модификаций классической теории Фолди – Тверского. Интегральное уравнение для когерентного поля и второго момента поля для фрактальной рассеивающей среды имеют соответственно вид:

$$\langle \psi^a \rangle = \phi_i^a + \int u_s^a \phi_i^s w(\mathbf{r}_s) d\mathbf{r}_s + \iint u_s^a u_t^s \phi_i^t w(\mathbf{r}_s) w(\mathbf{r}_t) d\mathbf{r}_s d\mathbf{r}_t + \iiint u_s^a u_t^s u_m^t \phi_i^m w(\mathbf{r}_s) w(\mathbf{r}_t) w(\mathbf{r}_m) d\mathbf{r}_s d\mathbf{r}_t d\mathbf{r}_m + \dots,$$

$$\langle \psi^a \psi^{b*} \rangle = \langle \psi^a \rangle \langle \psi^{b*} \rangle + \int v_s^a v_s^b \langle |\psi^s|^2 \rangle w(\mathbf{r}_s) d\mathbf{r}_s + \int v_s^a v_s^b \langle |\psi^t|^2 \rangle w(\mathbf{r}_s) w(\mathbf{r}_t) d\mathbf{r}_s d\mathbf{r}_t +$$

$$+ \int v_s^a v_s^b \langle |\psi^m|^2 \rangle w(\mathbf{r}_s) w(\mathbf{r}_t) w(\mathbf{r}_m) d\mathbf{r}_s d\mathbf{r}_t d\mathbf{r}_m + \dots,$$

где $v_s^a = u_s^a + \int u_t^a v_s^t w(\mathbf{r}_t) d\mathbf{r}_t$, $w(\mathbf{r}_i) = (\mathbf{r}_i / \mathbf{r}_0)^{E-D}$, остальные обозначения приведены в [23, 25].

Рассмотрено аналитически уравнение радиолокации для фрактальной среды. Аналогично получаем решение для анизотропных неупорядоченных больших фрактальных систем: каскады фракталов, вложенные друг в друга, графы из цепочек фракталов, перколяционные системы, наносистемы, космический мусор, скопления беспилотников или малоразмерных космических аппаратов (МКА), в том числе мини- и микро- классов, динамические синтезированные космические антенные группировки (кластерные апертуры), малозаметные высотные псевдоспутники (HAPS), пространственно-распределенные космические системы (кластеры) из небольших МКА для решения задач мониторинга чрезвычайных ситуаций и т.д.

Выводы

Автором впервые в России и в мире созданы, разработаны и применены фрактально-скейлинговые методы для задач радиолокации, формирования фрактальной элементной базы и фрактальных радиосистем [1-13, 15, 18, 20, 26]. В целях технической реализации методов фрактальной радиоэлектроники необходимо иметь базу новых элементов, которая позволяет обрабатывать сигналы в пространстве дробной меры и имитировать фрактальные объекты и процессы, обладающие динамикой дифференциальных уравнений дробного порядка. Перспективными элементами фрактальной радиоэлектроники являются функциональные элементы с реализацией их фрактальных импедансов на основе фрактальной геометрии проводников на поверхности (фрактальные наноструктуры) и в пространстве (фрактальные антенны), фрактальной геометрии поверхностного микрорельефа материалов и т. д. [3-5, 13, 17-21].

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 (HAPS) или обнаружения кластеров HAPS и БПЛА, синтезированных кластеров космических антенн и космического мусора [22-26].

Открыт, предложен и обоснован новый вид и метод современной радиолокации, а именно, фрактально-скейлинговая или масштабно-инвариантная радиолокация [3-11, 26]. 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. Проведенные автором исследования в области теоретической радиолокации позволяют эффективно решать проблемы обнаружения сигналов в условиях интенсивных помех и создавать новые фрактальные ММО-системы. Показано, что физическое содержание теории дифракции становится более четким при фрактальном подходе и выделении фрактальной размерности D или фрактальной сигнатуры $D(\mathbf{r}, t)$ как параметра [3, 6]. Учет фрактальности значительно сближает теоретические и экспериментальные характеристики индикатрисс рассеяния земных покровов, что важно для задач радиолокации и дистанционного зондирования.

Библиографический список

1. Потапов А.А. Моя встреча с Б. Мандельбротом // Нелинейный мир. – 2007. – Т. 5. – № 6. – С. 402–404.
2. Потапов А.А. Бенуа Мандельброт (1924 – 2010) - человек, “преодолевший пропасть размерностей” // Успехи современной радиоэлектроники. – 2011. – № 3. – С. 5–10.
3. Потапов А.А. Фракталы в радиофизике и радиолокации: Топология выборки. – М.: Логос, 2002. – 664 с.; 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Университетская книга, 2005. – 848 с.
4. 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. Skiadas, C. – Switzerland, Basel: Springer Int. Publ., 2016. – P. 195–218.
5. 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. – New York, Nova Science Publ., 2017. – P. 35–94.

6. 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.

7. Потапов А.А. О стратегических направлениях в синтезе новых видов радиолокационных текстурно-фрактальных обнаружителей малоконтрастных объектов с выделением их контуров и локализацией координат на фоне интенсивных помех от поверхности земли, моря и осадков // Тр. 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 июня 2016 г.). – М.: Изд-во МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2017. – С. 438–448.

8. Потапов А.А. Фрактально-скейлинговая или масштабно-инвариантная радиолокация: открытие, обоснование и пути развития // Сб. науч. ст. по материалам II Всероссийской науч.-практ. конф. «Авионика». – Воронеж: ВУНЦВВС «ВВА», 2017. – С. 143–152.

9. Potapov A.A. Fractal Scaling or Scale-invariant Radar: A Breakthrough into the Future // *Universal Journal of Physics and Application (USA)*. – 2017. – V. 11. – No 1. – (http://www.hrpub.org/journals/article_info.php?aid=5857). P. 13–32.

10. 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.: Journal of Physics*. – 2017. – V. 918. – No 012015. – <https://doi.org/10.1088/1742-6596/918/1/012015>. – 19 p.

11. Потапов А.А. Физические основы и принципы построения фрактальных радаров и фрактальных сенсоров: Новое направление – фрактальный анализ и его применение в теории статистических решений и в статистической радиотехнике // РЭНСИТ. – 2017. – Т. 9. – No 2. – С. 129–138.

12. Потапов А.А. О концепции фрактальных радиосистем и фрактальных устройств // В кн.: *Нелинейная радиолокация*. – Ч. 3. – М.: Радиотехника, 2007. – С. 5–34.

13. Potapov A.A., Potapov Alexey A., Potapov V.A. Fractal Radioelement's, Devices and Fractal Systems for Radar and Telecommunications // *Proc. 14th Sino - Russia Symposium on Advanced Materials and Technologies* / Ed. Mingxing Jia (Sanya, Hainan Province, China: November 28 - December 1, 2017). – Beijing: Metallurgical Industry Press. – 2017. – P. 499–506.

14. Рехвиашвили С.Ш., Потапов А.А. Мемристор и целочисленный квантовый эффект Холла // *Радиотехника и электроника*. – 2012. – Т. 57. – No 2. – С. 207–210.

15. Potapov A.A. Oscillator with Fractional Differential Positive Feedback as Model of Fractal Dynamics // *J. Computational Intelligence and Electronic Systems*. – 2014. – V. 3. – No 3. – P. 236–237.

16. Потапов А.А., Слезкин Д.В., Потапов В.А. Фрактальные лабиринты в качестве основы геометрии новых видов фрактальных антенн и фрактальных антенных решеток // *Радиотехника*. – 2013. – No 8. – С. 31–36.

17. 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. – No 5. – С. 28–45.

18. Потапов А.А., Потапов А.А. (мл.), Потапов В.А. Фрактальный конденсатор, дробные операторы и фрактальные импедансы // *Нелинейный мир*. – 2006. – Т. 4. – No 4-5. – С. 172–187.

19. Grachev V. I., Potapov A. A., German V. A. Fractal Labyrinths and Planar Nanostructures // *Proc. PIERS 2013* (12 – 15 August, 2013, Stockholm, Sweden). – Cambridge, MA: Electromagnetics Academy. – 2012. – P. 122–125.

20. Потапов А.А. Фрактальные антенны, нанотехнологии, резонансы и плазмоны // *Успехи современной радиоэлектроники*. – 2011. – No 5. – С. 5–12.

21. Kulikov D.A., Potapov A.A., Rassadin A.E., and Stepanov A.V. Model for growth of fractal solid state surface and possibility of its verification by means of atomic force microscopy // *IOP Conf. Ser.: Mater. Sci. Eng.* – 2017. – V. 256. – No 012026. – <https://doi.org/10.1088/1757-899X/256/1/012026>. – 10 p.

22. Potapov A.A. Waves in Large Disordered Anisotropic Fractal Systems, in Clusters of Small-Size Space Vehicles, in Synthesized Space Antenna Aggregations - Cluster Apertures, and in Radar // *Book of Abstracts Int. Conf.-School "Shilnikov WorkShop 2017"* (Nizhni Novgorod, Russia, December 15-16, 2017). – Nizhni Novgorod: Lobachevsky State University of Nizhni Novgorod, 2017. – P. 32–33.

23. Потапов А.А. Теория многократного рассеяния электромагнитных волн во фрактальных дискретных случайно-неоднородных средах // Сб. докл. XXIV Междунар. НТК «Радиолокация, навигация, связь» (Воронеж, 17 – 19 апреля 2018 г.). – Воронеж: Изд-во «Научно-исследовательские публикации», 2018.

24. Potapov A.A., German V.A. Topological or Fractal Detectors. Principles of Building, Circuitry Engineering and Its Application for Detecting Stealthy High-Altitude Pseudo-Satellite // *Book of Abstracts of the 11th Chaotic Modeling and Simulation International Conference (Rome, Italy: 5-8 June, 2018)* / Ed. Christos Skiadas. – Rome: ISAST, 2018.

25. Потапов А.А. Теория многократного рассеяния электромагнитных волн во фрактальных дискретных случайно-неоднородных средах. Радиолокация фрактальных целей // РЭНСИТ. – 2018. – Т. 10. – No 1. – С. 3–22.

26. Бурцева Н. Фракталы на службе у военной науки (интервью с проф. А.А. Потаповым) // *Воздушно-космическая сфера*. – 2017. – No 2(91). – С. 36–41.

УДК 621.382; ГРНТИ 47.01.77

АППАРАТНО-ПРОГРАММНЫЙ КОМПЛЕКС РАЗРАБОТЧИКА ЦИФРОВЫХ УСТРОЙСТВ

И.С. Матвеев, В.С. Самойлов, С.А. Самойлов, Я.Д. Таланов

Владимирский государственный университет

*имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых, г. Владимир,
samoylov@rambler.ru*

Аннотация. Появление новых технологий производства программируемых логических интегральных схем и повышение сложности алгоритмов функционирования цифровых устройств обусловили задачу синтеза комплекса разработчика программируемых цифровых устройств. Проанализированы существующие средства разработчика, отмечены недостатки и отсутствие необходимых функций. Определен необходимый функционал комплекса разработчика программируемых устройств. Отмечена необходимость организации беспроводной связи на базе чувствительного трансивера. Предложена структурная схема комплекса и рассмотрены варианты применения разных программируемых логических микросхем. Предложенный комплекс разработчика обладает высокой функциональностью и универсальностью и может быть применен при решении широкого круга задач в области цифровой техники, при обработке сигналов, а также для построения моделей систем связи.

Ключевые слова. ПЛИС, цифровая обработка, беспроводная связь, нейрочипы, цифровые устройства.

HARDWARE AND SOFTWARE OF THE DEVELOPER OF DIGITAL DEVICES

I.S. Matveev, V.S. Samoylov, S.A. Smoylov, Ya.D. Talanov

Vladimir state university

*Alexander Grigoryevich and Nikolay Grigoryevich Stoletovykh's name, Vladimir,
samoylov@rambler.ru*

Abstract. Appearance of new production technologies of programmable logic integrated circuits and increase in complexity of algorithms of functioning of digital devices caused the task of synthesis of a complex of the developer of programmable digital devices. The existing means of the developer are analyzed, shortcomings and absence of necessary functions are marked. The necessary functionality of a complex of the developer of programmable devices is defined. Need of the organization of a wireless communication on the basis of the sensitive transceiver is marked. The skeleton diagram of a complex is offered and options of application of different programmable micrologic circuits are considered. The offered complex of the developer has high functionality and universality and can be applied in case of the solution of a wide range of tasks in the field of digital equipment, in case of signal processing and also to creation of models of communication systems.

Keywords. FPGA, digital processing, wireless communication, neurochips, digital devices.

Введение

В настоящее время наблюдается усложнение внутренней структуры и резкий рост количества цифровых устройств на базе программируемых логических интегральных схем (ПЛИС), представленных на рынке продукцией фирм Xilinx, Altera, Lucent, Atmel Corp и др.[1,2]. Появление целого ряда новых технологий, а также развитие микроэлектронной техники обусловили количественный и качественный рост цифровых программируемых устройств. Так, например, современные ПЛИС выполненные по технологии 0,22мкм способны работать на частотах до 300МГц и содержать до 10 миллионов логических вентилей. Микросхемы такого типа возможно использовать при построении сложных интеллектуальных устройств, в задачах цифровой обработки сигналов, в системах связи и при создании нейрочипов.

Применение быстродействующих программируемых интегральных логических схем с низким энергопотреблением в системах и сетях связи делает возможным разработку на их базе помехоустойчивых кодеков с высокой исправляющей способностью, построение моде-

лей каналов связи и имитаторов помех. Использование программируемых логических схем делает возможным применение параллельной обработки информации, даже в ресурсоемких алгоритмах обработки информации, например, в алгоритмах «мягкого» декодирования блочных кодов.

Таким образом, усложнение качества и количества задач реализуемых на ПЛИС при разработке новых цифровых устройств зачастую требует отладки, многократных испытаний и коллективного творчества инженеров и ученых [3]. Поэтому представляется актуальной задача создания комплекса разработчика, призванного уменьшить трудоемкость и временные затраты при создании устройств на базе программируемых логических микросхем.

Требования к аппаратно-программным инструментам разработчика

Представленные на рынке на сегодняшний день отладочные платы на базе ПЛИС или на базе микроконтроллеров имеют примерно одинаковый функционал (в большей мере предоставляющий набор всевозможных интерфейсов связи с периферийными устройствами), но содержат ряд недостатков и ограничивают возможности коллективной работы над одним проектом. К недостаткам существующих отладочных плат ПЛИС или микроконтроллеров следует отнести неизвлекаемость программируемых микросхем, что в аварийной ситуации выводит весь комплекс из строя. Наличие же только одной программируемой микросхемы на плате, ограничивает как объем, так и сложность решаемой задачи. Кроме того, большинство отладочных плат на базе программируемых устройств требует подключения внешних приборов, например задающих генераторов, стабилизаторов питания и т.д. Микросхемы оперативной памяти либо отсутствуют в таких устройствах, либо имеют весьма ограниченный объем. Еще одним недостатком существующих отладочных плат является невозможность беспроводной связи подобных устройств друг с другом, что резко ограничивает круг решаемых задач и делает практически невозможным коллективное творчество над одним проектом.

Таким образом, учитывая быстроедействие и объем современных ПЛИС и микроконтроллеров, а также расширившийся круг задач решаемых на базе программируемых, микросхем можно сформулировать необходимые требования для комплекса разработчика программируемых устройств, который должен содержать:

- подключение одной или нескольких микросхем ПЛИС и/или микроконтроллеров с возможностью их замены на однотипные различного объема;
- блока оперативной памяти с высокой емкостью;
- высокочастотный генератор прямоугольных импульсов с цифровым синтезатором частоты;
- стабилизатор напряжения;
- интерфейсы связи с персональным компьютером (RS-232, USB, IEEE-1394);
- блок ввода информации;
- блок индикации, в том числе цифровой дисплей;
- блок аналого-цифровых и цифро-аналоговых преобразователей;
- беспроводной модуль связи, с возможностью организации сети связи дальностью до 100м;
- аналоговые усилители, для управления электромеханическими или акустическими устройствами;
- разъемы расширения, для подключения внешних цифровых устройств.

Реализации программируемого комплекса разработчика

На рисунке 1 приведена структурная схема комплекса разработчика программируемых цифровых устройств на базе нескольких программируемых микросхем. Синтезатор частоты (СЧ) управляет генератором прямоугольных импульсов (Г), задавая коэффициент деления частоты. Таким образом удобно осуществлять изменение скорости работы алгоритмов программируемых микросхем без их перепрограммирования. Оперативная память (ОЗУ) может быть как адресуемая, так и не адресуемая, в виде буфера памяти типа FIFO или LIFO. Наличие неадресуемой памяти целесообразно при разработке таких устройств как кодеки или иных использующих стек обработки информации. Блок ввода информации (БВИ) и блок индикации (БИ) являются стандартными устройствами в виде светодиодов, кнопок, переключателей и звукового устройства. Также крайне желательно наличие цифрового дисплея, что расширит круг решаемых задач. Источник питания (ИП) представляет собой стабилизированный блок питания, для обеспечения функционирования как цифровых микросхем, так и аналоговых усилителей объединенных в блок аналоговых усилителей (БАУ). Блок подключения внешних модулей (БВМ) и блок интерфейсов связи с персональным компьютером (БИПК) являются стандартными преобразователями и разъемами, осуществляющими возможность работы с различными интерфейсами, например, RS-232. Блок аналого-цифровых и цифро-аналоговых преобразователей (АЦП/ЦАП) предназначен для обеспечения работы с аналоговыми устройствами, например, различными датчиками или внешними измерительными приборами. Модуль беспроводной связи (МБС) представляет собой приемопередатчик способный осуществлять те или иные виды амплитудной, частотной или импульсно-фазовой манипуляций. Подобный модуль беспроводной связи может быть реализован на высокочувствительном трансивере CC2500 фирмы Texas Instruments.

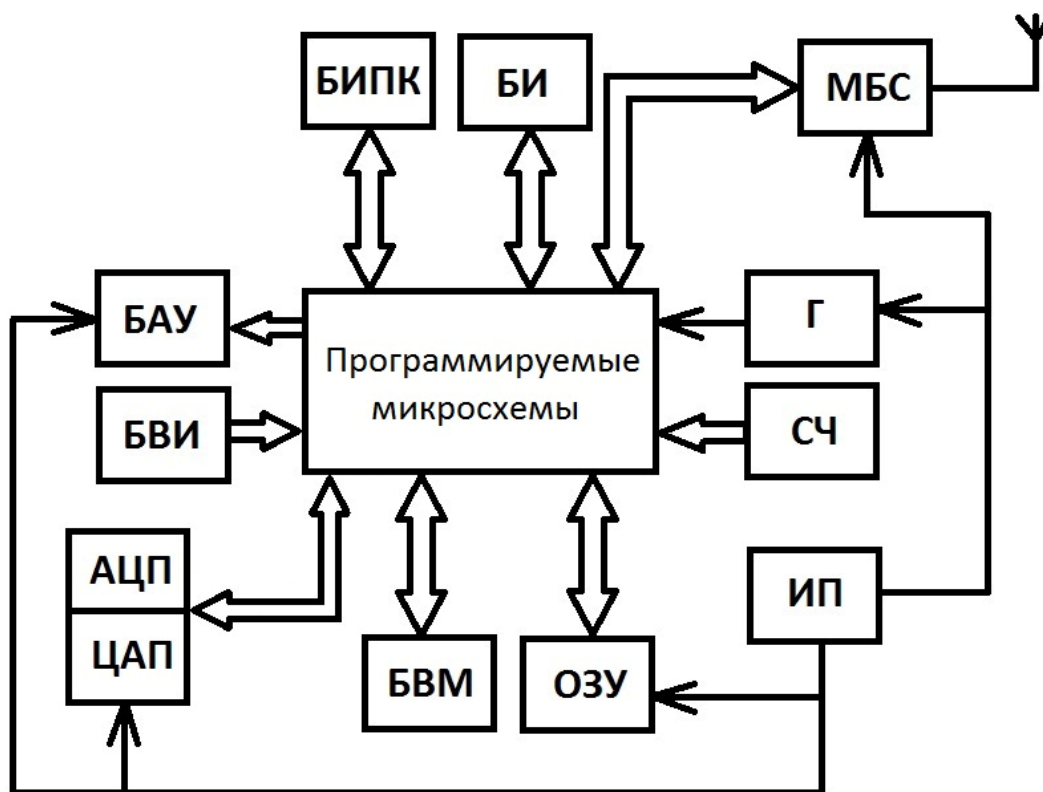


Рис. 1. Структурная схема комплекса разработчика программируемых цифровых устройств

Использование двух или более ПЛИС в одном комплексе возможно в различных конфигурациях. В одном случае, все интерфейсы сводятся к одной микросхеме ПЛИС и она отвечает за все процедуры ввода/вывода, остальные же ПЛИС предназначены исключительно для алгоритмов обработки данных и связаны только с основной ПЛИС. В другом случае возможно разделить функции ввода/вывода между разными ПЛИС. В третьем случае, наилучшим с точки зрения функциональных возможностей и универсальности, следует распараллелить управление устройствами ввода/вывода на все микросхемы ПЛИС, правда за счет некоторого усложнения комплекса в целом. Выбор того или иного варианта применения нескольких микросхем ПЛИС в одном комплексе разработчика, а также выбор конкретного типа ПЛИС из множества представленных на рынке, зависит от специфики решаемых задач при проектировании программируемых цифровых устройств [4].

Кроме одной или нескольких микросхем ПЛИС комплекс разработчика программируемых цифровых устройств может содержать и микроконтроллеры. К преимуществам микроконтроллеров относится возможность аналого-цифрового преобразования входных сигналов, гибкое программирование, особенно в задачах со множеством условий, наличие оперативной памяти, возможность реализации мощного математического аппарата. Но в отличие от микросхем ПЛИС, микроконтроллеры имеют весьма ограниченные возможности в области параллельной обработки данных, что особенно актуально в задачах разработки систем связи, при кодировании, декодировании, шифровании и дешифровании информации, создании нейронных сетей и т. п.

Для расширения спектра решаемых задач в области разработки цифровых устройств и снижения временных затрат, возможно одновременное применение в составе комплекса, как программируемых логических микросхем, так и микроконтроллеров. При этом целесообразно параллельные интерфейсы обмена данными с устройствами ввода/вывода реализовывать на ПЛИС, а последовательные, такие как, например, управление модулем беспроводной связи, осуществлять с помощью микроконтроллеров. Полезно и дублирование части интерфейсов, когда разработчику предоставляется возможность самому решать, каким образом и с помощью какого программируемого устройства производить обработку цифровых данных.

На сегодняшний день микроконтроллеры представлены на рынке продукцией фирм Atmel, Microchip, ST Microelectronics, ARM Limited и другими. Выбор того или иного микроконтроллера, как мощного арифметико-логического устройства для комплекса разработчика, определяется доступностью прикладного программного обеспечения, разрядностью микроконтроллера, объемом оперативной памяти, тактовыми частотами и экономическими соображениями.

Необходимо отметить, что применение в составе комплекса нескольких программируемых устройств, в том числе различного типа (ПЛИС и микроконтроллеров) усложняет задачу построения комплекса за счет разделения или дублирования интерфейсов обмена информацией с устройствами ввода/вывода. В этом случае желательно введение в состав комплекса программируемых пользователем коммутаторов, которые определяют какое именно программируемое устройство управляет тем или иным интерфейсом связи с устройствами ввода/вывода. Подобный подход повысит универсальность устройства и позволит разработчику самому конфигурировать комплекс под конкретную задачу и определять оптимальный алгоритм обработки цифровых данных.

Выводы

Предложенный комплекс разработчика программируемых цифровых устройств способен снизить трудозатраты при разработке сложных цифровых устройств на базе современных программируемых и специализированных цифровых микросхем, за счет выбора оптимального алгоритма управления и протокола обмена данными, а также способствует разработке собственных протоколов обмена информацией. Обладая высокой функциональностью и универсальностью подобные аппаратно-программные технические средства могут быть применены при решении широкого круга задач в области обработки цифровых сигналов, моделировании процессов и систем, построении интеллектуальных алгоритмов управления, а также для натурных экспериментальных исследований различных каналов связи..

Библиографический список

1. Кузелин М.О., Кнышев Д.А., Зотов В.Ю. Современные семейства ПЛИС фирмы Xilinx. Справочное пособие.-М.: Горячая линия-Телеком, 2004.-440с.,ил.
2. Стешенко В.Б. ПЛИС фирмы "ALTERA". Элементная база, система проектирования и языки описания аппаратуры.-М.:издательский дом "ДОДЭКА", 2002.-576С.
3. Угрюмов Е. П. Цифровая схемотехника. Учеб. пособие для вузов. Изд.2, БХВ-Петербург, 2004.- 357с.
4. Тарасов И.Е. Разработка цифровых устройств на основе ПЛИС Xilinx с применением языка VHDL.-М.: Горячая линия-Телеком, 2005.- 256с.

УДК 621.372.542; ГРНТИ 50.41.25

УСТРАНЕНИЕ НЕОДНОЗНАЧНОСТИ ФАЗОВЫХ ИЗМЕРЕНИЙ МЕТОДОМ ПОДОБИЯ ТРАЕКТОРИЙ

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

ФГБОУ ВО «Национальный исследовательский университет «МЭИ»

Россия, Москва, bugaevyn@mail.ru

Аннотация. Показана возможность устранения неоднозначности ФИ, основанная на выявлении подобия траекторий, полученных по результатам фазовых и амплитудных измерений, и приведены результаты моделирования. Реализация предложенного подхода к устранению неоднозначности ФИ рассмотрена на примере корреляционно-фазового пеленгатора (КФП), в котором дополнительно без увеличения аппаратуры сформирован режим корреляционно-амплитудного пеленгования (КАП).

Ключевые слова. Фазовые измерения, многопозиционный пеленгатор, устранение неоднозначности.

ELIMINATION OF PHASE AMBIGUITY OF THE MEASUREMENT METHOD OF SIMILARITY OF TRAJECTORIES

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

Of the "National research University "Moscow power engineering Institute"

Russia, Moscow, bugaevyn@mail.ru

Abstract. The possibility of elimination OF Phi ambiguity based on identification of similarity of the trajectories received by results of phase and amplitude measurements is shown, and results of modeling are resulted. The implementation of the proposed approach to the elimination OF Phi ambiguity is considered on the example of correlation-phase direction finder (KFP), which additionally formed without increasing the equipment mode of correlation-amplitude direction finding (CAP).

Keywords. Phase measurements, multiple finder, disambiguation

Многопозиционные фазовые пеленгаторы (ФП) находят применение при решении задачи высокоточного измерения угловых координат радиоизлучающих космических аппаратов (РКА) [1,2]. При этом возникает задача устранения неоднозначности фазовых измерений

(ФИ), которая обычно решается применением в ФП кроме измерительной базы, обеспечивающей требуемую точность измерения (точная шкала – ТШ), одной или нескольких промежуточных баз меньшей длины (промежуточная шкала – ПШ), а также «виртуальных» баз [3].

Для раскрытия неоднозначности ФИ в [4] предложены оптимальные и квазиоптимальные алгоритмы, использующие измерения на всех базах для определения целого числа периодов разности фаз на каждой базе.

Кроме оптимальных алгоритмов для раскрытия неоднозначности ФИ находят применение эвристические алгоритмы, такие как алгоритм последовательного устранения неоднозначности ФИ от одной базы к другой [2-4] и др. Характерной особенностью метода последовательного устранения неоднозначности ФИ является определение полного числа периодов разности фаз на i -й базе только по результатам измерений на $(i - 1)$ -й и i -й базах.

Любой из перечисленных алгоритмов обеспечивает раскрытие неоднозначности в некотором интервале угловых секторов – интервале однозначности, размеры которого зависят от расположения и диаметра антенн ФП и длины волны источника радиоизлучения (РИ), и нуждается в целеуказаниях, если источник РИ находится вне этого интервала.

Применение направленных следящих антенн в ФП позволяет существенно облегчить требования к величине интервала однозначности фазовых измерений, выбирая ее в соответствии с шириной диаграммы направленности (ДН) применяемых антенн для заданного диапазона угловых измерений. Оптимальное использование направленных антенн в ФП достигается при соответствии размеров зоны обнаружения сигнала (по амплитуде) величине интервала однозначных фазовых измерений.

Параметры антенны (диаметр зеркала, ширина ДН) выбираются, исходя из требований по чувствительности и пространственной селекции, тогда как параметры антенного поля ФП - исходя из заданных точностей и необходимости обеспечения однозначности фазовых измерений, по крайней мере, в пределах главного лепестка ДН антенны. При фиксированной расстановке антенн «угловые размеры» интервала однозначных фазовых измерений для каждой базы зависят от положения объекта на верхней полусфере. Они минимальны при наблюдении объектов, расположенных на направлениях, перпендикулярных базе ФП, и для двухшкального ФП определяются из соотношения:

$$\gamma_u = \lambda \cdot q / B_{PS}, \quad (1)$$

где γ_u - размер сектора по углу однозначных фазовых измерений;

λ - длина волны принимаемого сигнала;

q, p - коэффициент сопряжения шкал (коэффициент перехода);

$p / q = B_{IP} / B_{PS}$;

B_{PS} - длина базы точной шкалы ФП;

B_{IS} - длина базы промежуточной шкалы ФП.

Условие выполнения автономных однозначных угловых измерений с помощью двухшкального ФП с направленными антеннами по критерию обнаружения сигнала в пределах ширины главного лепестка диаграммы направленности антенны по уровню минус 3 дБ имеет вид:

$$B_{PS} \leq q \cdot d_A \quad (2)$$

Здесь d_A - диаметр антенн ФП.

Условие (2) предполагает, что объект находится в центральной части ДН. При обнаружении объекта вне указанных границ могут возникнуть аномальные ошибки, обусловленные ограниченной величиной интервала однозначных фазовых измерений. Поэтому для автономной работы ФП необходимо принять меры, существенно снижающие риск получения аномальных результатов.

Для расширения зоны достоверных и точных угловых измерений на всю верхнюю полусферу предлагается дополнительно к фазовому методу использовать метод амплитудной пеленгации источника сигнала.

Наличие в составе ФП нескольких одинаковых направленных антенн предоставляет возможность амплитудной пеленгации объекта в пределах их диаграмм направленности практически без привлечения дополнительных технических средств путем разведения антенн. На рисунке 1 приведена схема расположения ДН для 5 антенн ФП в «картинной» плоскости при амплитудном пеленговании объекта.

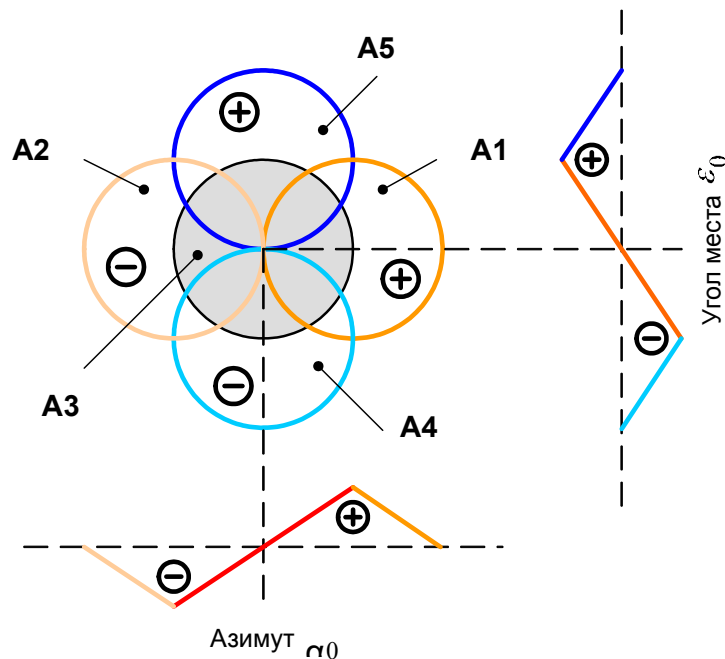
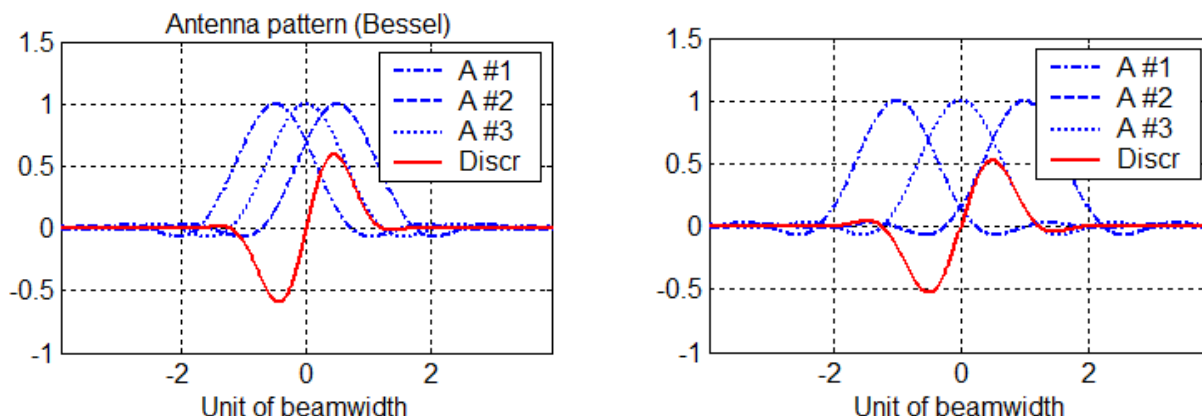


Рис. 1. Схема расположения ДН пяти антенн ФП в «картинной» плоскости при амплитудном пеленговании объекта

Так как закон модуляции сигнала источника РИ неизвестен, то для реализации амплитудного пеленгатора с разнесенными антеннами целесообразно использовать взаимно-корреляционный прием. Такой измеритель угловых координат будем называть корреляционно-амплитудным пеленгатором (КАП). При этом амплитудные измерения выполняются одновременно с фазовыми измерениями и используют общие приемные каналы.

Пеленгационные характеристики в режиме КАП приведены на рисунке 2.



а) сдвиг A1, A2 (A4, A5) на 0,5 ДН

б) сдвиг A1, A2, (A4, A5) на ДН

Рис. 2. Пеленгационные характеристики пятиантенного КАП

При проведении сеанса измерений угловых координат фазовым пеленгатором с направленными следящими антеннами процедура раскрытия многозначности (РМ), как правило, производится однократно в начале сеанса [2]. В дальнейшем ведется автосопровождение по фазовой информации (режим КФП). Ошибка раскрытия многозначности ФИ проявляется в постепенном увеличении ошибки фазового автосопровождения РКА, при этом объект постепенно выходит из ДН антенн, вплоть до срыва автосопровождения.

Наличие режима КАП позволяет контролировать процесс фазового автосопровождения. На участке значимых ошибок сопровождения, соизмеримых с интервалом однозначности, следует повторить раскрытие неоднозначности по той базе, где условия раскрытия наиболее подходящие (т.к. вероятность правильного РМ для одной базы выше, чем для другой, кроме случая равенства направляющих косинусов к каждой измерительной базе).

Если решение о повторном раскрытии принимается при отсутствии априорной информации о траектории РКА, то использование в качестве ЦУ для ФП данных амплитудного пеленгатора не обеспечивает требуемой точности. Это приводит к невозможности исправления ошибки РМ в процессе фазового автосопровождения.

Рассмотрим работу фазового пеленгатора в режиме автосопровождения по амплитудной информации (режим КАП) с одновременной синхронной записью всей фазовой информации. При этом в процессе послесеансной обработки появляется возможность производить раскрытие многозначности в оптимальных для каждой измерительной базы точках траектории РКА. Оптимальность определяется минимальным углом места и минимальным отклонением между направлением на РКА и соответствующей измерительной базой. Далее восстанавливаются фазовые отсчеты по точным базам за весь сеанс, по которым рассчитываются угловые координаты РКА.

Для раскрытия многозначности при послесеансной обработке предлагается использовать метод "подобия траекторий". Сущность метода состоит в том, что в заданном интервале возможных значений целого числа фазовых циклов для выбранных оптимальных для раскрытия по каждой измерительной базе точек выбираются такие значения РМ, при которых траектория РКА, измеренная амплитудным методом, подобна (параллельна) траектории, рассчитанной по полной фазовой информации. Под траекторией в данном случае подразумеваются временные последовательности азимута и угла места РКА.

Фазовые измерения с использованием предложенного подхода к раскрытию многозначности включают в себя следующие операции.

1. Сопровождение РКА фазовым пеленгатором в режиме КАП и формирование массива отсчетов угловых координат (азимут α , и угол места β) РКА по результатам амплитудной пеленгации.

2. Формирование массива фазовых отсчетов на точной базе ФП синхронно с отсчетами угловых координат (УК) КАП и непрерывное «спрямление» этих отсчетов за время измерений (сеанса).

3. По окончании сеанса выполняется сглаживание отсчетов фазы и УК.

4. В точке сеанса, соответствующей минимальному углу места РКА, производится оценка целого числа ф.ц. для соответствующих фазовых отсчетов с использованием угловых координат α , β , полученных в режиме КАП в этой же временной точке.

Оценка целого числа ф.ц. N_{PS} («нулевое» приближение) производится путем пересчета угловых координат в фазы ортогональных баз антенного поля ФП:

$$N_{PS} = \left\{ \frac{B_{PS}}{\lambda} K \right\}^+ \quad (3)$$

где K - направляющий косинус;

$$K_x = \cos \alpha_x = \cos \beta \cos \alpha \quad - \text{с осью } X;$$

$$K_y = \cos \alpha_y = \cos \beta \sin \alpha \quad - \text{с осью } Y;$$

$\{ \}^+$ - операция взятия целой части числа.

5. Восстанавливается массив фазовых отсчетов

$$\Phi'_{PS} = N_{PS} + \Phi_{PS} \quad (4)$$

с учетом целого значения найденных фазовых циклов.

6. Фазовые отсчеты Φ'_{PS} пересчитываются в значения азимута α' и угла места β' .

7. Вычисляются невязки dEl , dAz между «нулевым» приближением α' , β' и результатами измерений угловых координат α , β .

8. Повторяют операции по п.п.5-7, изменяя значение N_{PS} в обе стороны на величину, определяемую ожидаемой ошибкой измерения УК в режиме КАП (ошибка определения «нулевого» приближения).

9. Из полученного массива невязок dEl , dAz выбирается такая пара значений N_{PS} , при которой отклонение невязки от постоянного значения будет минимально. Эта пара значений N_{PS} будет соответствовать правильному раскрытию многозначности ФИ по каждой из баз.

Эффективность раскрытия многозначности при использования метода подобия траекторий исследовалась путем математического моделирования, результаты которого приведены на рисунке 3.

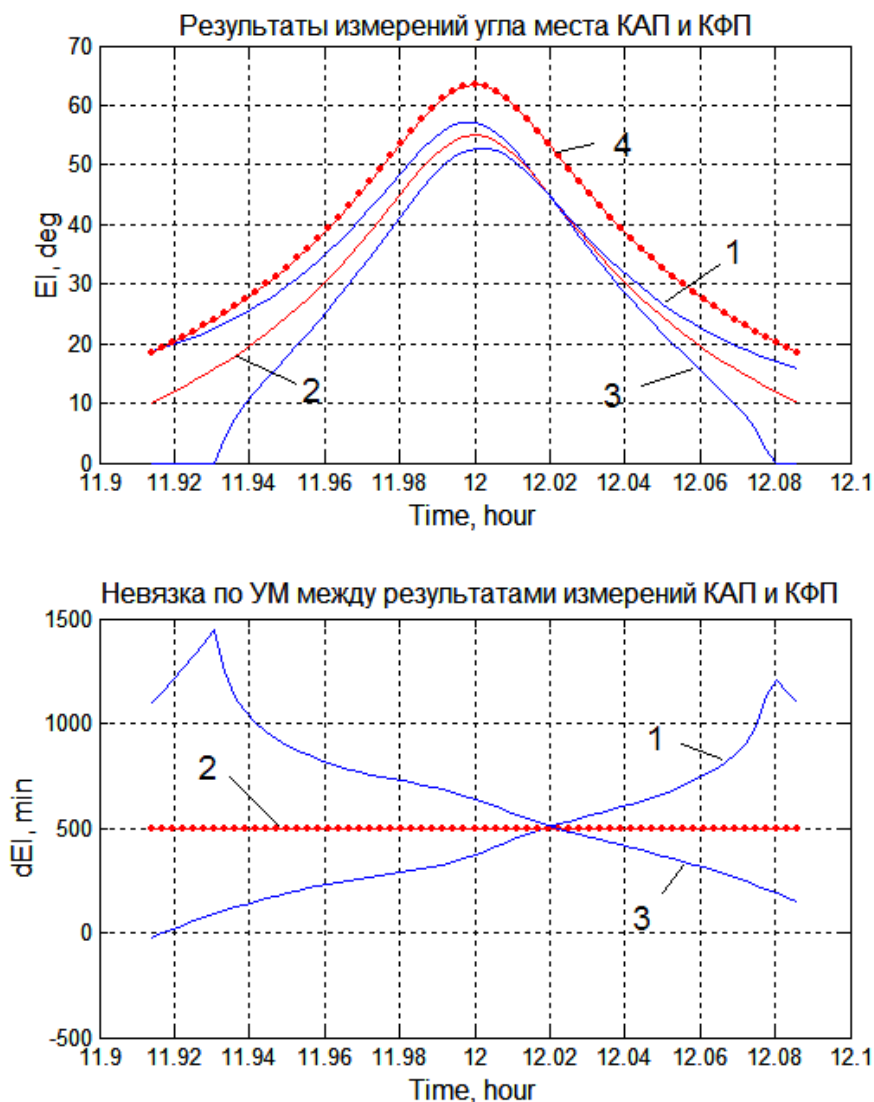


Рис. 3. Раскрытие многозначности фазовых измерений при использовании метода подобия траекторий

Моделирование выполнялось при следующих параметрах орбиты РКА:

- высота круговой орбиты 800 км
- высота кульминации КА 55 град
- азимут кульминации КА 225 град

Минимальный угол наблюдения РКА равен 10 град, частота сигнала источника РИ – 4 ГГц. Раскрытие многозначности ФИ ведется по базе $B_{PS}=50$ м.

На рисунке 3а обозначено: кривые 1, 3 - траектории РКА по результатам фазовых измерений при ошибке раскрытия многозначности в ± 10 ф.ц., кривая 2 - траектория РКА по результатам фазовых измерений при ошибке раскрытия многозначности в 0 ф.ц, кривая 4 – траектория РКА по результатам амплитудных измерений.

По результатам моделирования можно сделать следующие выводы.

1. Подбор целого числа ф.ц. для массива спрямленных значений фазовых отсчетов за время наблюдения позволяет свести до постоянного значения невязку между результатами измерений угловой координаты в режимах КФП и КАП.

2. Наибольшая величина невязки наблюдается при малых углах места, где и целесообразно выполнять раскрытие многозначности ФИ.

3. Метод подобия траекторий применим при пеленгации РКА, направление на которые меняется относительно направлений баз на величину, обеспечивающую оптимальные точки раскрытия многозначности для обеих измерительных баз ФП.

Библиографический список

1. Зотиков Б.Д., Мешков М.Н., Турлов З.Н. / под редакцией Мешкова М.Н.. Малобазовые корреляционно-фазовые пеленгаторы контроля траектории космических аппаратов различного назначения, Радиотехнические тетради, №47, 2012. – с.8-59.
2. 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.
3. Карманов Ю.Т., Заляцкая И.И. Устранение неоднозначности измерения пеленгов в малобазовых широко-диапазонных пеленгаторах путем алгоритмического формирования дополнительных «виртуальных» баз. / Вестник ЮУрГУ. Серия «Компьютерные технологии, управление, радиоэлектроника», том 15, № 1, 2015. – с.11-15.
4. Денисов В.Н., Дубинин Д.В. Фазовые пеленгаторы – Томск: ТУСУР, 2002. – 251 с.

УДК 621.396.96

АДАПТИВНЫЕ РЕЖЕКТОРНЫЕ ФИЛЬТРЫ

А. Ибрагимов

*Рязанский государственный радиотехнический университет
Россия, Рязань, ahmet-9325@mail.ru*

Аннотация. В данной работе описаны критерии и алгоритмы адаптации режекторных фильтров к неизвестным спектрально-корреляционным характеристикам пассивных помех. Проведено сравнение эффективности точных и приближенных алгоритмов. Приведена структурная схема адаптивного режекторного фильтра скользящей обработки.
Ключевые слова. Алгоритм адаптации, пассивная помеха, режекторный фильтр.

ADAPTIVE NOTCH FILTERS

A. Ibragimov

*Ryazan state radio engineering university,
Russia, Ryazan, ahmet-9325@mail.ru*

Abstract. In this paper the criteria and algorithms of adaptation of the cut-off filters to unknown spectral correlation characteristics of passive noise are considered. The efficiency of exact and approximate algorithms is compared. The structural scheme of the adaptive cutting filter of the sliding processing is carried out.

Keywords. Adaption algorithm, passive jamming, notch filter.

Введение

Пассивные помехи типа мешающих отражений от медленно или неподвижных объектов – поверхности моря, суши, гидрометеоров и металлических отражателей, которые сбрасываются противником, значительно нарушают работу радиолокационных систем используемых в различных целях [1]. Интенсивность пассивных помех приводит к перегрузке приемного тракта, что приводит к потере полезных сигналов. На фоне мешающих отражений полезный сигнал может быть не обнаружен или потерян даже при отсутствии перегрузок.

При обнаружении сигналов движущихся целей на фоне пассивных помех важнейший процесс обработки – это режектирование спектральных составляющих помехи [2]. Отсутствие наличия априорной информации о спектрально-корреляционных характеристиках помехи, их нестационарность и неоднородность в зоне обзора значительно усложняют осуществление результативного режектирования помехи. Преодолеть априорную неопределен-

ность можно с помощью методов адаптации к неизвестным корреляционным свойствам помехи, которые приводят к разработке адаптивных режекторных фильтров.

Алгоритмы адаптации

Адаптация режекторного фильтра (РФ) с заданным порядком m заключается в эмпирическом нахождении вектора весовых коэффициентов $G = \{G_k\}$, $k = \overline{0, m}$, который является оптимальным по критерию эффективности выделения сигнала на фоне входящей помехи [2]. При использовании гауссовской статистики входных данных в качестве такого критерия используется коэффициент улучшения отношения сигнал/помеха:

$$\mu = G^{T*} G / G^{T*} (R_{\Pi} + \lambda I) G = \left[(G^{T*} R_{\Pi} G / G^{T*} G) + \lambda \right]^{-1}, \quad (1)$$

где, R_{Π} – корреляционная матрица помехи, с элементами $R_{jk} = \rho_{jk} e^{i(j-k)\theta}$;

$\rho_{jk} = [(j-k)T]$ – коэффициенты межпериодной корреляции;

θ – доплеровский сдвиг фазы за период повторения T помехи ($\theta_c = \varphi$);

$\lambda = \sigma_{\Pi}^2 / \sigma_{\Pi}^2$ – отношение шум/помеха;

$I = [\delta_{j,k}]$ – единичная матрица.

Оптимизируя критерий (1) получим модифицированный критерий:

$$\gamma = G^{T*} R_{\Pi} G. \quad (2)$$

Коэффициенты g_k которые соответствуют условию $\gamma_{\min} \rightarrow \min_G \gamma$ с учётом их симметрии и ограничения $g_0 = 1$ при $m \leq 3$ вычисляется из уравнения $\partial(G^{T*} R_{\Pi} G) / \partial g_1$. Для адаптивных алгоритмов, используя оценочные значения коэффициентов $\hat{\rho}_{1k}$ получаем:

при $m=1$ $g_0 = 1$, $g_1 = -\hat{\rho}_{12}$; при $m=2$ $g_0 = g_2 = 1$, $g_1 = -2\hat{\rho}_{12}$;

при $m=3$ $g_0 = -g_3 = 1$, $g_1 = -g_2 = -(\hat{\rho}_{12} - \hat{\rho}_{13}) / (1 - \hat{\rho}_{12})$.

Алгоритмы, которые соответствуют критерию (1), называются точными, а критерию (2) – приближёнными. Для сравнения эффективности, реализуемых алгоритмов обоих типов определим выигрыш $\Delta\mu$ в коэффициенте μ адаптируя по отношению к классическим фильтрам череспериодной компенсации с биномиальными весовыми коэффициентами $g_k = (-1)^k C_m^k$. Зависимости от нормированной ширины β_{Π} гауссовского спектра помехи продемонстрированы на рисунке 1.

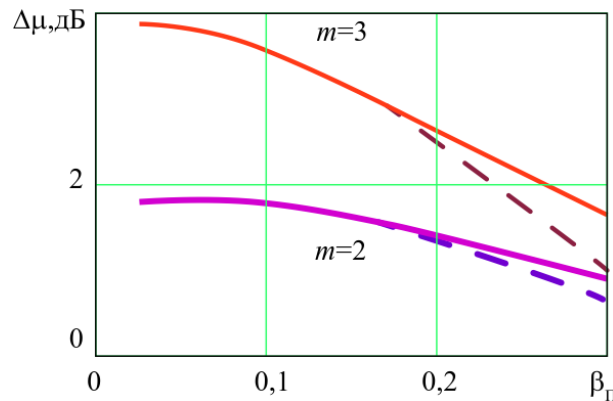


Рис. 1. Зависимость выигрыша $\Delta\mu$ от нормированной ширины β_{Π} гауссовского спектра помехи

Сплошные кривые относятся к точным алгоритмам адаптации, которые реализуют максимальную для каждого отдельно взятого порядка АРФ результативность режектирования помехи, а штриховые относятся к приближенным. Как видно из рисунка, значение выигрыша зависит от порядка фильтра ширины спектра помехи и ширины спектра помехи (например, если $m=3$ значение выигрыша в таком случае может приближаться к 4 дБ). Тогда приближенные алгоритмы по критерию (3) в случае когда $\beta_{\Pi} < 0,2 \dots 0,3$ фактически не уступают точным алгоритмам, а если учесть, что для их реализации при $m \geq 2$ количество оцениваемых коэффициентов корреляции равно $m-1$, лучше использовать в этом случае приближенные алгоритмы. Необходимо заметить, что весовые коэффициенты g_k для АРФ высоких порядков ($m \geq 4$) разумно оптимизировать по вероятностному критерию, потому что оптимизация по критериям (3) в данном случае приводит к уменьшению полосы пропускания и чрезмерному подавлению помехи.

Структурная схема АРФ

Благоприятнее провести синтез структуры АРФ основываясь на его системную функцию в z -плоскости. АРФ при канонической форме реализации:

$$H(z, e^{i\hat{\phi}}) = \sum_{k=0}^m \hat{g}_k e^{ik\hat{\phi}} z^{-k} = \sum_{k=0}^m \hat{g}_k (z^{-1} e^{i\hat{\phi}})^k. \quad (3)$$

На рисунке 2 приведена структурная схема при $m=3$ для цифрового АРФ скользящей обработки синтезированной в соответствии с соотношением (3) [3].

Цифровые коды $U_j = x_j + iy_j$ отсчетов комплексной огибающей полученных данных последовательно задерживаются в ЗУ и при помощи оператора $e^{i\hat{\phi}}$ в комплексных перемножителях подвергаются двумерному повороту. В итоге в зависимости от номера каждого отсчета поворачиваются на угол $(m-j)\hat{\phi}$ исходные помеховые слагаемые $U_{nj} = U_j = ue^{i(j\varphi + \varphi_0)}$, что сводит к их синфазности. На основе запоминающего устройства фильтра выполняются измерители оценок $\hat{\rho}_{1k}$ и $e^{i\hat{\phi}}$ которые соответствуют алгоритмам работы [4].

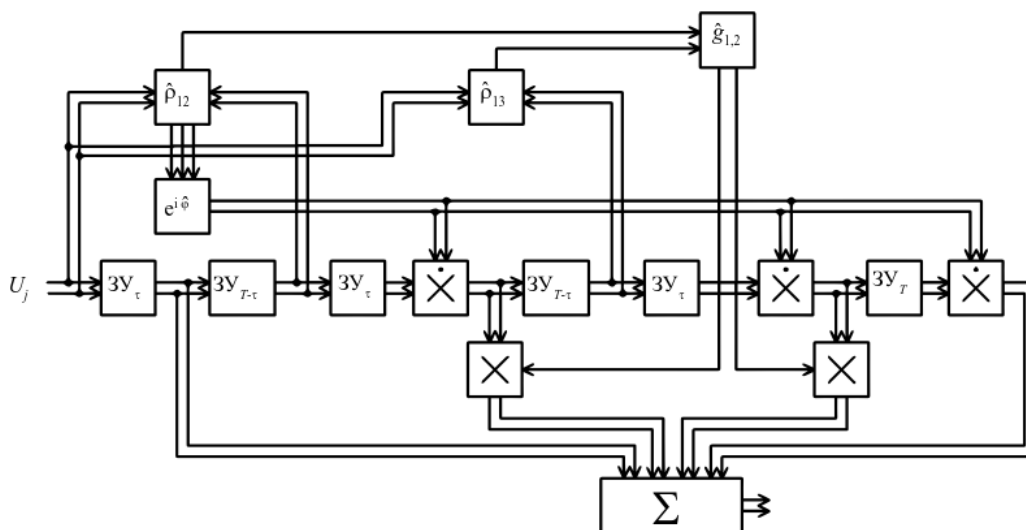


Рис. 2. Структурная схема цифрового АРФ скользящей обработки для m=3

По оценкам $\hat{\rho}_{12}$, $\hat{\rho}_{13}$ определяются коэффициенты $\hat{g}_1$, $\hat{g}_2$ с помощью адаптивных алгоритмов, которые соответствуют критерию (2). Искомые оценки по отношению к среднему элементу обучающей выборки из-за задержек при вычислениях и усреднения по дальности определяются с задержкой τ [4]. Аналогичность во времени обработки в АРФ отсчётов U_j среднему элементу обучающей выборки достигается при помощи ведения на вход АРФ дополнительной задержки t разложением задержки T на интервалы $T-t$ и t и при соответствующем подключении измерителей и весовых блоков. Тогда погрешности при адаптивной перестройке параметров АРФ которые возникают из-за неоднородности помех в зоне обзора становятся минимальными.

АРФ при каскадной форме реализации:

$$H(z, e^{i\hat{\phi}}) = \prod_{k=1}^m (1 - e^{(\hat{\theta}_{0k} + \hat{\phi})} z^{-1}),$$

где величины $\hat{\theta}_{0k}$, которые задают положение нулей $z_{0k} = e^{i\hat{\theta}_{0k}}$, вычисляются также с помощью адаптивных алгоритмов, например:

$$\text{при } m=2 \quad \hat{\theta}_{0(1,2)} = \arccos(-\hat{g}_1/2) = \pm \arccos \hat{\rho}_{12};$$

$$\text{при } m=3 \quad \theta_{01} = 0, \hat{\theta}_{0(2,3)} = \pm \arccos(|1 + \hat{g}_1|/2).$$

Заключение

Рассмотренные алгоритмы адаптации АРФ, позволяют улучшить режектирование пассивных помех в условиях априорной неопределенности их спектрально-корреляционных характеристик и адаптироваться к аргументу и модулю реальной корреляционной функции помехи, не аппроксимируя её форму, а процесс адаптации завершается в пределах его переходного процесса.

Библиографический список

1. Радиоэлектронные системы: основы построения и теория: справ. // под ред. Я. Д. Ширмана. 2-е изд., перераб. и доп. М.: Радиотехника, 2007. 512 с.

2. Адаптация нерекурсивных режекторных фильтров// Попов Д.И. Изв. вузов. Радиоэлектроника. 2009. № 3/4. С. 46-55
3. Д. И. Попов: Режекторный фильтр // а. с. 934816 СССР, МКИ5 G 01 S 7/36, 13/52. Оpubл. 27.11.1998. // Изобретения. 1998. № 33. 20 с.
4. Попов Д. И. Оценивание параметров пассивных помех // Изв. вузов. Радиоэлектроника. 2003. № 3. С. 71–80.

УДК 621.396.96

АНАЛИЗ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ КОГЕРЕНТНЫХ И НЕКОГЕРЕНТНЫХ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТЕЙ РАДИОИМПУЛЬСОВ КАК СПОСОБ УСТРАНЕНИЯ НЕОДНОЗНАЧНОСТЕЙ ПРИ ОДНОВРЕМЕННОМ ИЗМЕРЕНИИ ДАЛЬНОСТИ И СКОРОСТИ МЕТЕОБЪЕКТОВ В ДОПЛЕРОВСКИХ МЕТЕОРОЛОГИЧЕСКИХ РЛС

П.Е. Кожин

*Рязанский государственный радиотехнический университет
Российская Федерация, г. Рязань, petr.kozhin.95@mail.ru*

Аннотация. В данной работе проводится сравнительный анализ двух видов последовательностей радиоимпульсов, используемых в доплеровских метеорологических радиолокационных станциях (ДМРЛС) для устранения неоднозначностей в определении однозначных координат дальности и радиальной скорости при их одновременном измерении.

Ключевые слова. Период повторения радиоимпульсов, функция неопределённости, зона однозначных измерений, частота Доплера.

ANALYSIS OF THE USE OF COHERENT AND UNCERTAINTY SEQUENCES OF RADIOIMPULSES AS A METHOD OF REMOVAL OF MULTIPURPOSES IN A SIMULTANEOUS MEASUREMENT OF THE DISTANCE AND SPEED OF METEOROBONTS IN THE DOPPLERED METEOROLOGICAL RADAR

P.E. Kozhin

*Ryazan State Radio Engineering University
Russian Federation, Ryazan, petr.kozhin.95@mail.ru*

Annotation. In this paper, a comparative analysis of two types of radio impulse sequences used in Doppler weather radar stations (DMLR) is performed to eliminate ambiguities in the determination of single-valued coordinates of range and radial velocity when they are simultaneously measured.

Keywords. Period of repetition of radio pulses, uncertainty function, single-measurement zone, Doppler frequency.

Введение

С начала 60-х, радиолокация, как способ получения информации о воздушных объектах, стала использоваться в метеорологии. Для работ по оперативному наблюдению за метеобъектами и их научному исследованию стали применять специализированные радиолокационные станции (МРЛС).

Основной задачей МРЛС как на заре своей работы, так и в настоящее время является предоставление радиолокационной информации (РЛИ) о метеобъектах (мощной кучевой облачности, грозах, зонах турбулентности, местах интенсивных осадков, смерчах и сильных кратковременных порывах ветра и т. д.) различным потребителям. Основными потребителями подобной РЛИ являются: центры прогнозирования погоды, службы контроля воздушного пространства аэропортов, институты, занимающиеся проблемами изменений климата и проч.

В настоящее время, опираясь на опыт исследований эффекта Доплера в метеорологических наблюдениях, широкое применение получили импульсные доплеровские МРЛС. Используемые в них когерентные и некогерентные импульсы являются почвой для бурного обсуждения их достоинств и недостатков в исследовании свойств метеобъектов [1].

Постановка задачи

Для обнаружения гидрометеоров в ряде случаев выбираются импульсные доплеровские МРЛС (ДМРЛС). В них пачки зондирующих радиоимпульсов имеют период повторения $T_{\text{п}}$, который удовлетворяет условию обеспечения однозначных измерений дальности и скорости метеорообъекта или другими словами, величина задержки сигналов радиоэха не должна превышать $T_{\text{п}}$ зондирующего сигнала (частота Доплера $F_{\text{д}}$ при этом много больше $T_{\text{п}}$) [1]:

$$T_{\text{п рэ}} < T_{\text{п зс}}. \quad (1)$$

В случае одновременного измерения времени запаздывания (дальности до объекта) и частоты принимаемого сигнала (радиальной скорости) возникают немало важные противоречия однозначного определения скорости и дальности:

$$R_{\text{max}} V_{\text{max}} = \frac{c \cdot \lambda}{8}, \quad (2)$$

где R_{m} – максимальная однозначно измеряемая дальность наблюдений;
 V_{m} – максимальная скорость ветра;
 c – скорость света;
 λ – длина волны радиосигнала.

Данное противоречие невозможно разрешить путём изменения каких-либо из этих параметров. К примеру, при увеличении максимальной однозначно измеряемой дальности R_{max} величина однозначно измеряемой скорости V_{max} будет уменьшаться. Верно и обратное явление. В случае, когда будет увеличена величина длина волны λ , обнаруживающая способность ДМРЛС резко упадёт вследствие уменьшения эффективной поверхности рассеивания (ЭПР) метеоцели пропорционально λ^4 [1].

Рассмотрим варианты устранения неоднозначностей с помощью когерентных и некогерентных последовательностей радиоимпульсов.

Анализ когерентных и некогерентных последовательностей радиоимпульсов Когерентная последовательность радиоимпульсов

Когерентной пачкой импульсов называют пачку, у которой начальные фазы всех N радиоимпульсов связаны между собой детерминированной зависимостью [2].

При использовании когерентной последовательности радиоимпульсов исследуется функция неопределённости (ФН), которая характеризует неопределённость данного радиосигнала. При этом формируется диаграмма неопределённости для когерентной последовательности радиоимпульсов с конечной длиной [3]. Внутри этой диаграммы есть зона, которая свободна от неопределённости и имеющая размер, равный:

$$B = T_{D \text{ max}} \cdot f_{V \text{ max}}, \quad (3)$$

где $T_{D \text{ max}} = \frac{1}{F_{\text{п зс}}}$ – максимальное время запаздывания приходящих сигналов;
 $f_{V \text{ max}} = \frac{F_{\text{п зс}}}{2}$ – максимальное значение частоты Доплера $F_{\text{д}}$;
 B – величина, пропорциональная зоне однозначных измерений (ЗОИ).
 Тогда соотношение неопределённости (1) примет вид:

$$R_{max}V_{max} = \frac{c \cdot \lambda}{4} B. \quad (4)$$

Однако это соотношение справедливо не для всех длин волн и максимально определяемых координат скорости и дальности. Так, для $R_{max} = 450$ км, $V_{max} = 50$ м/с и $\lambda = 0.05$ м не существует оптимальной частоты повторения $F_{пзс}$. Этот факт приводит к появлению неопределённости в определении дальности и скорости [3].

Следовательно, одновременно избавиться от неоднозначности в системе координат «дальность-скорость» не представляется возможным. Тогда необходимо минимизировать оба эффекта. Для этого необходимо расширить ЗОИ.

Однозначно измерить частоту Доплера F_d возможно осуществить в диапазоне $[-\frac{1}{2T}; \frac{1}{2T}]$, что при использовании когерентно-импульсных радиосигналов с высокой скважностью для наблюдения за реальными гидрометеорами недостаточно. Чтобы расширить этот диапазон и тем самым увеличить ЗОИ используют метод вобуляции частоты повторения – использование неэквидистантной последовательности импульсов (с чередующимися частотами (периодами) повторения $F_{пзс1}$ и $F_{пзс2}$ ($T_{п1}$ и $T_{п2}$)) [4].

Исследования показывают, что при расширении ЗОИ с помощью двухчастотной вобуляции ухудшается погрешность оценки радиальной скорости. Это означает, что для разрешения задачи совместного измерения дальности и скорости при использовании когерентно-импульсных сигналов в ДМРЛС требуется рассмотреть более совершенную систему обнаружителя-измерителя [4].

Стохастическая последовательность радиоимпульсов

В связи с трудностями, встречающимися при использовании когерентной последовательности радиоимпульсов в разрешении задачи устранения неопределённостей при совместном определении дальности и скорости, наибольший интерес представляет использование в импульсных ДМРЛС некогерентной последовательности радиоимпульсов. К таким сигналам относят стохастические сигналы.

Они представляют собой сложные псевдослучайные радиосигналы с изменяющимися во времени параметрами и конечной энергией. Данный вид сигналов относится к узкополосным и исследование разрешающей способности осуществляется на основе ФН, представляющая собой скалярное произведение случайных сигналов в гильбертовом пространстве $G_{\Pi}(\Lambda, G_{\Pi}(R))$ и имеет вид [3]:

$$\begin{aligned} \chi(F_d, \tau) \cong (x_1, x_2)_{G_{\Pi}(\Lambda, G_{\Pi}(R))} &= E \left\{ \int_R x_1(\vartheta, \lambda) x_2^*(\vartheta, \lambda) d\vartheta \right\} = \exp\{-jF_d \tau_1\} \frac{1}{N} \times \\ &\times \sum_{n=1}^N \sum_{m=1}^N x_n x_m^* \int_R B(t, \tau) L_T(t - [n-1]T_c) \times \\ &\times L_T^*(t - [m-1]T_c - \tau) \exp\{-jF_d t\} dt. \end{aligned} \quad (5)$$

При рассмотрении процесса распространения и рассеяния радиоволн в пространстве считается, что этот процесс представляет собой линейную фильтрацию, поэтому ФН может дать точное решение проблемы разрешающей способности.

В случае использования некогерентных последовательностей ширина $\Delta\tau$ ковариационной функции (КФ) $B(\tau)$ меньше периода повторения импульсов $F_{пзс}$ ($\Delta\tau < F_{пзс}$). Это означает, что с помощью стохастических сигналов при условии $\Delta\tau \ll F_{пзс}$ можно устранить не-

однозначности в измерениях дальности. К тому же, если ширина ковариационной функции будет меньше длительности импульса ($\Delta\tau < t_{\text{имп}}$), повышается разрешающая способность по дальности. Неоднозначность в определении скорости, а также эффекты подмены и наложения можно исключить путём уменьшения периода $T_{\text{п}}$ следования зондирующих радиоимпульсов [3].

Благодаря наличию ковариационной функции $B(\tau)$ в (1) количество зон неоднозначности ФН значительно уменьшается по сравнению с последовательностью когерентных импульсов.

Применение стохастических радиоимпульсов позволяет определить минимальную площадь ЗОИ, которая равна $0.3/\lambda$.

Выводы

На основе проведённого анализа, можно сделать следующие выводы:

1. Использование последовательности когерентных радиоимпульсов не даёт желаемых результатов в решении проблемы одновременного определения однозначной дальности и скорости в ДМРЛС.

2. Применение стохастических последовательностей в импульсных ДМРЛС позволяет решить ряд сложных проблем, таких как: устранение возникающих неоднозначностей при одновременном определении дальности и скорости; исключение эффекта наложения и подмены; уменьшение зон неопределённости и повышение разрешающей способности по дальности.

Библиографический список

1. Мельников В. М. Обработка информации в доплеровских МРЛ / В. М. Мельников // Зарубежная радиоэлектроника. — 1993. — № 4. — С. 35–42.
2. Попов Д. И. Статистическая теория радиотехнических систем: учеб. Пособие / Д. И. Попов. — Рязань, 2014. — 58 с.
3. Могила А. А. Применение стохастических зондирующих радиосигналов для разрешения неопределённости «дальность-скорость» в доплеровских метеорологических радарх / А. А. Могила // Известия вузов. Радиоэлектроника. — 2014. — № 12. — С. 30–40.
4. Попов Д.И. Синтез обнаружителей-измерителей доплеровских сигналов / Д. И. Попов // Известия вузов. Радиоэлектроника. — 1999. — № 4. — С. 11–17.

УДК 621.396.621; ГРНТИ 47.49.29

МОДЕЛИРОВАНИЕ РАБОТЫ СМЕСИТЕЛЯ РАДИОЛОКАЦИОННОГО ПРИЕМНИКА

И.Ш. Недвигина

Рязанский Государственный Радиотехнический Университет,
г. Рязань, i.nedvigina@mail.ru

Аннотация. В данной статье выполнено исследование таких характеристик смесителя радиолокационного приемника, как зависимость коэффициента передачи от сопротивления обратной связи, зависимость коэффициента передачи от напряжения гетеродина, а также оценка коэффициента проникновения амплитудных шумов гетеродина в сигнал ПЧ.

Ключевые слова. Гетеродин, радиочастотный тракт, шумы, коэффициент усиления, обратная связь, смеситель.

SIMULATION OF THE RADAR RECEIVER MIXER

I.S. Nedvigina

Ryazan State Radio Engineering University,

Ryazan, Russia, i.nedvigina@mail.ru

Annotation. In this paper, we study the radar mixer parameters: the dependence of the gain on the feedback resistance, the dependence of the gain on the local oscillator voltage, and estimate the coefficient of penetration of the amplitude noise of the local oscillator into the intermediate frequency signal.

Keywords. Heterodyne, radio frequency path, noise, gain, feedback, mixer

В работе рассматривается четырехквadrанный перемножитель аналоговых сигналов в качестве первого смесителя радиолокационного приемника. При проектировании радиолокационного приемника одним из важных этапов является оценка влияния различных источников шумов радиочастотного тракта на чувствительность такого приемника. Предыдущий этап работы был связан с оценкой шумов гетеродина, в качестве которого использовался интегральный синтезатор частоты с ФАПЧ.

Настоящее исследование посвящено изучению таких характеристик смесителя радиолокационного приемника [1], как зависимость коэффициента передачи от сопротивления обратной связи, зависимость коэффициента передачи от напряжения гетеродина, а также оценка коэффициента проникновения амплитудных шумов гетеродина в сигнал ПЧ. Последнее дает возможность оценить общее ухудшение чувствительности радиолокационного приемника за счет шумов, источником которых является гетеродин.

В системе Micro-Cap была разработана модель смесителя, представленная на рисунке 1. С использованием этой модели изучались зависимости коэффициента передачи от сопротивления обратной связи и от напряжения гетеродина. Введение второго источника сигнала последовательно с V2 дало также возможность исследовать зависимость значения IP3 от от сопротивления обратной связи и от напряжения гетеродина.

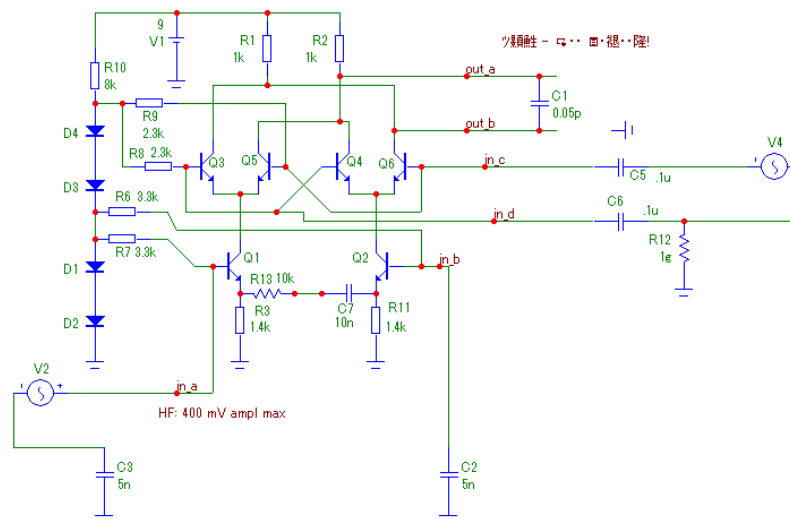


Рис. 1. Схема модели смесителя

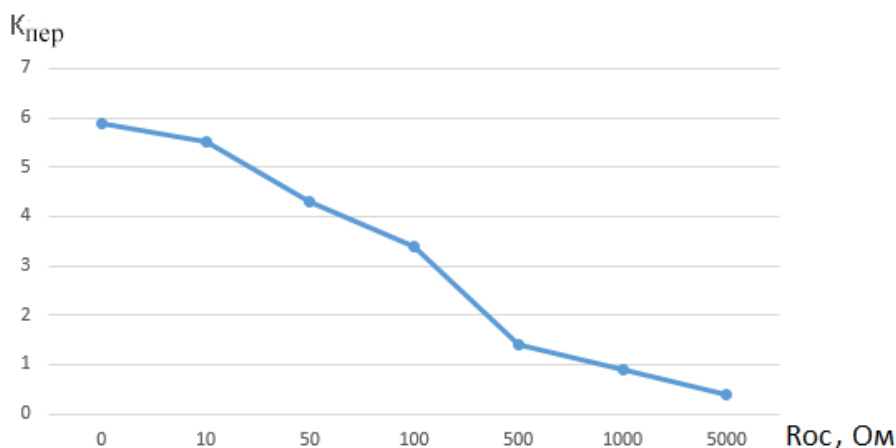


Рис. 2. Зависимость коэффициента передачи от сопротивления обратной связи

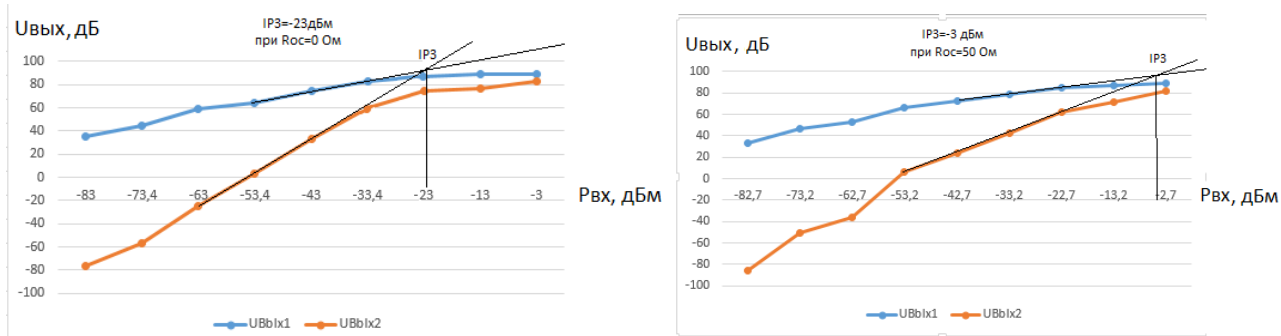


Рис. 3. Значение точек IP3 при сопротивлении обратной связи 0 и 50 Ом

Исходя из полученных в ходе моделирования данных, представленных частично на рисунка 2, рисунка 3 и рисунка 4, можно выбрать оптимальный режим работы смесителя для радиолокационного приемника. В частности, при сопротивлении обратной связи 0 Ом коэффициент передачи смесителя равен 6, а $IP3$ при данном сопротивлении -23 дБм. При сопротивлении обратной связи 50 Ом коэффициент передачи равен 4,5, а $IP3$ имеет значение -3 дБм. Таким образом, можно сделать вывод о том, что, теряя 1,5 дБ в чувствительности, мы выигрываем -20 дБ в величине динамического диапазона.

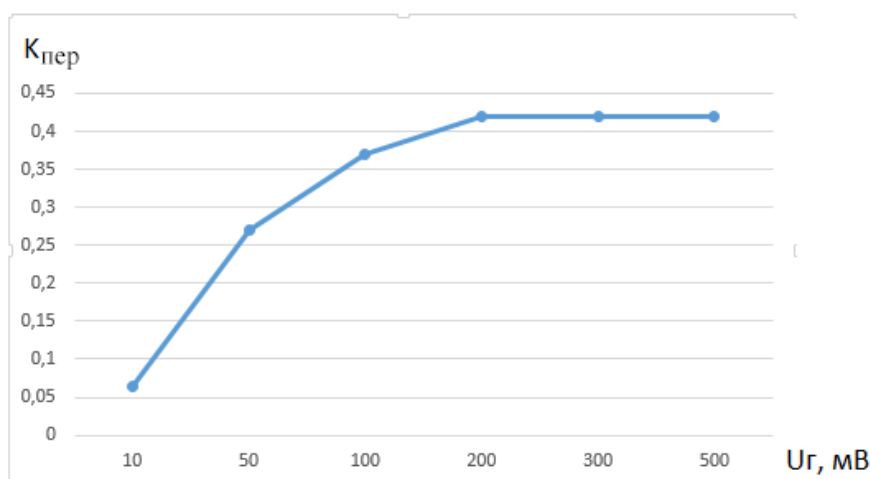


Рис. 4. Зависимость коэффициента передачи смесителя от амплитуды гетеродина

На рисунке 4 представлена зависимость коэффициента передачи смесителя от амплитуды колебания гетеродина. Данная зависимость установить значение амплитуды колебаний гетеродина, при котором коэффициент передачи смесителя (и, следовательно, чувствительность приемника) перестает расти, т.е. дальнейшее увеличение напряжения гетеродина не имеет смысла.

Для оценивания проникновения этих шумов на выход смесителя [2] в схему была добавлена модель синхронного детектора по промежуточной частоте (рис. 5), а в качестве источника сигнала подключен формирователь гармонического колебания с модулированной амплитудой или фазой.

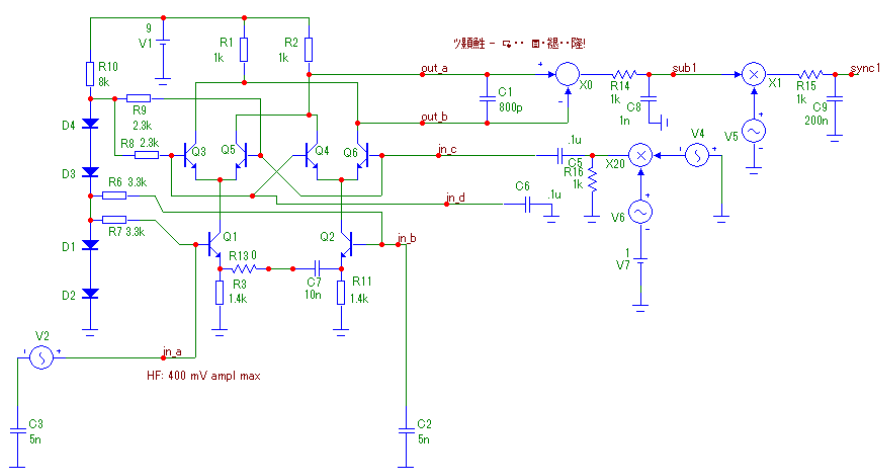


Рис. 5. Схема смесителя с синхронным детектором

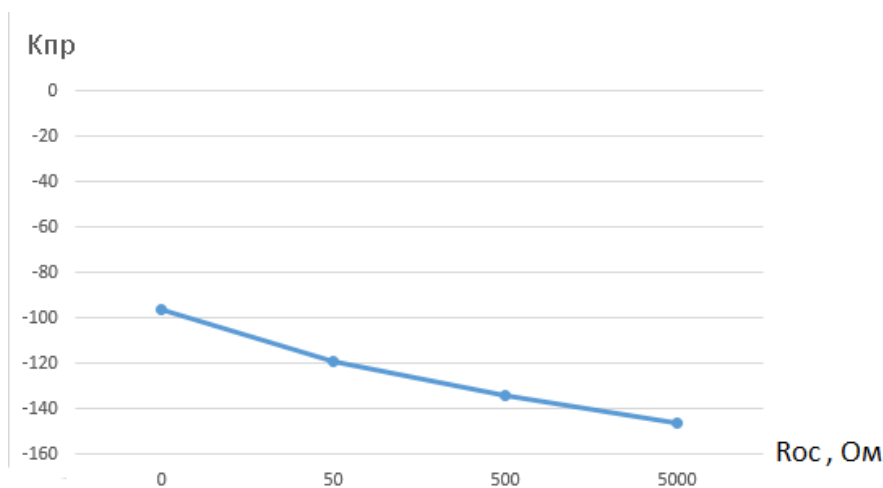


Рис. 6. Коэффициент проникновения амплитудных шумов

Полученные при моделировании результаты (частично представленные на рисунке 6) позволяют оценить проникновение как амплитудных, так и фазовых составляющих шумов гетеродина на выходе смесителя в зависимости от режима работы этого смесителя.

Таким образом, был найден оптимальный с точки зрения сочетания чувствительности и динамического диапазона режим работы для схемы первого смесителя радиочастотного тракта радиолокационного приемника, для которого найден коэффициент проникновения шумов гетеродина в сигнал промежуточной частоты. Эти данные позволяют спроектировать оптимальную по чувствительности схему радиочастотного тракта приемника РЛС.

Библиографический список

1. Баскаков С.И. Радиотехнические цепи и сигналы: Учеб. для вузов. М.: Высшая школа, 1988. 448 с.
2. Васильев Е.В., Гусев С.И., Паршин Ю.Н. Основы теории и техники цифровых приемопередающих систем и устройств: Учебное пособие: Рязань, 2009, 106 с.

УДК 621.3.038; ГРНТИ 47.57

РАЗРАБОТКА ПРЕЦИЗИОННОГО ДЕТЕКТОРА АМПЛИТУДЫ ДЛЯ АНАЛИТИЧЕСКОЙ ТЕХНИКИ

Е.Г. Зверев, Е.В. Васильев

*Рязанский государственный радиотехнический университет,
Россия, Рязань, ua3sjq@mail.ru*

Аннотация. В представленном докладе рассмотрены требования к амплитудным детекторам высокочастотного колебания, применяемых в аналитической технике, и способы их удовлетворения на основе различных типов детекторов.

Ключевые слова. Амплитудные детекторы, детектирование, детекторная характеристика.

DEVELOPMENT OF A PRECISION AMPLITUDE DETECTOR FOR ANALYTICAL EQUIPMENT

E.G. Zverev, E.V. Vasilyev

*Ryazan State Radio Engineering University,
Ryazan, Russia, ua3sjq@mail.ru*

Abstract. The presented report will consider the requirements for amplitude detectors of high-frequency oscillations used in analytical equipment and methods for their satisfaction based on various types of detectors.

Keywords. Amplitude detectors, detection, detector characteristic.

В статье рассматриваются вопросы разработки прецизионного амплитудного детектора (АД), применяемого в системе автоматического регулирования амплитуды высокочастотного (ВЧ) генератора высоковольтных гармонических колебаний. Такие генераторы применяются для формирования напряжений развертки в некоторых видах аналитической техники, предназначенной для исследования химического состава веществ. В этом случае генератор ВЧ должен формировать колебание гармонической формы с амплитудой, изменяемой от единиц до тысяч вольт с высокой точностью установления значения амплитуды, а также высокой скоростью перестройки с одного значения амплитуды на другое.

Теоретические расчеты и опыт практической реализации таких генераторов показывают, что для достижения заданной точности управления амплитудой необходимо использовать систему автоматического регулирования амплитуды. В случае «идеального» функционирования такой системы автоматического регулирования точность установления амплитуды колебания такого генератора полностью определяется характеристиками и параметрами амплитудного детектора, являющегося датчиком амплитуды в цепи обратной связи системы автоматического регулирования.

Амплитудные детекторы, в данном случае, должны соответствовать ряду предъявляемым к ним требований, которые рассматриваются ниже.

1. Детекторная характеристика или зависимость постоянной составляющей выходного напряжения детектора от амплитуды детектируемого колебания должна быть максимально близка к идеальной линейной детекторной характеристике. Динамический диапазон линейного участка детекторной характеристики должен составлять, в зависимости от типа разрабатываемого ВЧ генератора, от 40 до 60 дБ.

2. Динамика или скорость работы детектора – способность быстро реагировать на изменение амплитуды электрического сигнала, подаваемого на детектор, во многом определяет скорость развертки амплитуды генератора. Как правило, полное окончание переходных процессов на выходе детектора не должно превышать 100 мкс.

3. Одним из основных требований, предъявляемых к детектору, является минимизация величины высокочастотной составляющей в выходном напряжении детектора, поскольку наличие ВЧ пульсаций может привести к ошибкам в работе АЦП, вход которого является нагрузкой детектора. Фильтрация высокочастотной составляющей осуществляется за счет инерционных звеньев, входящих в состав нагрузки детектора, а также других схемотехнических решений.

4. Термостабильность амплитудного детектора при его разработке также имеет смысл принимать во внимание, поскольку, как показывает практика, величина нестабильности этого типа может оказаться на порядок больше, чем требуемая точность установления амплитуды на выходе генератора.

Существует несколько принципов детектирования амплитуды, применяемых в радиотехнических устройствах. Каждый из них по-разному соответствует требованиям, которые предъявляются к детекторам для генераторов ВЧ, используемых в аналитической технике.

Рассмотрим основные типы амплитудных детекторов, их достоинства и недостатки по отношению к поставленной в настоящей работе задаче.

1. Диодные ламповые детекторы. Они применяются для детектирования относительно мощных или высоковольтных колебаний. Принцип детектирования состоит в однополупериодном выпрямлении исходного высокочастотного колебания, с последующей фильтрацией, которая вносит незначительные частотные искажения в продетектированный сигнал [1].

Достоинствами диодных ламповых детекторов является нечувствительность их к высоким напряжениям и возможным перегрузкам, а также наличие левой детекторной характеристики, благодаря которой получают линейную работу детектора в широкой области детекторной характеристики.

К недостаткам диодных ламповых детекторов можно отнести нестабильность их характеристик, а также большие габаритные размеры лампы и необходимость обеспечивать ее накал.

2. Диодные полупроводниковые детекторы. Достоинствами таких детекторов является повторяемость их детекторной характеристики, а также возможность схемотехническими решениями получить левую детекторную характеристику, линейную в области рабочих значений амплитуд.

К недостаткам диодных полупроводниковых детекторов можно отнести относительно небольшой динамический диапазон (как правило, не больше 40 дБ), низкую термостабильность и чувствительность к перегрузкам.

Схема модели одного из практически реализованных диодных детекторов, работающих в генераторе ВЧ с максимальной амплитудой 1200 В и частотой 1 МГц, показана на рисунке 1. Детектор выполнен на диоде Шоттки по однополупериодной схеме [2], содержит элементы, предназначенные для линеаризации его характеристики и обеспечения повышенной термостабильности, а также обеспечивающие «левый» характер этой характеристики.

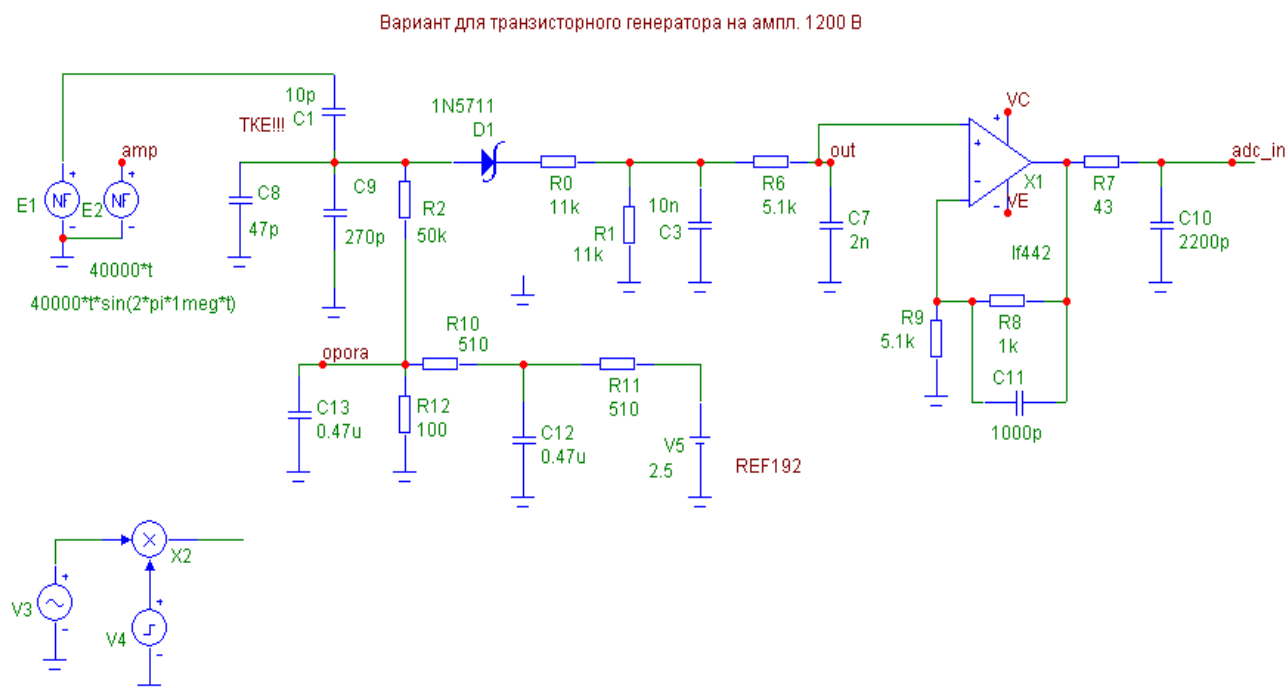


Рис. 1. Схема модели амплитудного детектора для высоковольтного ВЧ генератора

3. Синхронные детекторы амплитуды представляют собой аналоговый перемножитель амплитуды, который может работать в линейном или ключевом режиме. В том случае, когда на детектор подается опорное колебание, когерентное с детектируемым колебанием, то в нагрузке синхронного детектора возникают положительные полупериоды синусоиды удвоенной частоты входного колебания, а их постоянная составляющая будет повторять огибающую исходных колебаний сигнала, что говорит об амплитудном детектировании [3].

Достоинствами синхронных детекторов является большой динамический диапазон, линейность детекторной характеристики при относительно низких уровнях сигнала, и, как следствие, малый уровень нелинейных искажений на выходе детектора.

К недостаткам синхронного детектора можно отнести необходимость формирования опорного колебания, когерентного с детектируемым, а также весьма стабильного по амплитуде и имеющего малый уровень собственных шумов. Кроме того, схемы синхронных детекторов, как показывает опыт их практической реализации, весьма чувствительны к наводкам и помехам, что существенно ухудшает их реальные характеристики.

4. Цифровой амплитудный детектор. Цифровое детектирование основано на аналого-цифровом преобразовании входного ВЧ колебания с выделением квадратур и последующей обработке в цифровом сигнальном процессоре [3].

Достоинством цифрового детектора является высокая точность детектирования, широкий динамический диапазон, который зависит от разрядности применяемого АЦП, а также возможность обеспечить высокую скорость детектирования и термостабильность [4].

К недостаткам цифровых амплитудных детекторов относится необходимость сложной цифровой обработки, что влечет за собой применение ПЛИС или цифрового сигнального процессора, а также сравнительно высокая стоимость ВЧ АЦП и микросхемы ПЛИС.

Выводы

Таким образом, в настоящей работе проведен анализ амплитудных детекторов высокочастотного колебания применяемых в ВЧ генераторах, предназначенных для аналитической техники, были рассмотрены требования предъявляемые к ним, а также способы их удовлетворения путем применения различных типов детекторов. В настоящее время нами осуществляется работа по совершенствованию уже применяемых диодных детекторов и изучается возможность применения в аналитической технике синхронных и цифровых детекторов.

Работа выполнена в рамках государственного задания № 8.8445.2017/БЧ Минобрнауки на 2017-2019 гг. высшим учебным заведениям и научным организациям в сфере научной деятельности.

Библиографический список

1. Устройства приема и обработки сигналов: Учебное пособие для вузов / В.С. Плаксиенко, Н.Е. Плаксиенко, С.В. Плаксиенко; Под ред. В.С. Плаксиенко. – М.: Учебно-методический издательский центр «Учебная литература», 2004. – 376с.:ил.
2. Нойкин Ю.М., Нойкина Т.К., Усаев А.А. Полупроводниковые приборы СВЧ: Учебное пособие [Электронный ресурс]. Ростов-на-Дону, 2014. URL: <http://www.phys.sfedu.ru/~kobrin/sem/index.html#SHFdevch9.html> (дата обращения 14.02.2018)
3. Иванова В.Г., Тяжев А.И. Цифровая обработка сигналов и сигнальные процессоры / Под ред. д.т.н., профессора Тяжева А.И. 2008. – 307с.
4. Цифровой детектор амплитуд [Электронный ресурс]. URL: <http://www.findpatent.ru/patent/242/2423781.html> (дата обращения 11.02.2018).

УДК 621.396.969

ВОЗМОЖНОСТИ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ РЛС П-18М ДЛЯ ОБНАРУЖЕНИЯ МОРСКИХ ЦЕЛЕЙ

Т.Н. Адамов, И.В. Васильев, И.Д. Козин, Проценко В.А., И.Н. Федулina

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

Аннотация. Рассматривается возможность использования радиолокаторов кругового обзора метрового диапазона волн для обнаружения надводных целей. Показано, что за счёт длительного когерентного накопления радиолокационной информации обнаружение целей в пределах зон исключительных экономических интересов возможно.

Ключевые слова. береговая зона, когерентность, морская граница, радиолокация

ESTIMATION OF POSSIBILITY OF “P-18M” RADAR USING FOR DETECTION OF MARINE PURPOSES BY THE SUBSTITUTION METHOD

T.N. Adamov, I.V. Vassilyev, I.D. Kozin, V.A. Protsenko, I.N. Fedulina

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

Abstract. The possibility to use the surveillance radars of meter wave band for detection of the sea surface targets is considered. It is shown that using a substitution method of the base radar parameters it is possible to obtain accuracy acceptable for engineering calculations to determine the characteristics of designed radar-tracking systems.

Keywords. Coast zone, phase coherence, sea border, radiolocation

Радиолокационное обнаружение надводных целей представляет собой не простую задачу и, как правило, ограничивается дистанциями в пределах радиогоризонта. Традиционно

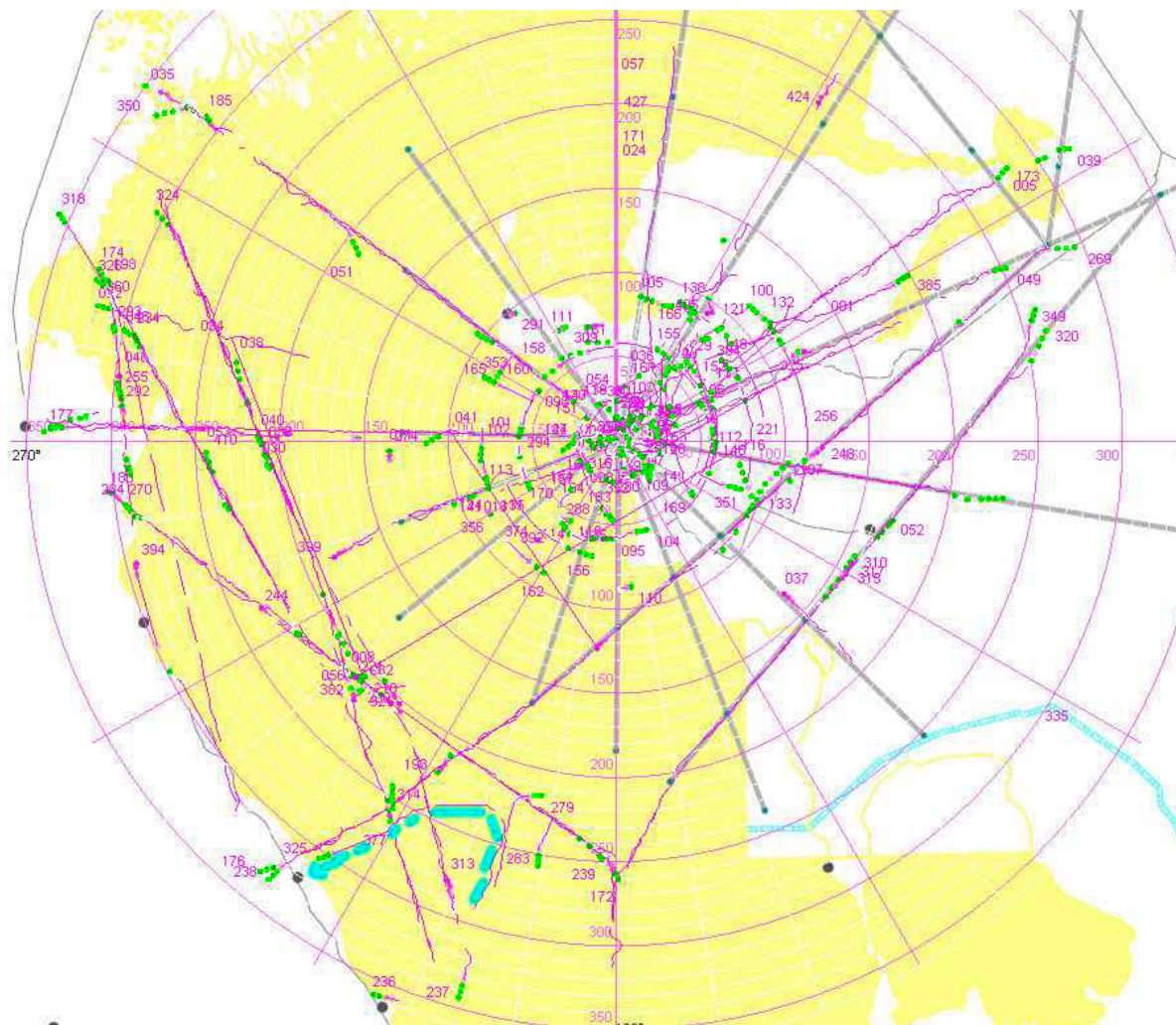
для этих целей используются радиолокаторы сантиметрового диапазона волн. В то же время, появляются сообщения об успешном использовании для решения данных задач радиолокаторов метрового диапазона. Так, в 2005 году в Ливорно (Италия), при испытаниях венгерского варианта модернизации РЛС П-18, были зарегистрированы не только легкомоторные воздушные, но и надводные цели. А в 2015 году в средствах массовой информации было сообщено [1] о том, что Военно-морские силы Украины приобрели две модернизированные станции П-180 «Малахит» для охраны морских границ. Конкретных данных о дальности обнаружения морских целей не приводилось.

Для Казахстана, имеющего морскую границу на Каспии протяжённостью свыше 600 километров, решение вопроса о максимально полном контроле собственных территориальных вод является актуальной задачей. Тем более, что республика обладает собственной технологией модернизации локаторов метровых волн, а значит способна и адаптировать эти локаторы под специфические нужды береговой охраны. В обзоре [2] различных вариантов модернизации РЛС П-18 и П-12 отмечалась перспективность использования этих локаторов для охраны морских границ.

Новые возможности открываются при использовании в этих радиолокаторах когерентного межпачечного накопления эхосигналов. В работе [3] приводятся сведения об обнаружении шлюпок на расстояниях в 1,5 раза превышающих дальность радиогоризонта. Там же приведены экспериментальные данные о возможных длительностях интервалов корреляции для морских объектов при когерентном накоплении. Эти данные дают возможность сделать оценку дальностей обнаружения надводных объектов радиолокатором П-18М после введения в него режима когерентного накопления.

В соответствии с уравнением радиолокации, мощность принятого сигнала на входе приёмного устройства прямо пропорциональна мощности передающего устройства, квадрату коэффициента усиления антенны, ЭПР цели, числу когерентных накоплений и обратно пропорциональна четвёртой степени дальности до цели. В то же время, при загоризонтном распространении радиоволн появляется дополнительное затухание по сравнению с ослаблением радиоволн в открытом пространстве. С одной стороны у радиолокаторов береговой охраны нет необходимости в большой инструментальной дальности обнаружения как для локаторов ПВО, что позволяет увеличить темп зондирования, с другой стороны, так как морские цели движутся медленнее воздушных, можно снизить темп обзора пространства.

Опыт применения радиолокационных станций П-18М, производства ТОО СКТБ «Гранит» для обнаружения воздушных объектов, показал, что эти локаторы, установленные вблизи побережья Каспийского моря, достаточно уверенно обнаруживают морские суда. На рисунке приведён пример синтезированного (несколько сеансов наблюдений) изображения координат запеленгованных воздушных и морских целей. Запись сделана радиолокатором, установленным вблизи города Актау при скорости вращения антенны 4 оборота в минуту.



Вблизи морского порта Актау, на удалениях до 70-80 километров, уверенно пеленгуются цели с низкой скоростью движения, следующие вне пролётных воздушных коридоров.

О каких дальностях обнаружения может идти речь? Правовой статус акватории Каспийского моря ещё окончательно не урегулирован, однако, в соответствии с двухсторонними договорённостями Казахстана с соседними государствами, государственная граница определяется по принципу срединной линии. А это значит, что она проходит приблизительно в 120 километрах от береговой линии. Тем не менее, международные соглашения допускают свободное судоходство по морю и рыболовство во всей срединной части Каспия, кроме неких исключительных зон у берегов каждого из государств. Размеры этих зон продолжают быть предметами международных переговоров, но наиболее часто упоминаются 12-мильная, 20-мильная, 25-мильная и 45-мильная зоны. Так как морская миля соответствует 1802 метрам, размеры этих зон будут равны 22, 36, 45 и 81 километру соответственно. При инструментальной дальности обнаружения РЛС П-18М в 360 километров, определяющей темп зондирования, частоту зондирования можно увеличивать приблизительно во столько раз, во сколько раз снижается необходимая дальность обнаружения. Для выбранных дистанций получим 16, 10, 8 и 4 раза.

Примем, в первом приближении можно принять, что ЭПР небольшого катера соответствует ЭПР истребителя. Дальность обнаружения истребителя при облучении его максимум диаграммы направленности порядка 250 километров. Выбранные нами границы зон обнаружения ближе этой дальности в 11, 7, 5 и 3 раза. Так как мощность отражённого сигнала

пропорциональна 4 степени от расстояния, то энергетический выигрыш может быть получен на этих дистанциях в 14641, 10000, 4096 и 256 раз за счёт близости цели.

Средняя скорость морских кораблей составляет около 30 узлов (54 километра в час), а воздушных судов около 800 километров в час. Значит, темп обзора пространства можно снизить приблизительно в 15 раз. Это позволит во столько же раз больше принять пачек эхосигнала, отражённых от целей, пока они будут находиться в главном максимуме диаграммы направленности антенной системы. Если учесть, что ранее когерентное накопление в локаторе не использовалось, а число отражений от воздушных объектов, попадавших в главный максимум антенной системы, было около 50, то число накоплений за счёт темпа обзора может быть $15 \times 50 = 750$.

Перемножим эти возможные энергетические выигрыши между собой. Получим для дистанции 22 километра $16 \times 14641 \times 750 = 17569200$ раз или 82 дБ. Для дистанции 36 километров $10 \times 10000 \times 750 = 75000000$ раз или 78 дБ. Для дистанции 45 километров $8 \times 4096 \times 750 = 24575500$ раз или 74 дБ. Для дистанции 81 километр $4 \times 256 \times 750 = 768000$ раз или 59 дБ.

Воспользуемся рекомендациями Международного союза электросвязи [4] для определения дополнительных потерь на загоризонтное распространение радиоволн над морской поверхностью по сравнению со свободным пространством для вероятности 0,5. Эти потери сильно зависят от высоты подъёма антенны РЛС. Поэтому, конечной целью расчётов можно будет считать ту высоту над уровнем поверхности Каспийского моря, на которую нужно поднять антенну локатора. При этом необходимо учитывать, что дополнительные потери возникают как при распространении радиоволны от РЛС к цели, так и от цели к РЛС.

В соответствии с рисунком 4 Приложения 2 [4] высота подъёма антенны приводится для высот, начиная с 10 метров, что приблизительно соответствует подъёму антенны над землёй у радиолокатора П-18М. Для дистанции 22 километра и высоты подъёма 10 метров дополнительные потери составляют 30 дБ при распространении в одну сторону. Для двустороннего распространения потери составят 60 дБ, что существенно меньше возможного для этой дистанции энергетического выигрыша в 82 дБ. Это означает, что на данной дистанции когерентный радиолокатор будет уверенно обнаруживать малоразмерные суда.

Для дистанции 36 километров и высоты антенны 10 метров двусторонние потери составят уже 80 дБ, что превышает возможный энергетический выигрыш (78 дБ). Для высоты 20 метров потери будут 70 дБ, что позволит обнаруживать цели при размещении РЛС на небольшой возвышенности или на крыше здания.

На дистанции 45 километров энергетический выигрыш 74 дБ позволяет покрыть потери на двукратное распространение радиоволн в 37 дБ, что как раз хватает для компенсации потерь при высоте антенны 20 метров. Возможный энергетический выигрыш для дистанции 81 километр (59 дБ) позволит компенсировать потери распространения уже только при подъёме антенны РЛС на высоту 300 метров над уровнем акватории. Это может быть реализовано при размещении радиолокаторов на вершинах сопек. Цели на дальностях до 120 км (срединная линия Каспийского моря) с помощью радиолокатора кругового обзора П-18М устойчиво обнаруживать и сопровождать не удастся.

Таким образом, загоризонтное обнаружение и сопровождение надводных целей в пределах зоны исключительных экономических интересов Казахстана возможно с помощью относительно недорогих радиолокаторов кругового обзора метрового диапазона волн при переводе их на когерентную межлучевую обработку радиолокационной информации.

Библиографический список

1. РЛС “Малахит”: рекордсмен по дальности обнаружения самолетов // Military navigator (военный информационный портал) URL: <http://www.milnavigator.com/rls-malaxit-rekordsmen-po-dalnosti-obnaruzheniya-samoletov/> (дата обращения 10 июля 2017г).
2. Васильев И.В., Адамов Т.Н., Токмухамедов К.К. Направления развития радиолокационных станций метрового диапазона. Вестник Академии военных наук, Астана, №1, 2016 г., С. 59-64, №2, 2016г., С. 37-43.
3. Вопросы перспективной радиолокации. Коллективная монография / под ред. А.В. Соколова. М.: Радио-техника, 2003. – 512с.: ил.
4. Рекомендация МСЭ-R P.1546-5. (09/2013). Метод прогнозирования для трасс связи "пункта с зоной" для наземных служб в диапазоне частот от 30 МГц до 3000 МГц // Международный союз электросвязи. URL: https://www.itu.int/dms_pubrec/itu-r/rec/p/R-REC-P.1546-5-201309-I!!PDF-R.pdf (дата обращения 29 июля 2017г).

УДК: 621.391.268; ГРНТИ 28.23.15

ОБНАРУЖЕНИЕ ПРОТЯЖЕННЫХ ОБЪЕКТОВ НА РАДИОЛОКАЦИОННЫХ ИЗОБРАЖЕНИЯХ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ МЕТОДОВ ТЕКСТУРНОЙ ОБРАБОТКИ

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 выделения границ на радиолокационных изображениях на основе фрактальных свойств отраженных сигналов.

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

DETECTION OF EXTENDED OBJECTS ON RADAR IMAGES WITH THE USE OF TEXTURE PROCESSING METHODS

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 synthetic aperture. An example of the use of effective algorithms for delineation of boundaries on radar images based on the fractal properties of reflected signals.

Keywords. Radar, texture processing, fractal plane, texture, pixel

1. Введение

Для анализа изображений, получаемых с использованием радиолокационных станций с синтезированной апертурой, широко применяются методы текстурного анализа. Современные радиолокаторы с синтезированной апертурой антенны (РСА), обладая высокой разрешающей способностью, позволяют получать детальные радиолокационные изображения объектов и местности с качеством близким к оптическим системам, в любое время суток в любых метеоусловиях. [1]

Цифровые технологии позволяют реализовать высокоэффективные алгоритмы обработки радиолокационных изображений для получения семантического описания изображенных объектов. Известны различные подходы к измерению и описанию текстуры изображения – статистические, геометрические, структурные (или синтаксические), спектральные и модельные. С помощью методов текстурного анализа решаются задачи качественной кластеризации подстилающей поверхности и поиска нужных объектов, например, замаскированных позиций противника. [2]

Повысить эффективность обнаружения объектов и их классификацию позволяет использование широкого набора текстурных признаков. Среди большого ансамбля текстурных признаков выделяются в отдельный класс фрактальные текстурные признаки. [3]

Понятие текстуры, текстурная обработка, фрактал

Современный подход, позволяющий отойти от методов обработки по яркостным признакам и производить обработку в ином пространстве признаков, так называемых текстурных. Вокруг цели всегда присутствуют участки фоновых отражений, объединенные общим понятием текстуры, которое описывает пространственные свойства участков изображений земной поверхности с локально однородными статистическими характеристиками. [4]

В отличие от тона или цвета, которые относятся к отдельным пикселям изображения, текстура связана более чем с одним пикселем. Общий метод описания текстуры изображения земной поверхности предполагает ее связь с пространственными распределениями и взаимозависимостью значений яркости локальных областей.

Одним из активно развивающихся направлений является разработка методов обнаружения объектов на фоне морской или земной поверхности на основе фрактальных характеристик. Этот подход основан на принципах самоподобия и дробной меры природных процессов и объектов, а также связанных с ними сигналов.

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 и имеющее следующие свойства:

- самоподобие или масштабная инвариантность (бесконечный скейлинг);
- размерность (дробная размерность Хаусдорфа-Безиковича),
- недифференцируемость и оперирование дробными производными и интегралами.

Условие самоподобия на различных масштабах в этом случае берется в более широком смысле, подразумевая не полное совпадение на различных масштабах, а лишь совпадение стохастических характеристик

Далее рассмотрим определение *размерности Хаусдорфа-Безиковича*, с использованием способа покрытия. Алгоритм, использующий этот способ включает в себя:

1) задается некоторое 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 рекомендация по конкретному алгоритму осуществления покрытия.

Фрактальное броуновское движение. Пример обработки изображения

Одним из видов случайного процесса, обладающего фрактальными свойствами, является *фрактальное броуновское движение* $X(t)$, а так же его двумерный аналог – *фрактальная броуновская поверхность* $X(x, y)$. При выполнении моделирования отсчеты во времени $X_i = X(t_i)$ *фрактального броуновского движения* характеризуются показателем интенсивности σ , показателем Хёрста H и размерностью $d = 2 - H$. [5] Дисперсия приращений *фрактального броуновского движения* на интервале времени $t_2 - t_1$ равна $\sigma^2 |t_2 - t_1|^{2H}$, а корреляция приращений на различных интервалах времени определяется вращением:

$$M\{(X(t_2) - X(t_1))(X(t_4) - X(t_3))\} = \frac{1}{2}\sigma^2 \left[-(t_2 - t_4)^{2H} + (t_2 - t_3)^{2H} + (t_2 - t_4)^{2H} - (t_1 - t_3)^{2H} \right]$$

По заданным отсчетам N отсчетам *фрактального броуновского движения* формируется $M \times N$ матрица $\mathbf{R}$ корреляция всех $M = \frac{1}{2}N(N-1)$ возможных приращений $\Delta X_m = X(t_i) - X(t_j)$, $i = 1, \dots, N$, $j = 1, \dots, i$, $m = 1, \dots, M$. Вектор приращений $\Delta \mathbf{X} = \{\Delta X_1, \dots, \Delta X_M\}^T$ имеет гауссовскую многомерную плотность распределения вероятностей:

$$w(\Delta \mathbf{X}) = \frac{1}{(2\pi)^M \sqrt{\det \mathbf{R}}} \exp \left[-\frac{1}{2} \Delta \mathbf{X}^T \mathbf{R}^{-1} \Delta \mathbf{X} \right],$$

где корреляционная матрица $\mathbf{R}$ зависит от показателя Хёрста H , а плотность распределения вероятностей может быть рассмотрена как функция правдоподобия:

$$w(\Delta \mathbf{X}/H) = \frac{1}{(2\pi)^M \sqrt{\det \mathbf{R}(H)}} \exp \left[-\frac{1}{2} \Delta \mathbf{X}^T \mathbf{R}^{-1}(H) \Delta \mathbf{X} \right],$$

и используется для получения оценок максимального правдоподобия показателей Хёрста:

$$\hat{H} = \arg \max_H w(\Delta \mathbf{X}/H).$$

Оценка максимального правдоподобия обладает свойством несмещенности, состоятельности и асимптотической эффективности.[5]

В качестве модели радиолокационного изображения используем *фрактальную броуновскую поверхность* $X(x, y)$, полученная методом преобразования Фурье, характеризуемое размерностью $d = 3 - H$. На рисунке 1,2 приведено изображение фрактального броуновского движения размером 4096×4096 пикселей, полученное моделированием.

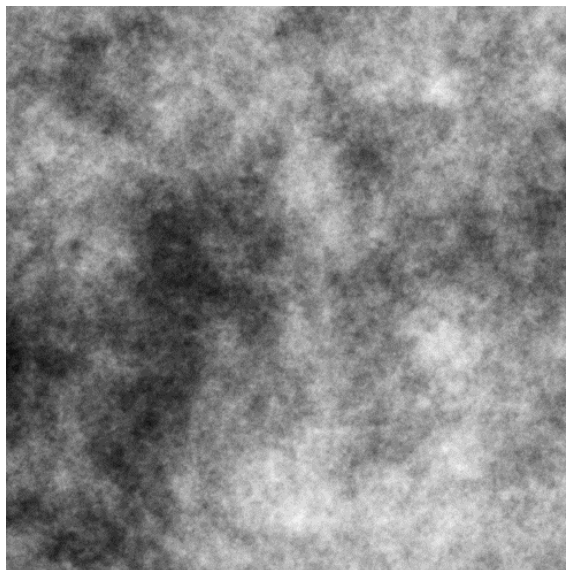


Рис. 1. Изображение фрактальной броуновской поверхности, размерность $d=2,5$

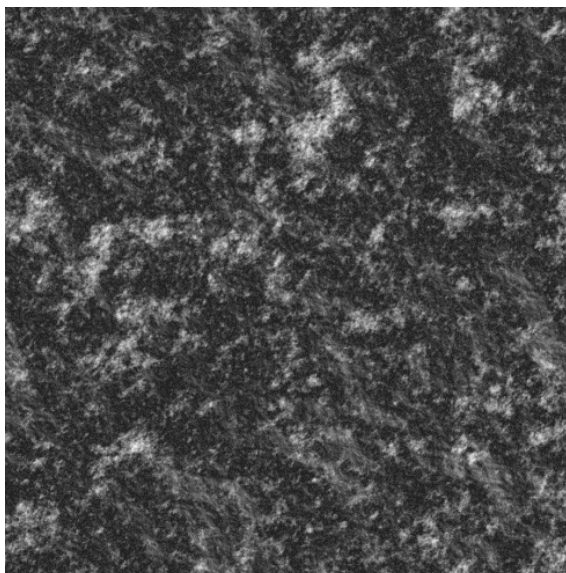


Рис. 2. Изображение фрактальной броуновской поверхности, размерность $d=2,9$

Вывод

В итоге была рассмотрена фрактальная модель на основе обобщенного броуновского движения в качестве модели радиолокационного изображения подстилающей поверхности.

Следующим шагом будет размещение малоконтрастных протяженных объектов на фоне фрактального броуновского движения, с последующим применением методов самоподобия и дробной меры для выделения текстуры. Исследуемые явления рассматриваются не как совокупность отдельных элементов с определенными характеристиками, а как некоторая структура, характеризующая сложный объект в целом.

Библиографический список

1. Коберниченко В.Г. Особенности формирования изображений в космических радиолокаторах с синтезированной апертурой//Вестник УГТУ-УПИ. Теория и практика радиолокации земной поверхности. Сер. радиотехническая, Екатеринбург: ГОУ ВПО УГТУ-УПИ, 2005. № 19(71)

2. Фраленко В.П. Методы текстурного анализа изображений, обработка данных дистанционного зондирования Земли // Программные системы: теория и приложения: электрон. научн. журн. 2014. Т. 5, № 4(22), с. 19–39.
3. Паршин А.Ю., Паршин Ю.Н. Текстурный анализ сигналов и изображений РЛС с синтезированной апертурой: учеб. пособие. РГРТУ – Рязань, 2014. – 96с.
4. Haralick, R.M. Statistical and Structural Approaches to Texture / R.M. Haralick // Proc. IEEE. – 1979. – V.67 (5). – P.786-804.
5. Кроновер Р.М. Фракталы и хаос в динамических системах. Основы теории. – М: Постмаркет, 2000. – 352 с.

УДК 621. 391

ОЦЕНКИ ПРОСТРАНСТВЕННЫХ КООРДИНАТ ОБЪЕКТОВ В МНОГОПОЗИЦИОННОЙ РАДИОМЕТРИЧЕСКОЙ СИСТЕМЕ

С.М. Гудков

*Рязанский государственный радиотехнический университет,
Россия, Рязань, S.M.Gudkov@yandex.ru*

Аннотация. В области пассивного радиовидения на базе сканирующих радиометров миллиметрового диапазона длин волн возникает задача оценивания пространственных координат объектов. В докладе предлагаются алгоритмы оценивания координат объектов, движущихся в последовательности периодов сканирования нескольких пространственно распределенных радиометров. Работоспособность алгоритмов подтверждается результатами моделирования.
Ключевые слова. Радиометры, радиотепловое изображение, многопозиционная система, оценки, пространственные координаты, алгоритмы, моделирование.

THE ESTIMATION OF SPATIAL COORDINATES IN MULTI-POSITION RADIOMETRIC SYSTEM

S.M. Gudkov

*Ryazan state radio engineering university,
Russia, Ryazan, S.M.Gudkov@yandex.ru*

Abstract. In the area of passive radiovision based on scanning radiometers of the millimeter wavelength range, the problem of estimating the spatial coordinates of objects arises. The report suggests algorithms for estimating the coordinates of objects moving in the sequence of scanning periods of several spatially distributed radiometers. The efficiency of the algorithms is superseded by the simulation results.
Keywords. Radiometers, radio-thermal image, multi-position system, estimates, spatial coordinates, algorithms, simulation.

Введение

Многопозиционная система [1] состоит из K ($k \geq 2$) взаимно удаленных и последовательно расположенных на местности радиометров [2], работающих с перекрытием соседних зон обзора (как пространственно распределенная антенная решетка). Синхронно сканирующие антенны принимают радиосигналы электромагнитных полей излучения от нескольких объектов в миллиметровом диапазоне длин волн, по результатам сканирования формируются матрицы радиотеплового изображения (РТИ). Объекты при своем движении пересекают зоны обзора радиометров. Матрицы РТИ подвергаются операциям сегментации [3], результатом которых являются однородные по амплитуде подобласти. Каждая такая подобласть представлена вектором параметров, включающим координаты центра сегмента, среднюю амплитуду и его геометрические характеристики. Векторы, прошедшие идентификацию на принадлежность малоразмерным объектам, передаются в центр обработки информации для определения траекторных параметров объектов.

Цель работы – разработка алгоритмов оценивания пространственных координат движущихся объектов на базе многопозиционной радиометрической системы.

Оценки пространственных координат в одном периоде сканирования

Алгоритм оценивания пространственных координат объектов в отдельном n -м периоде сканирования радиометров сводится к следующим операциям.

1. Осуществляется сегментация изображений в матрицах РТИ каждого k -го радиометра ($k = \overline{1, K}$) и определяются векторы параметров i -х сегментов

$$V_i(k, n) = (x_i^o, y_i^o, z_i^o, u_i, s_i, t_i), \quad i = \overline{1, m_{k,n}},$$

Где $m_{k,n}$ – количество сегментов;

x_i^o, y_i^o, z_i^o – координаты i -го орта вектора направления на центр объекта:

$$a_i(k, n) = (\cos \theta_i \sin \varphi_i, \sin \theta_i, \cos \theta_i \cos \varphi_i) = (x_i^o, y_i^o, z_i^o);$$

u_i – амплитуда;

s_i – площадь сегмента (возможны дополнительно другие характеристики);

t_i – момент времени образования i -го вектора, привязанный к центру сегмента.

2. Для каждой пары k -го и $(k+1)$ -го радиометров ($k = \overline{1, K-1}$) с перекрывающимися зонами обзора путем перебора вариантов соединения векторов $V_i(k, n)$, $i = \overline{1, m_{k,n}}$, и $V_j(k+1, n)$, $j = \overline{1, m_{k+1,n}}$, в $m_{k,n}$ неповторяющихся пар выбираются $m_{k,n}$ наилучших сопряженных пар $V_i(k, n)$ и $V_{j_i}(k+1, n)$, $j_i \in \{1, 2, \dots, m_{k+1,n}\}$, по критерию минимума показателя сопряжения, и одновременно устанавливаются оценки дальностей до объектов $\hat{r}_i(k, n)$, $k = \overline{1, K}$.

3. Вычисляются оценки пространственных координат центров объектов в системах координат k -х наблюдателей: $M_i(k, n) = \hat{r}_i(k, n) a_i(k, n) = (x_i, y_i, z_i)$, которые замещают координаты ортов $a_i(k, n) = (x_i^o, y_i^o, z_i^o)^T$ в составе векторов $V_i(k, n)$, $i = \overline{1, m_{k,n}}$, $k = \overline{1, K}$.

Показатель сопряжения устанавливается из следующих соображений. Пусть определены орты $a_2(i)$, $i = \overline{1, m}$, векторов i -х направлений в системе координат второго наблюдателя и орты $a_1(j)$, $j = \overline{1, m}$, векторов j -х направлений в системе координат первого наблюдателя, где соответствие между i и j заранее не известно. Для всех $m!$ неповторяющийся пар ортов $a_2(i)$ и $a_1(j_i)$, поставленных в соответствие друг другу, где $j_i \in \{1, 2, \dots, m\}$, записывается условие сопряжения ортов, которое с учетом дальностей $r_2(i)$ и $r_1(j_i)$ принимает вид:

$$r_2(i) a_2(i) - P_1 r_1(j_i) a_1(j_i) - b_1 = e_i, \quad i = \overline{1, m}, \quad (1)$$

где P_1 – матрица поворота осей координат при переходе от системы первого к системе второго наблюдателя;

b_1 – базовый вектор, соединяющий центр координат первой системы с центром второй;

e_i – вектор ошибок сопряжения.

Из (1) находятся МНК-оценки дальностей $r_1(i)$ и $r_2(j_i)$ в матричной форме:

$$\hat{R} = A^{-1}B \Leftrightarrow \begin{pmatrix} \hat{r}_2 \\ \hat{r}_1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} a_2^T a_2 & -a_2^T P_1 a_1 \\ a_2^T P_1 a_1 & -a_1^T a_1 \end{pmatrix}^{-1} \begin{pmatrix} a_2^T b_1 \\ a_1^T P_1^T b_1 \end{pmatrix}. \quad (2)$$

Из $m!$ неповторяющихся пар выбираются m пар $a_2(i)$ и $a_1(j_i)$, $i = \overline{1, m}$, $j_i \in \{1, 2, \dots, m\}$, с наименьшим значением суммарного показателя правильности сопряжения $J = \sum_{i=1}^m \|e_i\|^2$, который имеет смысл суммы квадратов ошибок сопряжения (1), где вместо дальностей подставляются их оценки (2). В матричной форме (1) принимает вид: $A - B = E$ и показатель J :

$$J = \|E\|^2 = (A - B)^T (A - B). \quad (3)$$

Наименьшему значению показателя (3) соответствуют оценки дальностей $\hat{r}_2(i)$ и $\hat{r}_1(j_i)$, и оценки пространственных координат m объектов в системах координат наблюдателей:

$$\hat{M}_2(i) = \hat{r}_2(i) \cdot a_2(i), \quad \hat{M}_1(j_i) = \hat{r}_1(j_i) \cdot a_1(j_i), \quad i = \overline{1, m}, \quad j_i \in \{1, 2, \dots, m\}.$$

Дополнительно в состав показателя (3) правильности сопряжения могут включаться квадратичные показатели близости амплитудных и геометрических характеристик двух сопоставляемых сегментов, взятые с определенными весовыми коэффициентами.

Оценки координат в последовательности периодов сканирования

Для оценивания пространственных координат нескольких движущихся объектов с учетом моментов времени образования векторов параметров сегментов изображения объектов предлагается следующий алгоритм.

1. После каждого n -го периода синхронного сканирования антенн ($n = \overline{1, N}$, где N – заданное количество периодов) для вторичной классификации векторов $V_i(k, n)$, $i = \overline{1, m_{k,n}}$, $k = \overline{1, K}$, $n = \overline{1, N}$, по принадлежности движущимся объектам (объекты могут менять взаимное положение во времени) эти векторы передаются в центр межпериодной обработки информации, где выполняются следующие операции.

2. По окончании 1-го периода сканирования ($n = 1$) вычисляются начальные значения показателей правдоподобия: $I_i(1) = 0$, $i = \overline{1, m_1}$, где m_1 – количество векторов, образованных в 1-м периоде сканирования всех радиометров. На основе векторов параметров сегментов устанавливаются начальные межпериодные оценки параметров – векторов состояния по каждой координате: $X_i(1) = (x_i, x'_i)^T$, $Y_i(1) = (y_i, y'_i)^T$, $Z_i(1) = (z_i, z'_i)^T$, $i = \overline{1, m_1}$, включающих саму координату и скорость ее изменения; начальные значения оценок амплитуды $U_i(1)$, площади: $S_i(1)$ и моментов времени образования векторов: $T_i(1)$, $i = \overline{1, m_1}$. Запоминаются номера векторов, вошедших в состав начальных групп: $L_i(1) = i$, $i = \overline{1, m_1}$.

3. Во втором и последующих периодах ($n = \overline{2, N}$) выполняются следующие операции.

4. Образованные по окончании n -го периода во всех радиометрах векторы $V_j(n)$, $j = \overline{1, m_n}$, ставятся в соответствие i -м группам ($i = \overline{1, m_{n-1}}$), полученным в предыдущем $(n - 1)$ -м периоде, с учетом моментов времени $t_j(n)$ их образования. Для каждого j -го векто-

ра $V_j(n)$ вычисляется показатель правдоподобия j -го продолжения i -й группы [включения в состав i -й группы вектора $V_j(n)$]:

$$I_j = I_i(n-1) + \gamma_a D_n^{-1} [(x_j(n) - x_i^{\exists}(n))^2 + (y_j(n) - y_i^{\exists}(n))^2 + (z_j(n) - z_i^{\exists}(n))^2] + \\ + G_n^{-1} [\gamma_u (u_j(n) - U_i(n-1))^2 + \gamma_s (s_j(n) - S_i(n-1))^2],$$

где $x_i^{\exists}(n)$, $y_i^{\exists}(n)$, $z_i^{\exists}(n)$ – экстраполированные значения координат с учетом длины временного промежутка $\Delta t = t_j(n) - T_i(n-1)$; D_n и G_n – дисперсии ошибок экстраполяции.

5. Показатели I_j сравниваются с порогом α_n – квантилем хи-квадрат распределения случайной величины I_j . Если $I_i(j) \leq \alpha_n$, то i -я группа получает подтверждение для вектора $V_j(n)$. Для нее корректируются и запоминаются оценки координат и других параметров, например, по методу калмановских фильтров, причем при вычислении учитывается длина временного промежутка Δt . Также запоминаются:

- значение показателя $I_i(n) = I_j$;
- моменты времени $T_i(n) = t_j(n)$;
- номер j вектора, вошедшего в состав i -й группы, $L_i(n) = j$.

6. Если i -я группа не получает подтверждения в n -м периоде ($I_i(j) > \alpha_n$), то фиксируется пропуск наблюдения и проверяется подтверждение группы в следующем $(n+1)$ -м периоде. При этом используется определенная логика сброса неподтвержденных групп [4]. Нумерация подтвержденных групп в каждом периоде сканирования осуществляется заново из-за возможного увеличения их продолжений.

7. Векторы $V_j(n)$, не вошедшие в состав подтвержденных групп, рассматриваются как начальные данные для вновь появляющихся объектов. Для них устанавливаются начальные оценки параметров в соответствии с п. 2 и осуществляется анализ на подтверждение в последующих периодах обзора. По завершению n -го цикла фиксируется число m_n сформированных групп.

8. По окончании N -го периода из всех m_N групп выделяются $\hat{m}$ наилучших групп с наименьшими значениями показателей $I_i(N)$, нормированных по числу присоединенных векторов и не имеющих общих номеров в массиве $L_i(n)$, $i = \overline{1, m_n}$, $n = \overline{1, N}$. Число $\hat{m}$ представляет оценку числа обнаруженных объектов, пространственные координаты которых хранятся в соответствующих массивах и далее передаются на сопровождение объектов.

Результаты моделирования

При моделировании два радиометра ($K=2$) осуществляли наблюдение за тремя объектами ($m = 3$) при синхронном сканировании антенн в последовательности $N = 10$ периодов сканирования каждый длительностью в 5 мин. Перекрывание зон обзора по азимуту и углу места составляло $30^\circ \times 30^\circ$. Объекты двигались в соответствии с калмановскими моделями движения, траектории движения объектов пересекались. При классификации векторов учитывались координаты центра сегмента и амплитуда.

В таблице в зависимости от СКО ошибок измерения пространственных координат центров сегментов $\sigma_{\text{изм}}$ представлены: d_{cp} – среднее значение удаления оценок центра объектов (по евклидову расстоянию в долях градуса), переданных на сопровождение, отно-

сительно моделируемых центров; $P_{об}$ – оценка вероятности обнаружения всех m объектов. Данные получены с применением двух вариантов рассмотренного алгоритма. Первый вариант соответствует представленному выше описанию и основан на привязке к экстраполированным координатам всех векторов, удовлетворяющих порогу критерия правдоподобия, что приводит к размножению групп. Второй вариант основан на привязке одного вектора с наименьшим значением показателя правдоподобия. Из-за отсутствия разветвления быстрого действия алгоритма во втором варианте на порядок выше, чем в первом.

Вариант	1			2		
$\sigma_{изм}$ (м)	0,1	0,3	0,5	0,1	0,3	0,5
$d_{ср}$ (гр)	0,12	0,33	0,53	0,20	0,34	0,57
$P_{об}$	1	1	0,97	0,80	0,74	0,56

Выводы

Предложены алгоритмы определения пространственных координат объектов наблюдения в многопозиционной радиометрической системе, основанные на внутривысочастотной обработке матриц РТИ и межвысочастотной обработке векторов, полученных в каждом периоде обзора сканирующих радиометров. Результаты могут найти применение в существующих пассивных радиотехнических системах видения, развертываемых на местности для наблюдения за движущимися объектами.

Библиографический список

1. Бакулев П.А. Радиолокационные системы. Учеб. для вузов. М.: Радиотехника, 2007. 376 с.
2. Ключко В.К., Гудков С.М. Повышение эффективности формирования изображений в радиометре со сканирующими антеннами // Радиотехника. 2017. № 5. С. 158 – 165.
3. Гонсалес Р., Вудс Р., Эддинс С. Цифровая обработка изображений в среде MATLAB. М.: Техносфера, 2006. 616 с.
4. Математические методы восстановления и обработки изображений в радиотеплооптоэлектронных системах / В.К. Ключко. Рязань: РГРТУ, 2009. 228 с.

УДК 004.932; ГРНТИ 89.57.35

ИССЛЕДОВАНИЕ ПАРАМЕТРОВ КАНАЛА СВЯЗИ МЕЖДУ УСТРОЙСТВАМИ В ДИАПАЗОНЕ 2,2-2,5 ГГц В ЗАКРЫТЫХ ПОМЕЩЕНИЯХ

В.И. Алехин, А.Ю. Паршин

Рязанский государственный радиотехнический университет,
Россия, Рязань, frankens501@gmail.com

Аннотация. В данной работе рассматривается методика, которая позволяет обеспечить точную оценку местоположения мобильных устройств в помещениях. Данная методика основана на измерениях времени распространения сигнала от передатчика до мобильного устройства и обратно (RTT). Она позволяет определить расстояние, на котором расположены устройство и WLAN точка доступа.

Ключевые слова. WLAN, Wi-Fi, RTT, позиционирование, время прихода сигнала

THE INVESTIGATION OF COMMUNICATION CHANNEL PARAMETERS FOR INDOORS MOBILE DEVICES IN THE RANGE OF 2.2 TO 2.5 GHz

V.I. Alekhin, A.Yu. Parshin

Ryazan state radio engineering university,

Russia, Ryazan, frankens501@gmail.com

Abstract. In this paper, we consider a technique that allows you to provide an accurate assessment of the indoors location of mobile devices. This methodology is based on measurements of the propagation time of signal from transmitter to mobile device and back (RTT). It allows you to determine the distance at which the device and WLAN access point are located.

Keywords. WLAN, Wi-Fi, RTT, positioning, arrival time.

Введение

Позиционирование представляет собой процесс определения местоположения одной точки относительно других точек, местоположение которых уже известно. Например, глобальная система позиционирования (GPS) – спутниковая система позиционирования, которая позволяет пользователям с наземными приёмниками точно определить своё географическое положение. [1]

Основная характеристика беспроводного позиционирования предполагает наличие “активного” терминала, положение которого должно быть определено. Беспроводные системы позиционирования имеют ряд опорных беспроводных узлов (узлы привязки – базовые узлы) с постоянной и точно известной позицией в принятой системе координат и обязательно один или несколько локализованных мобильных узлов.

Позиционирование происходит как правило в два основных этапа: во-первых, проводятся непосредственные измерения между узлами, во-вторых, эти измерения обрабатываются для определения положения локализованных мобильных узлов. Типичным примером данных измерений является определения расстояния между используемыми узлами. Такое измерение называется дальнометрией. [1].

RTT оценка

RTT (round trip-time) – время приёма-передачи – время сигнала затраченное на отправку сигнала от передатчика к приёмнику и обратно. Из-за того, что время задержки RTT составляет порядка нескольких микросекунд, что приводит к невозможности оценить его с помощью программного обеспечения. Поэтому измеряется RTT аппаратной подсистемой, основанной на семействе FAST и подключено к WLAN карте, и к параллельному порту в мобильном устройстве.

Определение положения мобильного устройства посредством оценки расстояния от набора точек доступа. Данное определение выполняется с помощью алгоритмов триангуляции и измерения расстояния, по крайней мере, трёх точек доступа в известном местоположении (рис.1).

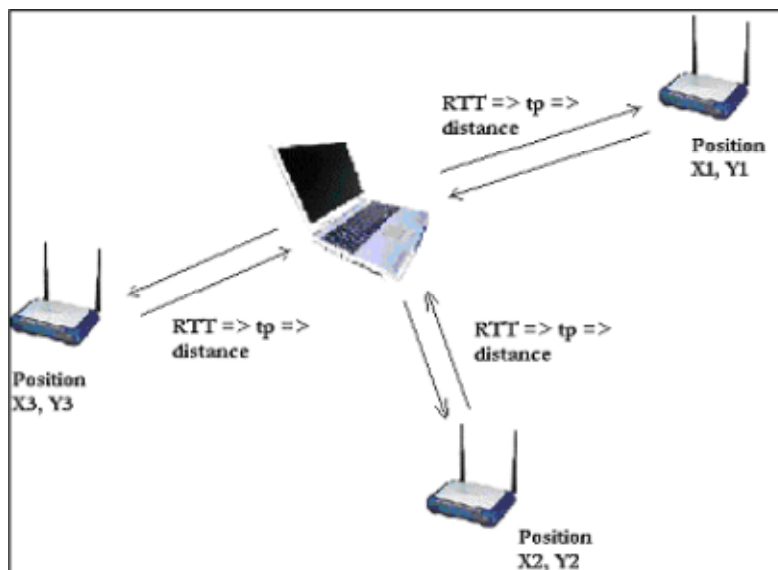


Рис. 1. Триангуляция на основе RTT

Алгоритм позиционирования с помощью линейных наименьших квадратов

Данный алгоритм даёт начальное положение, которое может быть использовано в других алгоритмах позиционирования, как инициализация значений для их итераций. Для того, чтобы решить систему линейных уравнений их нужно линеаризировать. Чтобы это сделать необходимо использовать инструмент линеаризации. Добавление и вычитание x_j и y_j в типичное уравнение окружности получаем:

$$(x - x_i + x_j - x_i)^2 + (y - y_j + y_j - y_i)^2 = r_i^2$$

с $(i=1,2,\dots,j-1,j+1,\dots,n)$.

Далее переходим к уравнению с двумя неизвестными:

$$d_{ij} = \sqrt{(x_i - x_j)^2 + (y_i - y_j)^2}$$

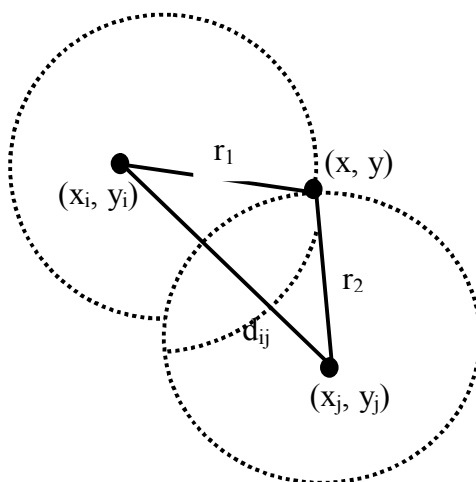


Рис. 2. Определение положения мобильного устройства методом латерации

Алгоритм латерации представляет собой геометрический подход к решению поставленной задачи. Он основан на вычислении расстояний между искомой точкой и как минимум тремя точками доступа с дальнейшим решением системы из N уравнений. [4]

Для проведения расчётов зададимся четырьмя координатами:

$$x_1=0 \ y_1=1; \quad x_2=3 \ y_2=8; \quad x_3=8 \ y_3=5; \quad x_4=8 \ y_4=0.$$

Запишем линейную систему уравнений (N-1) с двумя неизвестными:

$$\begin{cases} (x-x_1)*(x_2-x_1)+(y-y_1)*(y_2-y_1)=\frac{1}{2}[r_1^2-r_2^2+d_{21}^2]=b_{21} \\ (x-x_1)*(x_3-x_1)+(y-y_1)*(y_3-y_1)=\frac{1}{2}[r_1^2-r_3^2+d_{31}^2]=b_{31}, \\ (x-x_1)*(x_4-x_1)+(y-y_1)*(y_4-y_1)=\frac{1}{2}[r_1^2-r_4^2+d_{41}^2]=b_{41} \end{cases}$$

где d_{ij} – расстояние до бортовой станции, будет рассчитано следующим образом:

$$d_{21}^2 = (x-x_2)^2 + (y-y_2)^2$$

$$d_{31}^2 = (x-x_3)^2 + (y-y_3)^2$$

$$d_{41}^2 = (x-x_4)^2 + (y-y_4)^2$$

и r_i соответственно равно:

$$r_1^2 = (x-x_1)^2 + (y-y_1)^2$$

$$r_2^2 = (x-x_2)^2 + (y-y_2)^2$$

$$r_3^2 = (x-x_3)^2 + (y-y_3)^2$$

$$r_4^2 = (x-x_4)^2 + (y-y_4)^2$$

Эту линейную систему уравнения можно упростить в форму матрицы:

$$A\mathbf{x}=\mathbf{b},$$

где

$$A = \begin{pmatrix} x_2-x_1 & y_2-y_1 \\ x_3-x_1 & y_3-y_1 \\ x_4-x_1 & y_4-y_1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 3 & 7 \\ 8 & 4 \\ 8 & -1 \end{pmatrix};$$

$$\mathbf{b} = \begin{pmatrix} b_{21} \\ b_{31} \\ b_{41} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{1}{2}[r_1^2 - r_2^2 + d_{21}^2] \\ \frac{1}{2}[r_1^2 - r_3^2 + d_{31}^2] \\ \frac{1}{2}[r_1^2 - r_4^2 + d_{41}^2] \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 57 \\ 21 \\ 1 \end{pmatrix};$$

$$\mathbf{x} = \begin{pmatrix} 0,173 \\ 7,185 \end{pmatrix}.$$

Поскольку система линеаризована и расстояние r_i является ориентировочным, требуется определение $\mathbf{x}$, так чтобы выполнялось условие $A\mathbf{x} \approx \mathbf{b}$, тогда:

$$A^T A\mathbf{x} = A^T \mathbf{b}.$$

Решим обе части равенства для убеждения в правильности решения:

$$A^T A\mathbf{x} = \begin{pmatrix} 347 \\ 482 \end{pmatrix} \quad A^T \mathbf{b} = \begin{pmatrix} 347 \\ 482 \end{pmatrix}.$$

Как мы видим из решения выше, обе части равенства равны, что указывает на выполнения требуемого условия. Если точки будут расположены логически, вследствие чего они не будут являться сингулярными, то целесообразно использовать следующий метод:

$$\mathbf{x} = (A^T A)^{-1} A^T \mathbf{b}.$$

Выводы

Основная цель данной работы заключалась в изучении метода расположения WLAN и обеспечить точную оценку местоположения мобильных устройств в помещении. Этот метод основан на специфических измерениях RTT. Измерения RTT были использованы для оценки расстояния от четырёх точек доступа до мобильного устройства. Полученные результаты расстояний были удовлетворительными и по их данным были найдены позиции мобильных устройств.

Библиографический список

1. Дардари Д., Луисе М., Фаллетти Э. Методы спутникового и наземного позиционирования. Перспективы развития технологий обработки сигналов. Техносфера – Москва, 2012 – 528с
2. F. Izquierdo, M. Ciurana, F. Barceló, J. Paradells and E. Zola. Performance evaluation of a TOA-based trilateration method to locate terminals in WLAN, The Institute of Electrical and Electronics Engineers, February 2006
3. A. Günther, C. Hoene, “Measuring Round Trip Times to Determine the Distance Between WLAN Nodes”, Networking 2005, pp. 768-77
4. Р.М. Миниахметов, А.А. Рогов, М.Л. Цымблер. Обзор алгоритмов локального позиционирования для мобильных устройств, Вестник ЮУрГУ. Серия “Вычислительная математика и информатика”, Апрель 2013

УДК 621.396.2; ГРНТИ 49.43.29

ПРЕДСКАЗАНИЕ СОСТОЯНИЯ ОБЪЕКТА НА СФЕРЕ В КАЛМАНОВСКОМ ФИЛЬТРЕ

А.В. Ксендзов, Р.В. Дунцев

Рязанский государственный радиотехнический университет,

Россия, Рязань, duncsev.roma@mail.ru

Аннотация. В данной работе рассматривается предсказание координат объекта на поверхности сферы используемые в расширенном фильтре Калмана. Для предсказания используются методы матричного исчисления.

Ключевые слова. Сфера, фильтр Калмана, координаты точки

PREDICTION OF THE CONDITION OF AN OBJECT ON A SPHERE IN KALMAN FILTER

A.V. Ksendzov, R.V. Duntsev

Ryazan State Radio Engineering University,

Russia, Ryazan, duncsev.roma@mail.ru

Abstract. In this paper, we consider the prediction of the object coordinates on the surface of the sphere used in the extended Kalman's filter. Matrix calculus methods for prediction are used.

Keywords. Sphere, Kalman's filter, coordinates of a point.

Введение

Фильтр Калмана является эффективным рекурсивным фильтром, который оценивает вектор состояния динамической системы. Фильтр Калмана помогает решить задачу линейно-квадратичного гауссовского управления.

Фильтр Калмана используется для рекурсивного оценивания вектора состояния априорно заданной динамической системы, соответственно для расчета текущего состояния системы нужно знать и текущее измерение, а также предыдущее состояние самого фильтра. Фильтр Калмана широко используется в инженерных и эконометрических приложениях: от радаров и систем технического зрения до оценок параметров макроэкономических моделей [1]. Таким образом данный фильтр реализован во временном представлении, но несмотря на это, фильтр Калмана оперирует не только оценками состояния, а также и оценками неопределенности вектора состояния.

Алгоритм работает в два этапа. На этапе прогнозирования фильтр Калмана экстраполирует значения переменных состояния, а также их неопределенности. На втором этапе по данным измерения (полученного с некоторой погрешностью), результат экстраполяции уточняется. Благодаря пошаговой природе алгоритма, он может в реальном времени отслеживать состояние объекта.

Целью данной работы является построение математической модели эволюции координат на сфере, что может быть использовано при дальнейшем синтезе расширенного фильтра Калмана. Также фильтр на сфере должен быть нелинейным.

Теоретическая часть

Алгоритм фильтра Калмана состоит из двух повторяющихся фаз: предсказание и корректировка. На первом этапе рассматривается предсказание состояния системы:

$$\hat{x}_{k|k-1} = f(\hat{x}_{k-1|k-1}, u_k) \quad (2.1)$$

Предсказание ошибки ковариации:

$$P_{k|k-1} F_{k-1|k-1} F_k^T + Q_k \quad (2.2)$$

На втором этапе происходит корректировка, вычисление усиления Калмана.

$$K_k = P_{k|k-1} H_k^T S_k^{-1} \quad (2.3)$$

Обновление оценки состояния.

$$\hat{x}_{k|k} = \hat{x}_{k|k-1} + K_k \hat{y}_k \quad (2.4)$$

Обновление ошибки ковариации выглядит следующим образом.

$$P_{k|k} = (I - K_k H_k) P_{k|k-1} \quad (2.5)$$

Координаты точки b (φ_b, λ_b) находятся, если известны ортодромическое расстояние и ортодромический пеленг χ относительно точки a, с координатами (φ_a, λ_a) .

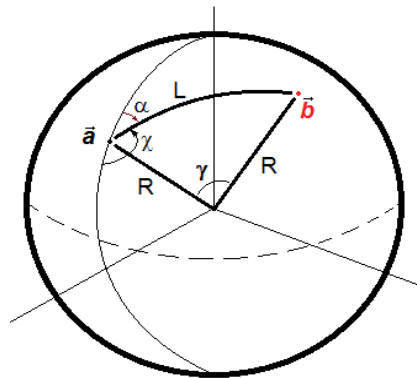


Рис. 1. Определение координаты точки b

Условимся, что пеленг χ отсчитывается от направления на юг, против часовой стрелки.

Простое решение – совместить изображение т.а с северным полюсом, тогда ортодромия совпадет с меридианом с долготой χ относительно нулевого меридиана, а изображение т.б будет иметь координаты $\frac{\pi}{2} - \gamma, \chi$. Останется повернуть точку вправо вокруг оси y на угол $\frac{\pi}{2} - \varphi_a$, вокруг оси z на угол λ_a .

Для упрощения операторов возьмем сферу единичного радиуса, т.е. длину вектора $\rho = 1$ в выражениях будем опускать.

Для построения линий на сфере, понадобятся операции преобразования координат из сферических в Декартовы и обратно.

- Преобразование сферические $\rightarrow$ Декартовы

$$\check{\Omega}\left(\begin{bmatrix} \varphi \\ \lambda \end{bmatrix}\right) = \begin{bmatrix} x \\ y \\ z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \varphi \cos \lambda \\ \cos \varphi \sin \lambda \\ \sin \varphi \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

- Преобразование Декартовы $\rightarrow$ сферические

$$\check{\Pi}\left(\begin{bmatrix} x \\ y \\ z \end{bmatrix}\right) = \begin{bmatrix} \varphi \\ \lambda \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \arctan\left(z/\sqrt{x^2 + y^2}\right) \\ \arctan(y/x) \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

Для решения данной задачи так же необходимо использовать матрицы поворота вокруг осей x, y, z на угол α [2].

$$\mathbf{M}_x(\alpha) = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos \alpha & -\sin \alpha \\ 0 & \sin \alpha & \cos \alpha \end{bmatrix}, \quad \mathbf{M}_y(\alpha) = \begin{bmatrix} \cos \alpha & 0 & \sin \alpha \\ 0 & 1 & 0 \\ -\sin \alpha & 0 & \cos \alpha \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{M}_z(\alpha) = \begin{bmatrix} \cos \alpha & -\sin \alpha & 0 \\ \sin \alpha & \cos \alpha & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}. \quad (2.8)$$

Положительным углом соответствует вращение против часовой стрелки в правой системе координат, если смотреть против направления соответствующей оси.

Поворот точки вправо вокруг оси y на угол $\frac{\pi}{2} - \varphi_a$, вокруг оси z на угол λ_a описывается выражением:

$$\begin{bmatrix} \varphi_b \\ \lambda_b \end{bmatrix} = \check{\Pi}\left[\mathbf{M}_z(\lambda_a)\mathbf{M}_y\left(\frac{\pi}{2} - \varphi_a\right)\check{\Omega}\left(\begin{bmatrix} \frac{\pi}{2} - \gamma \\ \chi \end{bmatrix}\right)\right] \quad (2.9)$$

Ортодромическое (кратчайшее) расстояние на сфере между парой произвольных точек с координатами (φ_a, λ_a) , (φ_b, λ_b) , Определяется следующей формулой:

$$L = R \arccos \left[\check{\Omega}\left(\begin{bmatrix} \varphi_a \\ \lambda_a \end{bmatrix}\right)^T \check{\Omega}\left(\begin{bmatrix} \varphi_b \\ \lambda_b \end{bmatrix}\right) \right] \quad (2.10)$$

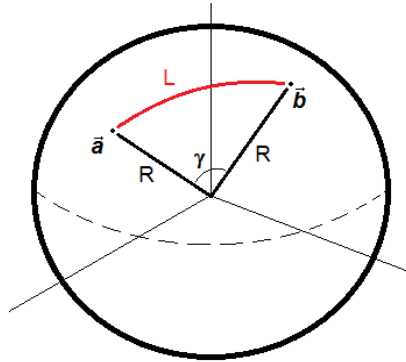


Рис. 2. Ортодромическое расстояние на сфере

Определить угол γ можно благодаря следующей формуле: $\gamma = \frac{L}{R}$ где R - радиус земли.

Все углы подставляются в радианах, южные широты и западные долготы – со знаком минус. Угол γ не должен получиться больше π .

Также необходимо определить пеленг χ из точки a в точку b.

Для этого необходимо совместить т. b с северным полюсом, для чего повернем обе точки вокруг оси z на угол $-\lambda_b$, скомпенсировав его, а затем вокруг оси y на угол $\varphi_b - \frac{\pi}{2}$

Используем следующую формулу.

$$\begin{bmatrix} \vartheta \\ \chi \end{bmatrix} = \ddot{\Pi} \left[\mathbf{M}_y \left(\varphi_b - \frac{\pi}{2} \right) \mathbf{M}_z (-\lambda_b) \ddot{\Omega} \left(\begin{bmatrix} \varphi_a \\ \lambda_a \end{bmatrix} \right) \right] \quad (2.11)$$

Проекция угловой скорости v в местной системе координат.

$$\begin{aligned} v_y &= -v \times \cos(\chi), \\ v_x &= v \times \sin(\chi). \end{aligned} \quad (2.13)$$

Общая угловая скорость определяется как.

$$v_{i-1} = \sqrt{v_x^2 + v_y^2}. \quad (2.14)$$

Эволюция координат описывается следующими шагами.

Вычисляется новая точка:

$$\begin{bmatrix} \lambda_i \\ \varphi_i \end{bmatrix} = \ddot{\Pi} \left[\mathbf{M}_y(\lambda_{i-1}) \mathbf{M}_y(\pi/2 - \varphi_{i-1}) \ddot{\Omega} \left(\begin{bmatrix} v_{i-1} \Delta t \\ \chi_{i-1} \end{bmatrix} \right) \right] \quad (2.15)$$

Вычисляется направление новой точки:

$$\begin{bmatrix} \chi_i \\ \pi/2 \end{bmatrix} = \check{\Pi} \left[\mathbf{M}_y \left(\varphi_i - \frac{\pi}{2} \right) \mathbf{M}_z (-\lambda_i) \check{\Omega} \left(\begin{bmatrix} \lambda_i \\ \pi/2 - \varphi_i \end{bmatrix} \right) \right] \quad (2.16)$$

Реализация задачи и численный пример в среде Mathcad

Промоделируем эволюцию координат со следующими исходными данными:

$$R = 6356863 \text{ м}, \quad \varphi_a = \frac{\pi}{6} \text{ рад}, \quad \lambda_a = \frac{\pi}{2}, \quad L = 2800 \times 10^3 \text{ м}, \quad \chi = \frac{3\pi}{4} \text{ рад}, \quad \Delta t = 36000 \text{ с},$$

$$v = \sqrt{v_x^2 + v_y^2} = 3.146 \times 10^{-6} \text{ рад/с}.$$

Далее выполняется переход из декартовых координат в сферические и наоборот, для этого применяются формулы (2.6) и (2.7).

Поскольку целью является эволюция координат на сфере, предсказание координат равномерно движущегося объекта целесообразно сделать это, используя матрицы поворота $\mathbf{M}_y(\alpha), \mathbf{M}_z(\alpha)$ формула (2.8).

Выполняется эволюция координат, вычисляется новая точка по формуле (2.15):

Получили точку со следующими координатами: $\lambda_i = 1.1668$ (рад), $\varphi_i = 0.602$ (рад)

Затем необходимо вычислить направление движения из новой точки, для этого используем формулу (2.16).

Определили следующее значение:

$$\chi_i = 2.0304 \text{ (рад)}$$

Для построения самой модели необходимо задать полученные данные в программной среде Mathcad.

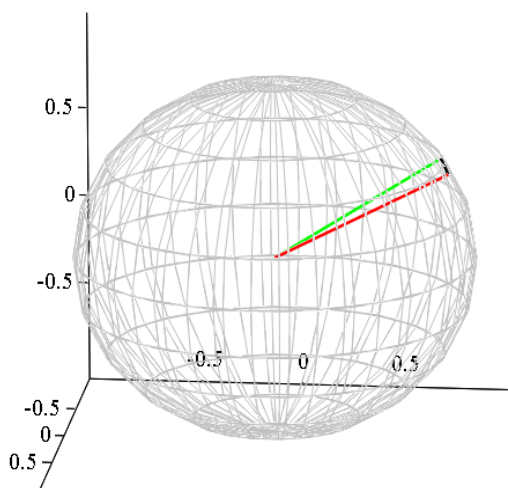


Рис. 3. Модель сферы с заданным направлением полученной точки

Заключение

Построив данную модель, можно сделать следующий вывод, что использование матриц поворота для реализации данной модели, является простым эффективным методом для предсказания объекта движущегося по поверхности сферы.

Библиографический список

1. Ingvar Strid & Karl Walentin (2009), "Block Kalman Filtering for Large-Scale DSGE Models", Computational Economics (Springer) . — Т. 33 (3): 277–304
2. Штифель Е., Шейфеле. Г. Линейная и регулярная небесная механика. — М.: Наука, 1975, 304 с

УДК 62-529; ГРНТИ 47.51.29

МОДЕЛИРОВАНИЕ СИСТЕМЫ ПЕРЕДАЧИ ВИДЕОИЗОБРАЖЕНИЯ С БЕСПИЛОТНЫХ НАЗЕМНЫХ ТРАНСПОРТНЫХ СРЕДСТВ

А. Батищев

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

Аннотация. Рассматривается моделирование систем передачи видеоинформации с беспилотных наземных транспортных средств, использующие радиосигналы с OFDM.

Ключевые слова. OFDM, беспилотные наземные транспортные средства

MODELING VIDEO DATA TRANSMISSION SYSTEM UNMANNED GROUND VEHICLE

A. Batishchev

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

Abstract. The modeling of video transmission systems from unmanned ground vehicle using radio signals with OFDM.

Keywords. OFDM, unmanned ground vehicle

Введение

Последние два десятилетия наблюдается устойчивый тренд на внедрение беспилотных наземных транспортных средств (БНТС) при решении различных задач: охрана, проведение спасательных и восстановительных работ, археологических раскопок, осмотр изнутри труднодоступных для человека объектов, доставка и транспортировка грузов, такси, скрытое наблюдение за животными, возможно применение в кинематографе.

Для организации оперативного управления подобными робототехническими платформами требуется надежный высокоскоростной канал передачи видеоинформации, при проектировании которого важно учитывать местность, на которой планируется эксплуатация БНТС [1–3]. Роботы применяют в городской и сельской местностях, в помещениях и вне таковых. При этом городская местность обычно описывается как глубокое ущелье с крутыми склонами. В рамках данного допущения одним из основных мешающих факторов для проектируемой системы передачи видеозображения (СПВИ) БНТС является эффект многолучевости.

В работе [4] обоснована целесообразность применения в СПВИ БНТС радиосигналов, сформированных на основе технологии мультиплексирования с ортогональным частотным разделением каналов (OFDM). Это позволяет организовать высокоскоростной обмен сообщениями даже в условиях отсутствия прямой видимости при наличии ярко выраженного эффекта многолучевого распространения. Устойчивость OFDM-сигналов к подобным искажениям обеспечивается за счет разделения общего потока видеоинформации на множество низкоскоростных параллельных частотно разнесенных каналов. В результате в каждом канале скорость передачи составляет несколько килобит в секунду. Как известно [4, 5], подобные низкоскоростные каналы практически не подвержены влиянию многолучевости, так как возникающие при этом взаимные наложения последовательно передаваемых символов занима-

ют незначительную часть символьного интервала. Добавление в OFDM-сигнал циклического префикса дополнительно разделяет последовательно передаваемые символы, что также повышает устойчивость системы передачи видеоинформации к эффекту многолучевости [5].

Таким образом, целью работы является разработка и исследование модели СПВИ БНТС на основе радиосигналов с OFDM.

Разработка модели СПВИ БНТС

Сформирована общая модель OFDM-канала СПВИ, показанная на рисунке 1, где Прд – передатчик, Прм – приемник, ПУ – пункт управления.

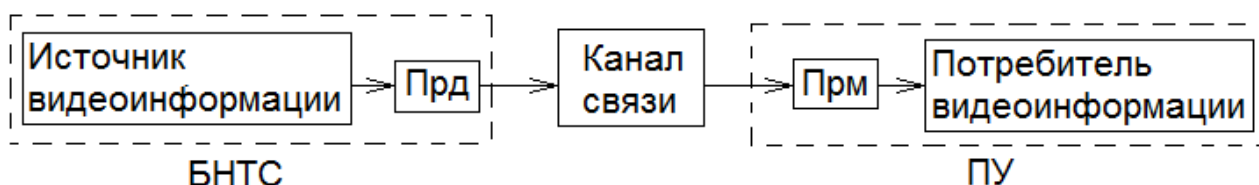


Рис. 1. Модель OFDM-канала СПВИ БНТС

Здесь источник видеоинформации формирует в реальном времени битовый поток, соответствующий видеоизображению, который затем на передатчике преобразовывается в пакет OFDM-символов и излучается в пространство. В канале связи сигнал подвергается ослаблению, многолучевому распространению. В приемнике к искаженному сигналу добавляется аддитивный «белый» гауссовский шум. Далее из этой смеси выделяются OFDM-символы, которые преобразуются в восстановленный битовый поток, формирующий видеоизображение на ПУ.

Основным назначением модели является проведение предварительных исследований разрабатываемых СПВИ БНТС, получение результатов помехоустойчивости, анализ спектральных характеристик сигналов в различных точках радиотракта в интересах проектирования конструкции устройства.

В рамках данной модели разработаны функциональные схемы передатчика OFDM-канала СПВИ и приемника OFDM-канала СПВИ, представленные соответственно на рисунках 2 и 3.

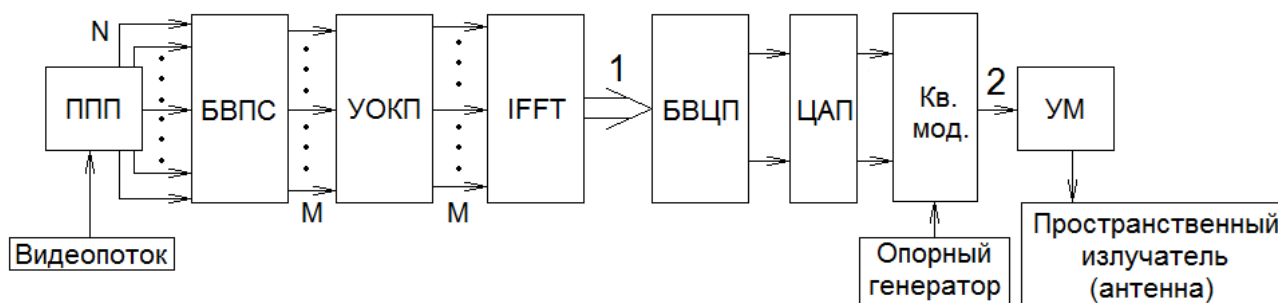


Рис. 2. Функциональная схема передатчика OFDM-канала СПВИ

Здесь ППП – последовательно-параллельный преобразователь, БВПС – блок внесения ПС, УОКП – устройство отображения на комплексную плоскость, IFFT – ОБПФ, БВЦП – блок внесения ЦП, ЦАП – цифроаналоговый преобразователь, Кв. мод. – квадратурный модулятор, УМ – усилитель мощности.

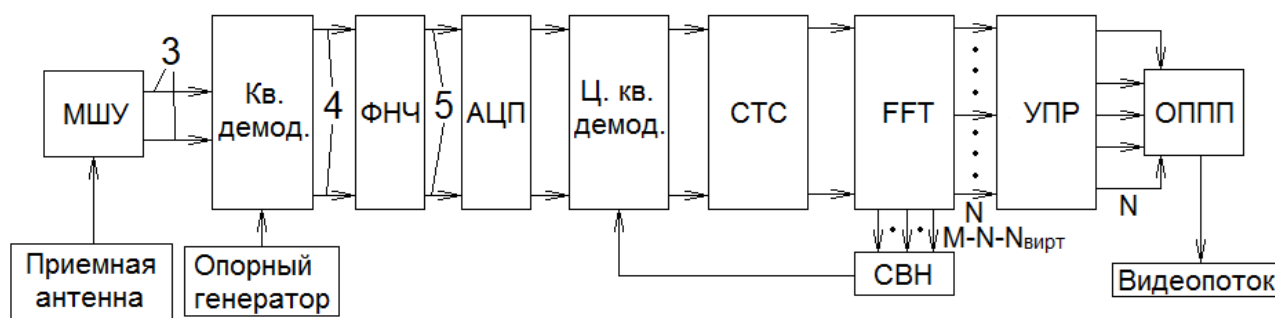


Рис. 3. Функциональная схема приемника OFDM-канала СПВИ

Здесь МШУ – малошумящий усилитель, Кв. демод. – квадратурный демодулятор, АЦП – аналого-цифровой преобразователь, ФНЧ – фильтр нижних частот, СТС – схема тактовой синхронизации, Ц. кв. демод. – цифровой квадратурный демодулятор, FFT – блок БПФ, УПР – устройство принятия решения, СВН – схема восстановления несущей, ОППП – блок обратного параллельного-последовательного преобразования.

Цифры на данных схемах обозначают контрольные точки, в которых получены характеристики спектральной плотности мощности (СПМ).

Результаты моделирования

Проверка адекватности модели СПВИ проводилась на примере передачи статического кадра видеозображения системы технического зрения БНТС. При этом сравнивались СПМ сигналов в промежуточных точках модели с ожидаемыми, а также характеристики помехоустойчивости разработанной модели с известными зависимостями вероятности битовой ошибки от отношения сигнал-шум.

Параметры исследуемого тракта:

- 1) количество поднесущих: 2048;
- 2) количество информационных поднесущих: 2031;
- 3) ширина полосы 1 подканала: 2,25 кГц;
- 4) частота несущей (частота опорного генератора): 2,41 ГГц;
- 5) виды модуляции: BPSK, QPSK, QAM-16, QAM-64;
- 6) скорость передачи: не менее 4 Мб/с;
- 7) длина ЦП: 1/8 относительно временной длительности OFDM-символа.

В модели не учитывается помехоустойчивое кодирование.

Характеристики СПМ

На рисунке 4 показана СПМ OFDM-сигнала, снятая в точке 1.

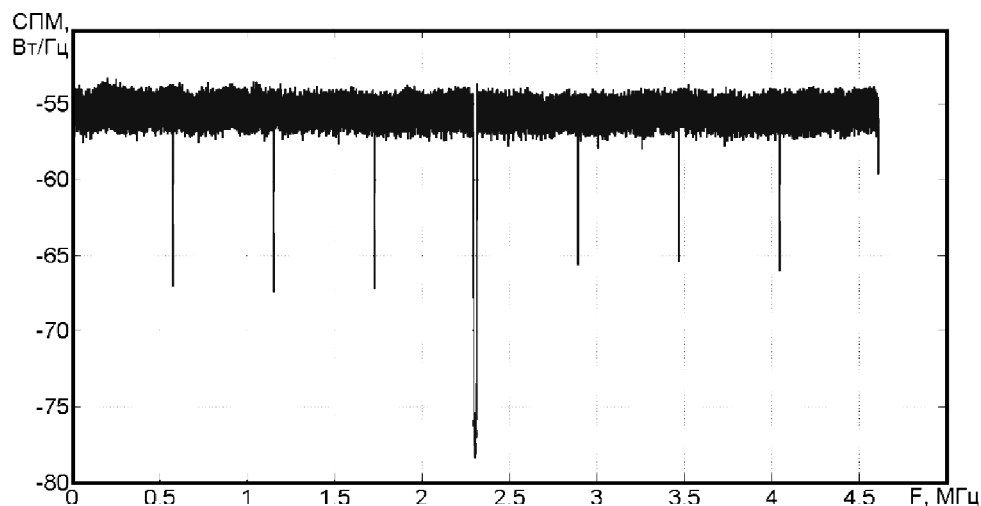


Рис. 4. СПМ OFDM-сигнала на нулевой частоте

Из рисунка 4

Рис. 4 видно, что в СПМ прослеживается специальная структура OFDM-сигнала: специально вложенные ПС и виртуальные нули на поднесущих.

На рисунке 5 показаны СПМ OFDM-сигнала сразу после переноса на радиочастоту (кривая 2), снятая в точке 2, и после наложения АБГШ (кривая 1), снятая в точке 3.

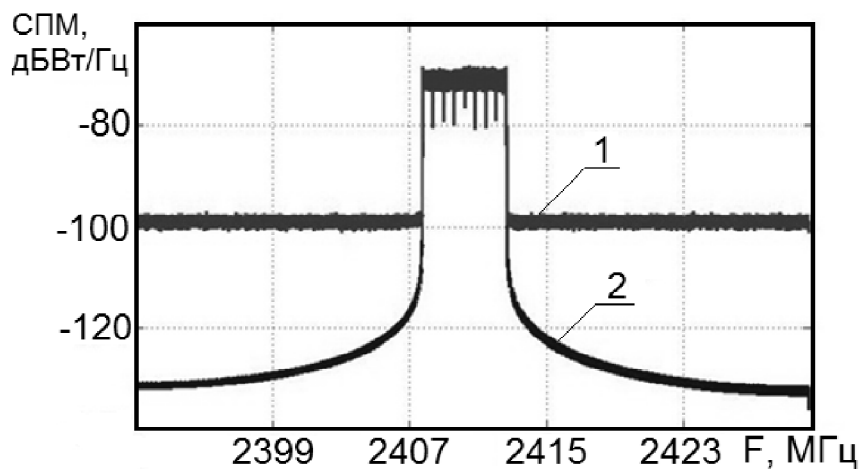


Рис. 5. СПМ OFDM-сигнала на радиочастоте до наложения шума и после наложения шума

Рис. 6 На рисунке 6 показаны СПМ OFDM-сигнала после прохождения квадратурного модулятора до прохождения блока ФНЧ (кривая 1), снятая в точке 4, и после прохождения блока ФНЧ (кривая 2), снятая в точке 5.

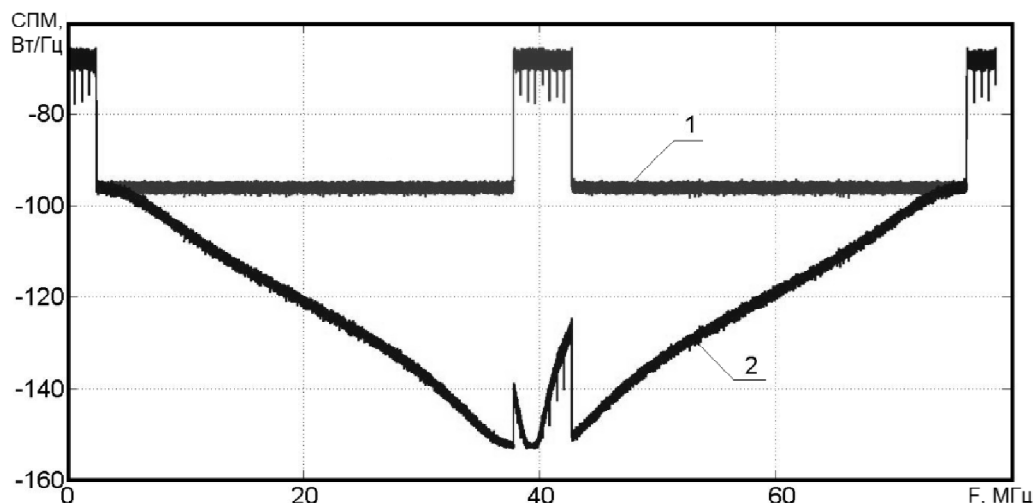


Рис. 6. СПМ OFDM-сигнала: 1) до фильтрации, 2) после фильтрации

Из рисунка 6 видно, что возникающие из-за квадратурного преобразования побочные компоненты сигнала подавляются на 60 дБ.

На основании данных зависимостей СПМ сделан вывод, что модель СПВИ БНТС, спроектированная в среде Matlab, адекватна.

Характеристики помехоустойчивости

В ходе моделирования СПВИ с БНТС получены характеристики помехоустойчивости OFDM-сигнала у которых поднесущие OFDM-сигнала промодулированы такими цифровыми видами модуляции как BPSK, QPSK, QAM-16 для получения которых вместо используемого изображения применена псевдослучайная битовая последовательность.

На рисунке 7

Рис. 7 изображены характеристики помехоустойчивости, для которых поднесущие OFDM-сигнала промодулированы при помощи видов цифровой модуляции: BPSK, QPSK, QAM-16.

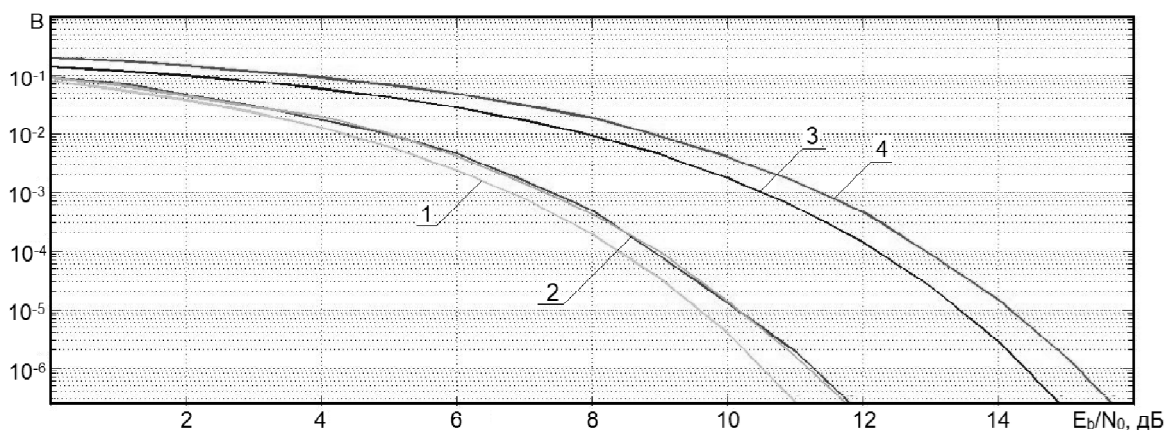


Рис. 7. Характеристики помехоустойчивости

Кривая 1 – теоретическая зависимость для BPSK и QPSK; кривая 2 – экспериментальная зависимость для BPSK и QPSK; кривая 3 – теоретическая зависимость для QAM-16; кривая 4 – экспериментальная зависимость для QAM-16.

Полученные характеристики помехоустойчивости отличны от теоретических, так как алгоритмы интерполяции ЦАП и децимации АЦП несовершенны, а также из-за недостаточной фильтрации шума.

Выводы

В процессе проектирования в программной среде Matlab разработана модель СПВИ БНТС. Назначение данной модели: получение спектральных характеристик сигналов в различных точках радиотракта, для проверки на адекватность разрабатываемой СПВИ БНТС, определение отношения E_b / N_0 , которое используется при расчете необходимой передаваемой мощности для обеспечения связи на заданной дальности.

Библиографический список

1. Hoa G. Nguyen, Narek Pezeshkian, Abraham Hart [et al.] Evolution of a radio communication relay system // Space and Naval Warfare Systems Center Pacific San Diego, CA 92152;
2. Narek Pezeshkian, Hoa G. Nguyen, Aaron Burmeister UNMANNED GROUND VEHICLE RADIO RELAY DEPLOYMENT SYSTEM FOR NON-LINE-OF-SIGHT OPERATIONS // Space and Naval Warfare Systems Center, San Diego;
3. Hoa Nguyen, Narek Pezeshkian, Aaron Burmeister [et al.] Unmanned Ground Vehicle Communications Relays // SSC Pacific, San Diego;
4. Arthur E. Michaud, Mark Donaldson NON-LINE-OF-SIGHT (NLOS) COMMUNICATIONS – COFDM FIELD TESTING RESULTS // Cobham;
5. Yong Soo Cho ... [et al.] MIMO-OFDM wireless communications with MATLAB // John Wiley & Sons (Asia) Pte Ltd.

УДК 519.876.5; ГРНТИ 47.49.31

МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ФАЗОВОГО МОНОИМПУЛЬСНОГО ПЕЛЕНГАТОРА С УЧЕТОМ ПОГОДНЫХ УСЛОВИЙ

Е.М. Быков

*Рязанский государственный радиотехнический университет,
Россия, Рязань, eugeniy.bykov@yandex.ru*

Аннотация. В данной работе описана унифицированная математическая модель фазового моноимпульсного пеленгатора, созданная для оперативного получения сведений о постоянно изменяющейся тактической обстановке, с учетом определенных погодных условий.

Ключевые слова. Математическая модель, моноимпульсный пеленгатор, фазовый пеленгатор

MATHEMATICAL MODEL OF THE PHASE MONOIMPULSE DIRECTION FINDER WITH WEATHER CONDITIONS

Е.М. Bykov

*Ryazan State Radio Engineering University,
Russia, Ryazan, eugeniy.bykov@yandex.ru*

Abstract. A unified mathematical model of a phase monoimpulse direction finder has been described in this report. It was created for quick retrieval of information in a constantly changing environment with weather conditions.

Keywords. Mathematical model, monoimpulse direction finder, phase direction finder

Введение

В условиях современного мира, в любой сфере жизнедеятельности все большую роль играет скорость получения информации и разного рода характеристик. В настоящее время

отсутствует унифицированная методика оценки эффективности фазового моноимпульсного пеленгатора (ФМИП) в различных условиях применения. Целью работы является разработка достаточно простой математической модели ФМИП, для оценки эффективности его работы, в том числе и при различных помеховых и погодных условиях.

Разработанная математическая модель включает в себя частные модели, отражающие основные режимы функционирования ФМИП, при выполнении операций захвата и сопровождения любой гипотетической цели с измерением её координат и параметров движения. Эти операции реализуются в автомате слежения за целью (АСЦ) и в прочих измерительных системах.

Измерительные системы включают пеленгационный канал, дискриминационные каналы по радиальной скорости и дальности.

Входные и выходные характеристики

Входными характеристиками модели являются следующие технические характеристики [1,4]:

- размер апертуры антенной решетки;
- длина волны;
- частота поступления измерительной информации;
- чувствительность приемника;
- средняя или импульсная излучаемая мощность;
- размеры опорных стробов в дискриминационных каналах;
- метод пеленгования.

Кроме того, на этапе работы измерительных каналов в качестве базового параметра задается эффективная площадь рассеяния (ЭПР) наблюдаемой цели, помеховые и погодные условия.

Выходные характеристики модели обеспечивают:

- оценку угловой скорости линии визирования цели;
- оценку текущего положения цели;
- оценку статистических характеристик координат цели.

В модели используются четыре декартовы, и одна сферическая системы координат. К декартовым системам координат относятся:

- квазиинерциальная система координат (КИСК);
- связанная система координат (ССК);
- антенная система координат (АСК);
- скоростная система координат (СкСК).

Сферическая система координат (СфСК) может рассматриваться относительно любой из приведенных выше декартовых систем.

Геометрическая картина (порядок нумерации парциалов, схема расположения полотна решётки «+» или «х»), необходимая для построения суммарно-разностной схемы приёма отражённых от цели сигналов, представлена на рисунке 1.

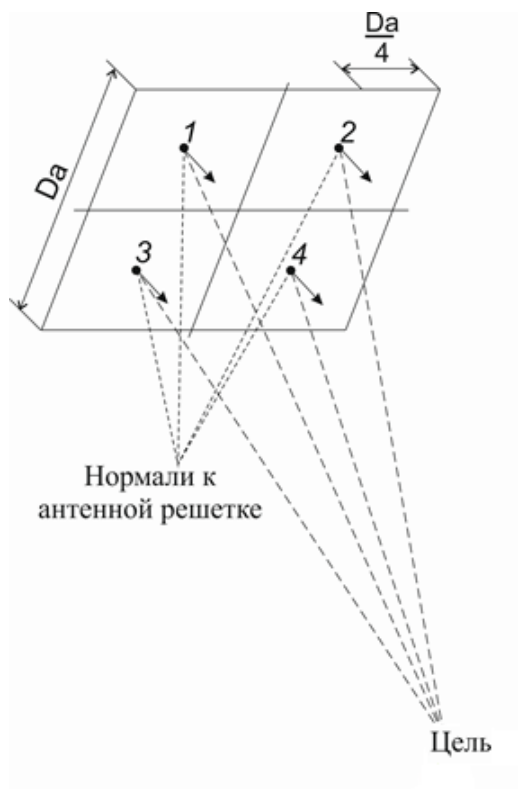


Рис. 1. Нумерация парциалов антенной решётки для схемы «+» [2];
 Da – диаметр апертуры антенной решетки

Математическая реализация

Модель реализована в виде достаточно простого математического алгоритма, разработанного на основе основных положений [3], с учетом частных моделей, отражающих основные этапы работы ФМИП. Общая схема алгоритма отображена на рисунке 2.



Рис. 2. Общая схема математической модели ФМИП

Программная реализация

В результате творческой обработки разработанной математической модели, была составлена программа в среде MATLAB, позволяющая с большим удобством получить графики СКО и отношение сигнал/шум. Пользователь может задать любые значения мощности импульса, длину волны, размер апертуры, внутренние потери, коэффициента усиления антенны и ширину диаграммы направленности, а также выбрать все интересующие условия функционирования ФМИП.

На рисунке 3 представлена первая версия интерфейса программы, с примером ввода данных и вывода графиков. В дальнейшем, она будет модифицироваться, для получения более точных и обстоятельных данных.

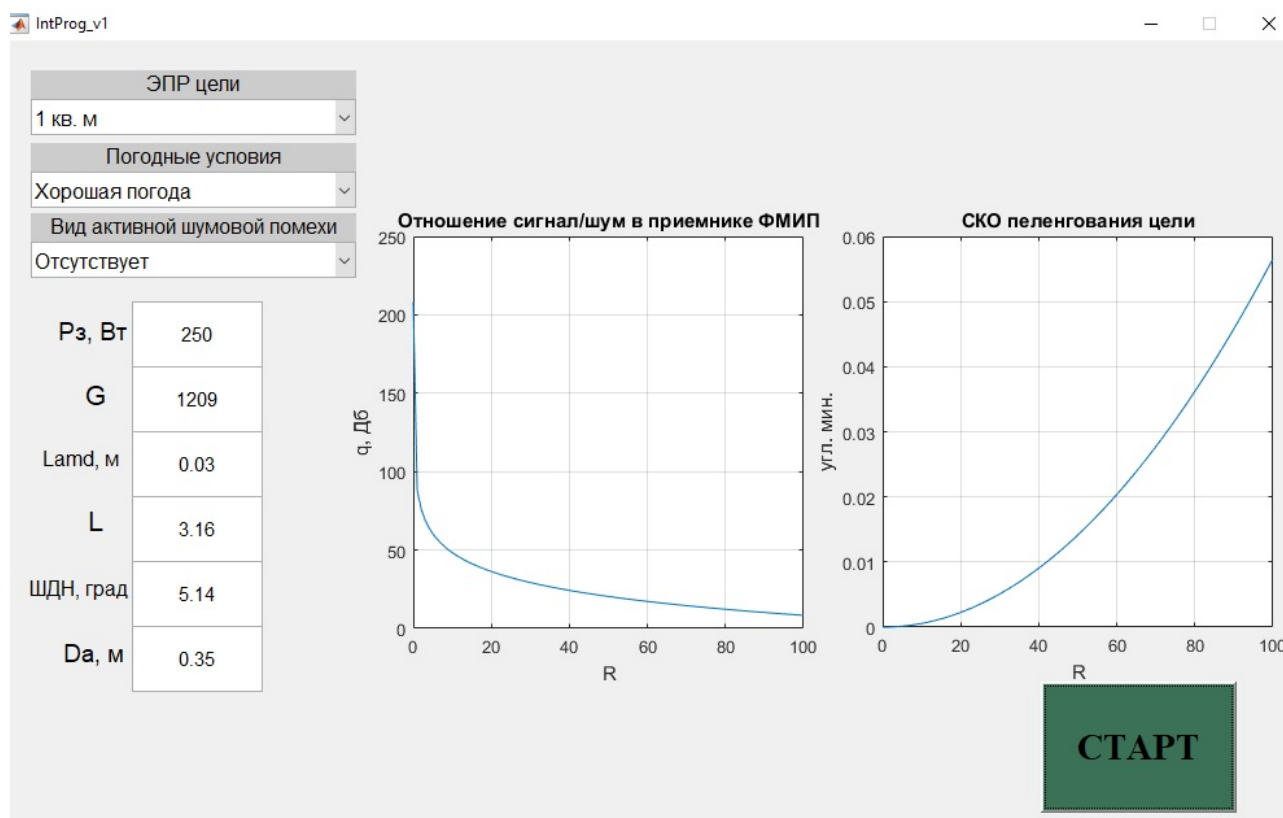


Рис. 3. Пример рабочего интерфейса программы

При моделировании была предусмотрена условность, что расстояние до цели изменяется линейно.

Выводы

Таким образом, по результатам работы, имеется полноценная, удобная в использовании, программа, для оперативного получения необходимых сведений о характеристиках точности фазового моноимпульсного пеленгатора, а также о пороговых значениях отношения сигнал/шум. Учитываются различные ситуации, в том числе и погодные условия с активной шумовой помехой.

В дальнейшем программа подлежит модификации, для получения более точных графиков, и для еще большей универсальности.

Библиографический список

1. Архангельский, И. И. Проектирование зенитных управляемых ракет / И. И. Архангельский, П. П. Афанасьев, Е. Г. Болотов [и др.]; Под редакцией И. С. Голубева и В. Г. Светлова. – Изд. второе, перераб. и доп. – М.: Изд-во МАИ, 2001. – 732 с.
2. Канащенков, А. И. Авиационные системы радиоуправления. Том 2. Радиоэлектронные системы самонаведения / Под редакцией А. И. Канащенкова, В. И. Меркулова. – М.: Радиотехника, 2003. – 392 с.
3. Неупокоев, Ф. К. Стрельба зенитными ракетами. / Ф. К. Неупокоев. / Издание третье, исправленное и дополненное. – Москва: Военное издательство, 1991. – 343 с.
4. Радиоэлектронные системы: Основы построения и теория. Справочник / Под ред. Я.Д. Ширмана. – М.: Радиотехника, 2007.

УДК 621.373.826; ГРНТИ 47.35.31

УСТАНОВКА ИЗМЕРЕНИЯ РАЗНОСТНОЙ ЧАСТОТЫ В ЗЕЕМАНОВСКИХ АКТИВНЫХ ЭЛЕМЕНТАХ

С.А. Давыдов, В.С. Зоркин

Рязанский государственный радиотехнический университет

Рязанская область, Рязань, sergeidavydow@gmail.com

Аннотация. В данной работе рассмотрен способ формирования разностной частоты активного элемента при помощи продольного магнитного поля. Рассмотрена установка, позволяющая измерять разностную частоту в зеемановских активных элементах.

Ключевые слова. Зеемановский активный элемент, установка, фотоэлектронный умножитель, анализатор спектра, магнитное поле

INSTALLATION OF MEASUREMENT OF DIFFERENCE FREQUENCY IN ZEEMANIAN ACTIVE ELEMENTS

S.A. Davydov, V.S. Zorkin

Ryazan State Radio Engineering University

Ryazan region, Ryazan, sergeidavydow@gmail.com

Annotation. In this paper we consider a method of forming the difference frequency of an active element by means of a longitudinal magnetic field. An installation is considered that makes it possible to measure the difference frequency in zeeman active elements.

Keywords. Zeeman active element, installation, photoelectric multiplier, spectrum analyzer, magnetic field

Одной из актуальных проблем при разработки квантовых генераторов является их аттестация и связанный с этим комплекс измерений. Один из таких критических параметров для двухчастотных лазеров – разностная частота и его амплитуда.

На предприятии ПЛАЗМА изготавливаются активные элементы [1], которые при помещении их в продольное магнитное поле формируют разностную частоту. В современных двухчастотных лазерах разностная частота достигает 7 МГц [2,3]. При этом сигнал разностной частоты должен иметь амплитуду не менее 10 мВ.

Целью настоящей работы явилось измерение и формирование разностной частоты в активных элементах на основе продольного эффекта Зеемана. Известные устройства измерения параметров лазеров, например, в [4] не позволяют измерять разностную частоту и формировать ее.

Предлагаемая схема измерений представлена на рисунке 1.

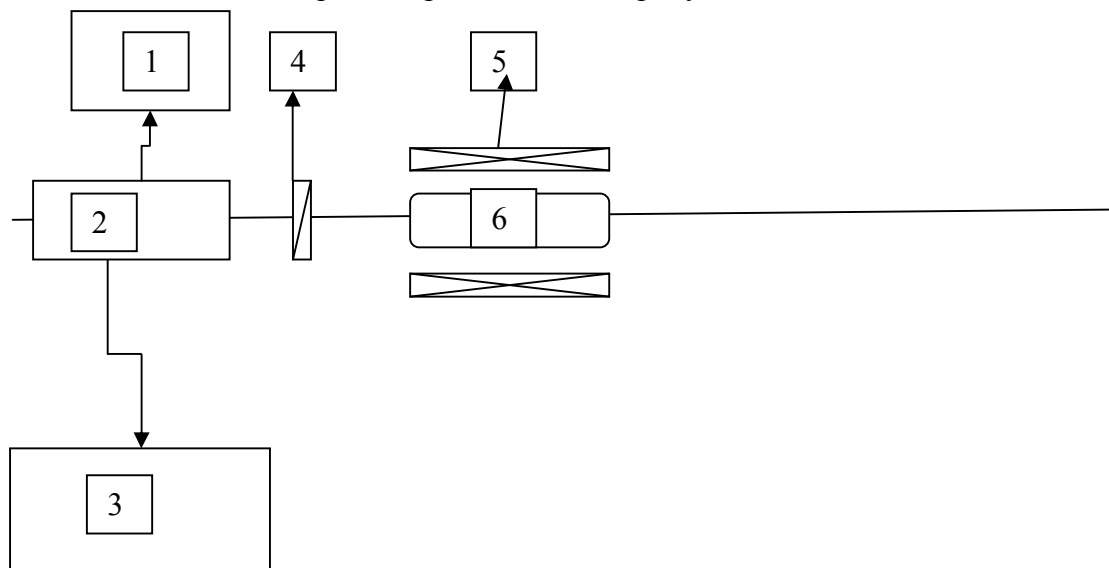


Рис. 1. Схема установки измерений разностной частоты:

1 — источник питания ВС-23, 2 — фотоэлектронный умножитель (ФЭУ-58),
3 — анализатор спектра С4-49, 4 — поляризатор, 5 — регулируемое магнитное поле, 6 — активный элемент

Магнитная система

Магнитная система представляет собой соленоид, формирующий аксиальное магнитное поле и обеспечивает получение разностной частоты излучения и величины ее номинального значения. Этот эффект называют продольным эффектом Зеемана. Важным параметром является величина магнитного поля. Причем с увеличением магнитного поля рост разностной частоты замедляется, и это характеризует критическое значение напряженности магнитного поля. При достижении этого порога исчезает разностная частота, что объясняется предельным значением напряженности магнитного поля.

Кроме величины магнитного поля немаловажную роль для получения повышенного значения разностной частоты играет распределение напряженности магнитного поля по длине разрядного промежутка.

Как показали эксперименты, увеличение длины магнитной системы позволило получить более равномерное распределение магнитного поля, что в свою очередь способствовало получению более высоких значений разностной частоты и сдвигу критического значения напряженности магнитного поля (с 0 Э до 500 Э), при котором происходит исчезновение разностной частоты. Схема экспериментальной установки приведена на рисунке 1. В состав установки входит фотоэлектронный умножитель ФЭУ-58. Выбор ФЭУ обусловлен тем, что у него высокая чувствительностью в области видимой области спектра.

Фотоприемник ФЭУ-58

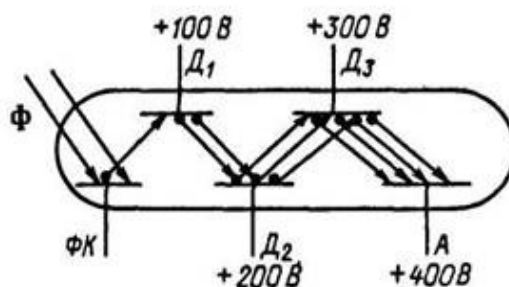


Рис. 2. Принцип устройства ФЭУ

Фотоэлектронный умножитель - это электровакуумный прибор, который преобразует поток падающего на него светового излучения в поток электронов в вакууме, с последующим его усилением. Усиление потока электронов происходит в результате вторичноэлектронной эмиссии. Шумовые параметры такого устройства в несколько лучше, чем у твердотельного (в котором электронные потоки преобразуются внутри твердого тела), так как при каждом появлении нового электрона необходимо преодолеть энергетический барьер, много превышающего kT .

Принцип работы ФЭУ изображен на рисунке 2. Свет Φ вызывает электронную эмиссию с поверхности фотокатода $\Phi К$. Фотоэлектроны под действием электрического поля устремляются на электрод $Д_1$, который называется *динодом*. Динод выполнен из металла с достаточно сильной вторичной электронной эмиссией. Поэтому первичные электроны (ток I_Φ), которые испускает фотокатод, выбивают из динода $Д_1$ вторичные электроны, количество которых увеличивается в σ раз. Ток вторичных электронов с первого динода имеет вид $I_1 = \sigma I_\Phi$. Ток I_1 направляется на второй динод $Д_2$, имеющий более высокий положительный потенциал. Тогда от динода $Д_2$ за счет вторичной эмиссии начинается ток электронов I_2 , который в σ раз больше тока I_1 (для упрощения считаем, что у всех динодов коэффициент вто-

ричной эмиссии одинаков), т. е. $I_2 = \sigma I_1 = \sigma^2 I_\phi$. Далее, ток I_2 поступает на третий динод D_3 , имеющий положительный потенциал несколько выше. От динода D_3 течет ток электронов $I_3 = \sigma I_2 = \sigma^3 I_\phi$, и т.д. С последнего, n -го, динода D_n электронный ток I_n направляется на анод A [5]. В результате на выходе ФЭУ получается усиление светового потока за счет ускорения несколькими динодами потока электронов. К недостаткам ФЭУ следует отнести - обязательное использование высоковольтных источников питания [6].

Диапазон длин волн, воспринимаемых ФЭУ-58 представлен в таблице 1.

Таблица 1. Область спектральной чувствительности ФЭУ-58 (Фотоэлектронный умножитель)

Диапазон спектральной чувствительности	300-600	нм
Максимальная спектральная чувствительность	380-480	нм

Экспериментальная часть

Результаты измерения разностной частоты от величины магнитного поля представлены на рисунке 3, где представлены зависимости разностной частоты f излучения от напряженности магнитного поля H при различных длинах активных элементов лазера: 115 мм, 125 мм, 180 мм, 245 мм. Из графиков зависимости видно, что для каждого активного элемента необходимо своя величина магнитного поля, которая обеспечивает требуемое значение разностной частоты. Так же, стоит отметить, что для активного элемента лазера с меньшей длиной удалось достигнуть большее значение разностной частоты.

$f(H)$, МГц

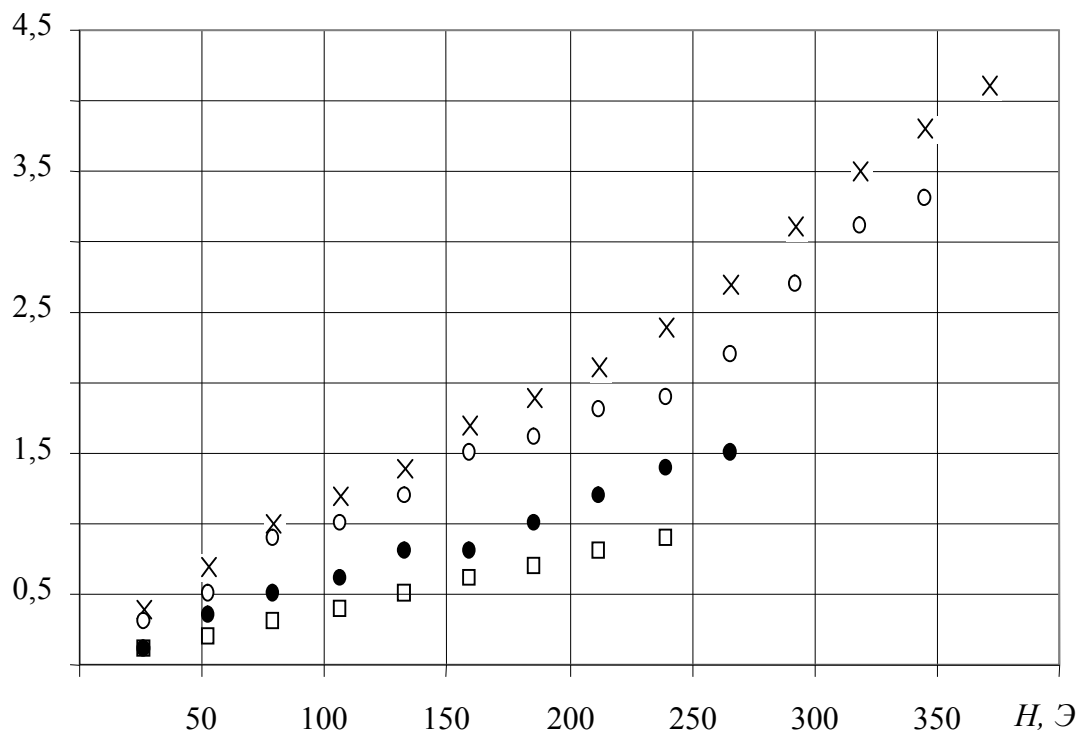


Рис. 3. Зависимость разностной частоты излучения от напряженности магнитного поля при различных длинах активных элементов:

xxx – длина активного элемента 115 мм, ooo – длина активного элемента 125 мм,
 ●●● – длина активного элемента 180 мм, □□□ – длина активного элемента 245 мм

Вывод

Таким образом, проведенные на предлагаемой установке измерения, обладающей равномерной АЧХ и повышенной чувствительностью позволили найти пути решения задачи повышения разностной частоты. В ходе работы с помощью магнитной системы была сформирована разностная частота активного элемента лазера, а так же произведен её замер. Как видно по результатам экспериментальных исследований для каждого активного элемента необходимо своя величина магнитного поля. Установка предлагает подбирать магнитное поле. Далее активный элемент вместе с магнитной системой при найденном магнитном поле устанавливается в лазер и полученное значение разностной частоты служит в составе прибора, который используется в лазером интерферометре.

Библиографический список

1. Сайт компании АО «ПЛАЗМА» [Электронный ресурс].— Режим доступа: <http://www.plasmlabs.ru> (дата обращения 05.11.17).
2. Арефьев А.С., Кондрахин А.А., Чуляева Е.Г. Исследование поляризационно-частотных характеристик газового лазера в измерительных системах.//Известия академии наук. Серия физическая, Т. 67, №9, .— 2003. С.1266–1269.
3. Сайт фирмы «Agilent Technologies» [Электронный ресурс].—Режим доступа: <http://www.home.agilent.com/ru/ pc-1000000393%3Aeapsg%3Aapgr/laser-heads?pm=SC&nid=-536900395.0&cc=RU&lc=rus> (дата обращения 28.10.17).
4. Измерение параметров лазеров [Электронный ресурс].— Режим доступа: <http://mirznanii.com/a/320182/izmerenie-parametrov-lazero>v (дата обращения 11.01.18).
5. Фотоэлектронные умножители [Электронный ресурс].— Режим доступа: <http://tubeamplifier.narod.ru/mess053.htm> (дата обращения 12.01.18).
6. Межотраслевая Интернет-система поиска и синтеза физических принципов действия преобразователей энергии. Фотоэлектронный умножитель [Электронный ресурс].— Режим доступа: <http://www.heuristic.su/effects/catalog/tech/byId/description/810/index.html> (дата обращения 25.01.18).

СЕКЦИЯ «ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ И УСТРОЙСТВА»

УДК 519.718:004.722; ГРНТИ 89.57.35

АНАЛИЗ УСТОЙЧИВОСТИ ТИПОВЫХ СТРУКТУР СЕТЕЙ СВЯЗИ НА ОСНОВЕ ЛИНЕЙНОГО ФУНКЦИОНАЛА СВЯЗНОСТИ

К.А. Батенков

Академия ФСО России,

Россия, Орёл, pustur@yandex.ru

Аннотация. В работе проведен анализ устойчивости типовых структур сетей связи на основе линейного функционала связности.

Ключевые слова. Устойчивость, надежность, живучесть, сеть связи, граф, линейный функционал связности

ANALYSIS OF SUSTAINABILITY OF TYPICAL STRUCTURES OF COMMUNICATION NETWORKS ON THE BASIS OF THE LINEAR FUNCTIONAL FUNCTIONALITY

K.A. Batenkov

Academy of Federal Guard Service,

Russia, Orel, pustur@yandex.ru

Abstract. In this paper, we analyze the stability of typical communication network structures on the basis of a linear connectivity functional.

Keywords. Stability, reliability, survivability, communication network, graph, linear connectivity

Введение

В задачах, связанных с оценкой устойчивости (надежности, живучести) сетей связи, особенно в случае недостаточного объема априорной информации об устойчивости отдельных элементов сети [1], весьма востребованными оказываются детерминированные показатели устойчивости, характеризующие структуру сети только на основе ее модельного представления в форме графа [2, 3]. При этом достаточно удобным с точки зрения вычислительных возможностей оказывается линейный функционал связности [4].

В данной работе проведен анализ типовых структур сетей связи с целью выявления закономерностей между степенью разветвленности сетей и их детерминированным показателем устойчивости – линейным функционалом связности.

Оценка надежности решетчатой структуры (решетки)

В общем виде решетчатую структуру можно задать в виде, представленном на рисунке 1 [5]. В общем случае в данной структуре a рокад (рядов по вертикали) и b осей (рядов по горизонтали).

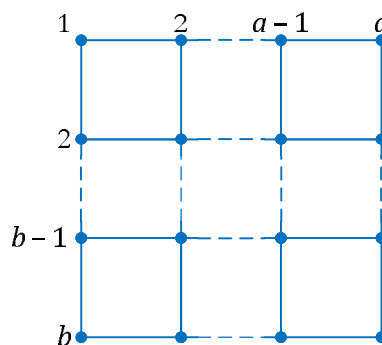


Рис. 1. Решетчатая структура (решетка)

Из построения структуры следует, что общее число узлов $|G| = v = ab$, а также ее связность.

Множество узлов (вершин) решетчатой структуры целесообразно разделить на три подмножества: подмножество вершин G_2 со степенью 2, $G_3 - 3$ и $G_4 - 4$ соответственно. Мощность множеств $v_i = |G_i|$, $i = 2, 3, 4$ (число вершин в подмножествах) $v_2 = 4$, $v_3 = 2a + 2b - 8$, $v_4 = ab - 2a - 2b + 4$.

Тогда, учитывая равновесность всех вершин, линейный функционал решетчатой структуры представим в виде суммы:

$$k = \frac{1}{v} \sum_{i=2}^4 i \cdot v_i + 1 - \frac{1}{v} = 5 - \frac{2}{a} - \frac{2}{b} - \frac{1}{ab}.$$

Оценка надежности сотовой структуры (соты)

В общем виде сотовую структуру можно задать в виде, представленном на рисунке 2. В общем случае в данной структуре a рокад (рядов по вертикали – от правого верхнего угла к левому нижнему) и b осей (рядов по вертикали).

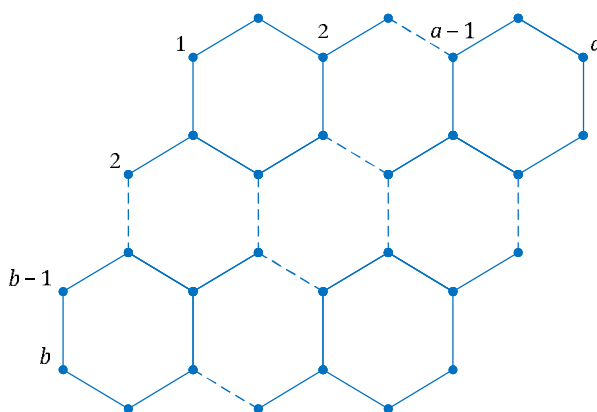


Рис. 2. Сотовая структура (сота)

Из построения структуры следует, что общее число узлов $|G| = v = 2(ab - 1)$, $a > 1$, $b > 1$, а также ее связность.

Множество узлов (вершин) решетчатой структуры целесообразно разделить на два подмножества: подмножество вершин G_2 со степенью 2 и $G_3 - 3$ соответственно. Мощность множеств $v_i = |G_i|$, $i = 2, 3$: $v_2 = 2(a + b - 1)$, $v_3 = 2(a - 1)(b - 2) + 2(a - 2)$.

Тогда, учитывая равновесность всех вершин, линейный функционал сотовой структуры представим в виде суммы:

$$k = \frac{1}{v} \sum_{i=2}^3 i \cdot v_i + 1 - \frac{1}{v} = 4 - \frac{a + b}{ab - 1} + \frac{1}{2(ab - 1)}, a > 1, b > 1.$$

Оценка надежности древовидной структуры (дерева)

В общем виде регулярную древовидную структуру можно задать в виде, представленном на рисунке 3. Регулярность заключается в постоянной величине "размножения" каждого узла древовидной структуры (за исключением узлов последнего уровня). В общем случае в

данной структуре у каждой вершины (за исключением листьев) a ответвлений (величина "размножения") и b уровней (рядов по вертикали).

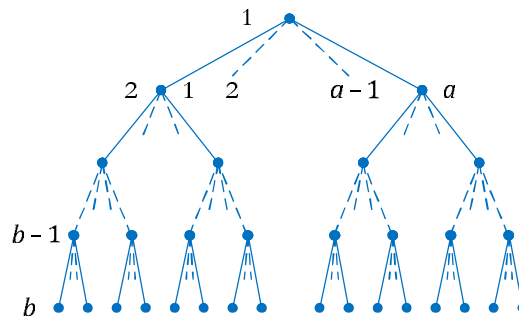


Рис. 3. Древоподобная структура (дерево)

Из построения структуры следует, что общее число узлов $|G| = v = \sum_{i=0}^b a^i = \frac{a^{b+1}-1}{a-1}$, $a > 1, b > 0$, а также ее 1-связность.

Множество узлов (вершин) древоподобной структуры целесообразно разделить на три подмножества: подмножество вершин G_1 со степенью 1, $G_2 - a$ и $G_3 - a + 1$ соответственно. Мощность множеств $v_i = |G_i|$, $i = 1, 2, 3$: $v_1 = a^b$, $v_2 = 1$, $v_3 = \sum_{i=1}^{b-1} a^i = \frac{a-a^b}{a-1}$.

Тогда, учитывая равновесность всех вершин, линейный функционал древоподобной структуры представим в виде суммы:

$$k = \frac{1}{v} \sum_{i=1}^3 i \cdot v_i + 1 - \frac{1}{v} = \frac{3a^{b+1} - 3a}{a^{b+1} - 1}, a > 1, b > 0.$$

Отметим, что для произвольного дерева значение линейного функционала получено ранее и составляет $k = 3 \left(1 - \frac{1}{v}\right)$.

Оценка надежности двойной решетчатой структуры (двойная решетка)

В общем виде двойную решетчатую структуру можно задать в виде, представленном на рисунке 4. В общем случае в данной структуре a рокад (рядов по вертикали) и b осей (рядов по горизонтали). Принципиальное отличие данной структуры от классической решетки (рис. 4) состоит в том, что степень всех узлов увеличена за счет дополнительных (диагональных) ветвей в сети.

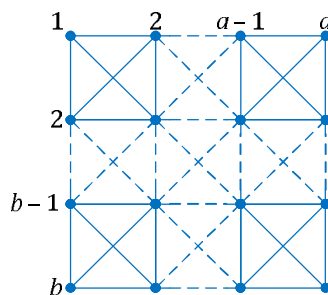


Рис. 4. Двойная решетчатая структура (двойная решетка)

Из построения структуры следует, что общее число узлов $|G| = v = ab$, а также ее связность.

Множество узлов (вершин) решетчатой структуры целесообразно разделить на три подмножества: подмножество вершин G_1 со степенью 3, $G_2 - 5$ и $G_3 - 8$ соответственно. Мощность множеств $v_i = |G_i|$, $i = 1, 2, 3$: $v_1 = 4$, $v_2 = 2a + 2b - 8$, $v_3 = ab - 2a - 2b + 4$.

Тогда, учитывая равновесность всех вершин, линейный функционал решетчатой структуры представим в виде суммы:

$$k = \frac{1}{v} \sum_{i=1}^3 i \cdot v_i + 1 - \frac{1}{v} = 9 - \frac{6}{a} - \frac{6}{b} + \frac{3}{ab}.$$

Сравнительный анализ структур

Полученные выражения линейного функционала для каждой рассмотренной структуры определяют значения функционала для сетей, в которых нет приоритета одних узлов над другими, т. е. когда $\alpha_i = 1/v$, $i = 1, 2, \dots, v$ [6].

В общем случае при различиях в весовых коэффициентах анализ линейного функционала k , определенного на некоторой структуре, необходимо проводить с помощью процессоров, что в силу простоты самого функционала реализуется несложно.

Графическое представление зависимостей значения линейного функционала связности k от числа вершин v представлено на рисунках 5 и 6. Отметим, что на данных рисунках рассматривается случай, когда $a, b = 1, 2, \dots, 10$. Подобное допущение использовано для того, чтобы на графиках не отображались предельные графы, например при значительных величинах числа рокад $a \gg 1$ и одной оси $b = 1$, или, наоборот, при $a = 1$, $b \gg 1$. Данные варианты приводят к графам типа дерево, т. е. к значению линейного функционала связности k , близкого к трем [7, 8]. Поэтому, по сути, приведенные зависимости указывают на наибольшие значения линейного функционала k в некотором (достаточно малом) диапазоне числа вершин v .

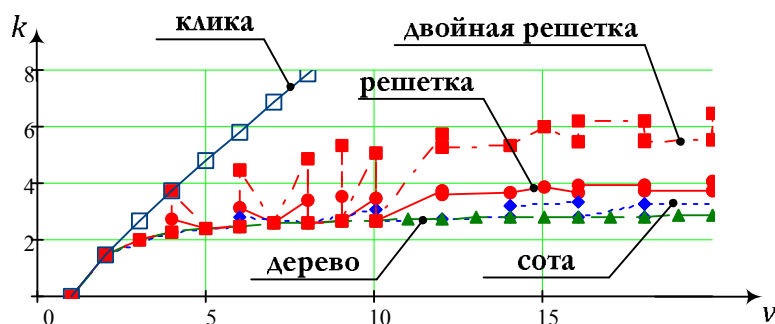


Рис. 5. Зависимости значения линейного функционала связности k от числа вершин $v = 1, 2, \dots, 20$ ($a, b = 1, 2, \dots, 10$)

Несомненно, структура "двойная решетка" с позиции связности значительно превосходит остальные (рис. 6). Это вполне естественно, поскольку данная структура содержит наибольшее число ветвей, а минимальная степень ее вершин оказывается наибольшей. О таком соотношении в величине связности рассмотренных структур можно было бы сказать и по чисто визуальным наблюдениям. Следует заметить, что при малом количестве узлов в сети линейный функционал связности для двойной решетчатой структуры колеблется для одного и того же значения числа вершин в широких пределах (рис. 5). Это вызвано с тем, что

связность малых структур существенно зависит от конфигурации сети (соотношении числа осей и рокад).

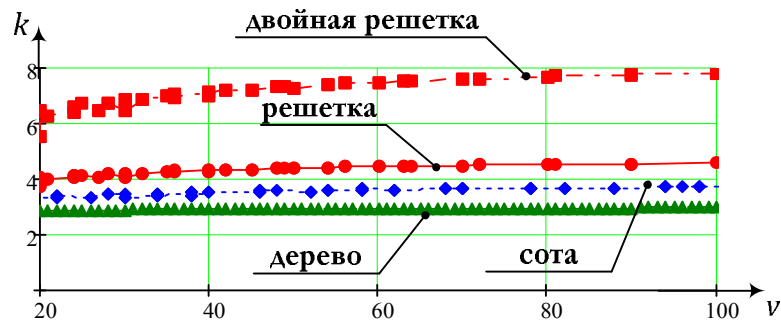


Рис. 6. Зависимости значения линейного функционала связности k от числа вершин $v = 20, 21, \dots, 100$ ($a, b = 1, 2, \dots, 10$)

Полученные результаты указывают на приоритет решетчатой структуры относительно сотовой, что также согласуется с минимальной величиной степеней вершин соответствующих графов [7, 9].

Особняком расположилась древовидная структура. По сравнению с остальными структурами ее связность оказалась самой низкой для всех примеров. Если при этом вспомнить о том, что дерево является связным графом с минимальным значением линейного функционала связности, то вывод окажется очевидным.

Выводы

В целом полученные результаты лишней раз подтверждают правомерность использования линейного функционала k в качестве показателя связности структур сетей связи (графов). Это в первую очередь относится к регулярным структурам, где достоинства этого функционала относительно простоты вычислений проявляются особенно ярко.

Для структур общего типа, где выражение линейного функционала не сводится к аналитическому виду, конструктивность такого показателя связности структур сетей связи (графов) оказывается менее выраженной. В теоретических исследованиях относительно структур общего типа линейный функционал слабо коррелирует с уже существующими понятиями (например, с реберной связностью). Поэтому, несмотря на то, что он, как показатель связности (надежности), может быть применен для оценки любой структуры, при исследовании структур общего типа более рационально использовать такие показатели связности, которые все же каким-либо образом согласовывались с понятиями, используемыми в теории графов. Необходимость привязки показателя надежности сетей связи к классическому понятию связности требует равенства нулю этого показателя тогда, когда нарушается связность структуры сети связи (графа) в обычном понимании, т. е. когда хотя бы один узел сети (хотя бы одна вершина графа) оказывался изолированным (изолированной).

Библиографический список

1. Батенков К. А. Общие подходы к анализу и синтезу структур сетей связи // Современные проблемы телекоммуникаций : Материалы Российской научно-технической конференции. – 2017. – С. 19–23.
2. Батенков К. А. К вопросу оценки надежности двухполюсных и многополюсных сетей связи // Современные проблемы радиоэлектроники : сб. науч. тр. [Электронный ресурс] / науч. ред. А. И. Громыко ; отв. за вып. А. А. Левицкий. – Электрон. дан. (31,5 Мб). – Красноярск : Сиб. федер. ун-т, 2017. – С. 604–608.
3. Харари Ф. Теория графов: пер. с англ. и предисл. В. П. Козырева / под ред. Г. П. Гаврилова; изд. 2-е. Москва: Едиториал УРСС, 2003. 296 с.
4. Оптимизация структур сетевых моделей / Под ред. А. А. Колесникова. – Л. : ВАС, 1987. – С. 101.

5. Батенков К. А. Числовые характеристики структур сетей связи // Труды СПИИРАН. – 2017. – № 4 (53). – С. 5–28.
6. Татт У. Теория графов: пер. с англ. Москва: Мир, 1988. 424 с.
7. Батенков К. А. Устойчивость сетей связи. Орел: Академия ФСО России, 2017. 277 с.
8. 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.
9. 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.

УДК 621.396.621.59; ГРНТИ 47.47.31

ВЛИЯНИЕ ПОМЕХИ В ВИДЕ ПУАССОНОВСКОГО ПОТОКА НА ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТЬ ОПТИМАЛЬНОГО РЕШАЮЩЕГО УСТРОЙСТВА

Д.А.Корольков

*Рязанский государственный радиотехнический университет,
Россия, Рязань, zydu44ukorolkov@mail.ru*

Аннотация. Проведена оценка влияния на оптимальное решающее устройства импульсной помехи, подчиняющейся пуассоновскому распределению. Произведен аналитический расчет вероятности перепутывания символов.

Ключевые слова. Оптимальное решающее устройство, импульсная помеха, бинарная последовательность, вероятность ошибки.

THE INFLUENCE OF INTERFERENCE IN THE FORM OF A POISSON FLOW ON THE NOISE IMMUNITY OF AN OPTIMAL SOLVER

D.A.Korolkov

*Ryazan State Radio Engineering University,
Russia, Ryazan, zydu44ukorolkov@mail.ru*

Annotation. The effect on impulse interference, which obeys the Poisson distribution, is evaluated on the optimal solution. Analytical calculation of probability of entanglement of symbols is made.

Keywords. Optimal decision device, impulse noise, binary sequence, error probability.

Обнаружение, распознавание, оценка параметров сигналов часто сопровождается импульсными помехами. Влияние импульсных помех, приводящих к пропускам наблюдений, рассмотрено в работах [1,2] применительно к оценке эффективности распознавания случайных сигналов. Влияние помех различной структуры на качество обнаружения рассмотрено в работах [3,4].

Передача двоичных сигналов по каналам связи также часто сопровождается различного рода помехами. Кроме белого шума в канале связи часто действуют импульсные помехи, причина появления которых различна. Это могут быть промышленные помехи, организованные помехи, помехи, вызванные прохождением белого шума (при малом отношении сигнал/шум) через амплитудные ограничители и т.д. Целью настоящей работы является анализ совместного влияния белого шума и импульсной помехи на оптимальное решающее устройство, синтезированного для случая белого нормального шума.

Будем считать, что передача данных осуществляется бинарным кодом с активной паузой.

Оптимальное решающее устройство обычно представляют в виде двухканальной схемы (рис. 1).



Рис. 1. Структурная схема оптимального решающего устройства для сигналов с активной паузой

Принцип работы схемы, изображенной на рисунке 1, хорошо известен. На вход поступает сигнал с пассивной паузой, то есть сигнал представляет собой комбинацию посылок +1 и -1 одинаковой длительности. В зависимости от полярности пришедшей посылки, с выхода решающего устройства будет поступать решение о принятом символе. Например, если на входе приемника принят символ +1, то он поступает на каждый перемножитель двухканальной схемы оптимального приемника. На вторые входы каждого перемножителя поступают опорные сигналы с генераторов опорных сигналов (+1 и -1). С выхода канала единиц, после интегрирования принятого положительного символа, выходной сигнал поступает на вход устройства вычитания. С выхода другого канала на второй вход устройства сравнения поступает сигнал отрицательной полярности, полученный интегрированием результата перемножения символов различной полярности. В момент времени, соответствующий времени окончания заднего фронта элементарного символа, напряжение с выхода вычитающего устройства стробируется и сравнивается с нулевым порогом. Решающее правило, обозначая амплитуду напряжения с выхода устройства взятия отсчета через U_x , имеет вид

если $U_x > 0$, *принят символ + 1*;
 если $U_x < 0$, *принят символ - 1*.

Воздействие шума и импульсных помех приводит к изменению напряжения U_x . При значительных помехах произойдет изменение его полярности и, как следствие, к ошибочной регистрации символа. В дальнейшем будем считать, что система синхронизации работает идеально.

Обозначим сигнал на входе решающего устройства как

$$y(t) = S(t) + \chi(t) + n(t), \quad (2)$$

где $S(t)$ – полезный сигнал с активной паузой; $\chi(t)$ – импульсная помеха; $n(t)$ – белый нормальный шум со спектральной плотностью N_0 .

В известной литературе предложено много моделей импульсных помех [5]. В работе принято, что помеха аппроксимируется пуассоновским потоком импульсов:

$$p[e] = \frac{z_{nx}t}{e!} \exp(-z_{nx}t), \quad (3)$$

где z_{nx} – среднее число импульсов в единицу времени;
 t – длительность временного интервала;
 e – число импульсов помехи.

Так используемый сигнал биполярный, а помеха является униполярной, то при воздействии аддитивной помехи на элементарный символ +1 оптимальное решающее устройство не будет регистрировать изменения в символе, а при аддитивном смещении элементарного символа -1 с импульсной помехой будет происходить уменьшение его энергии, что может привести к перепутыванию символов, то есть к принятию неправильного решения. Такое допущение о характере воздействия импульсной помехи вполне оправдано при использовании амплитудных ограничителей на входе решающего устройства.

Известно, что вероятность ошибки при передаче символа определяется следующей формулой

$$p_{\text{ош}} = 0.5 - \Phi \left[\sqrt{\frac{E}{N_0}} (1 - \rho_s) \right], \quad (4)$$

где E – энергия полезного сигнала; N_0 – спектральная плотность белого нормального шума; ρ_s – коэффициент взаимной корреляции между сигналами.

При воздействии импульсной помехи энергия посылки будет уменьшаться. Энергия посылки будет определяться как

$$E_{\text{пос}} = S^2 \tau_{\text{и}}, \quad (5)$$

где S – амплитуда элементарного символа, $\tau_{\text{и}}$ – длительность элементарного символа.

Энергия импульсной помехи будет определяться как

$$E_{\text{п}} = S_{\text{п}}^2 \tau_{\text{п}}, \quad (6)$$

где $S_{\text{п}}$ – амплитуда импульсной помехи, $\tau_{\text{п}}$ – длительность одной импульсной помехи.

Здесь следует привести следующее замечание. Конечная длительность отдельных импульсов помехи приводит к тому, что поток импульсов, несмотря на экспоненциальное распределение пауз, не будет пуассоновским. Изменится форма энергетического спектра импульсного потока и будет ненулевая вероятность события, состоящего в возможном наложении отдельных импульсов. Упомянутыми эффектами будем пренебрегать.

Поэтому будем считать, что суммарная энергия элементарного символа и импульсной помехи будет равна

$$E = E_{\text{пос}} - E_{\text{п}} * p[e]. \quad (7)$$

Результаты расчетов вероятности перепутывания символов $p_{\text{ош}}$ при воздействии и белого шума и пуассоновского потока приведены на рисунке 2. Графики получены в зависимости от вероятности $p[e]$ появления числа импульсов помехи в интервале времени, соответствующего длительности элементарного символа.

Расчеты проведены для отношений сигнал/шум, равное -10 дБ, 0 дБ, 10 дБ. Вычисления проводились при следующих условиях:

1. Отношение длительности элементарного символа к длительности импульса помехи равно 5;
2. Среднее число импульсов в единицу времени $z_{пх} = 10$;
3. Длительность временного интервала наблюдения $t = 10^{-3}$ с.;
4. Амплитуда импульсов помехи равно амплитуде элементарного символа.

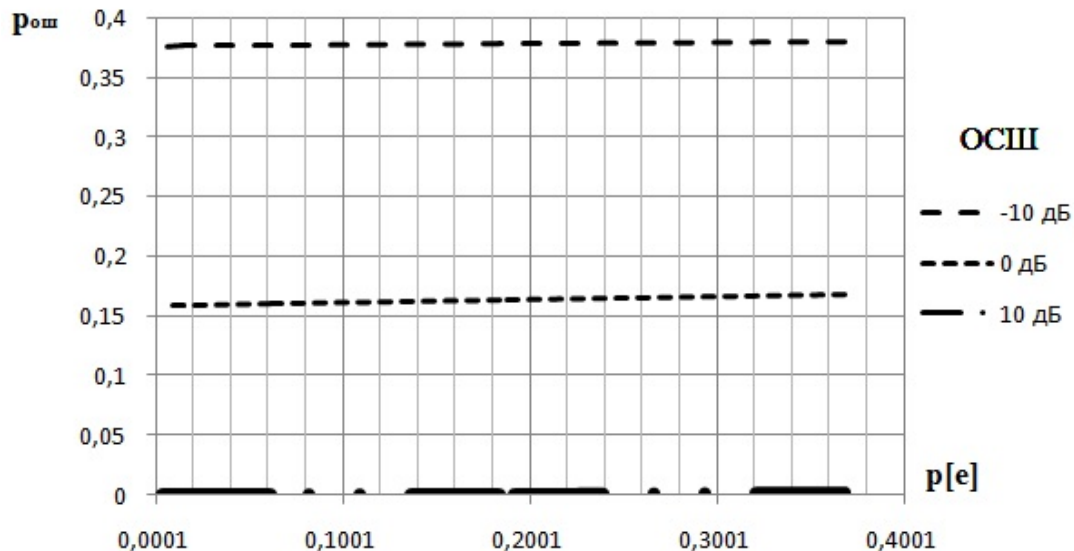


Рис. 2. Вероятность перепутывания символов в зависимости от вероятности появления числа импульсов помехи

Из приведенных графиков видно, что при увеличении отношения сигнал/шум в пределах -10 дБ до 10 дБ вероятность перепутывания одного элементарного символа (вероятность ошибочного приема) оптимальным решающим устройством уменьшается, что ожидаемо. Появление импульсных помех приводит к заметному росту вероятности перепутывания символов. Это можно объяснить тем, что уменьшается энергия полезного сигнала (элементарного символа), что в свою очередь приводит к уменьшению отношения сигнал/шум. Монотонное увеличение вероятности $p_{ош}$ объясняется тем, что вероятность меньшего числа импульсов на интервале наблюдения больше вероятности появления меньшего числа импульсов.

Библиографический список

1. Егоров А.В., Паршин В.С. Распознавание стационарных случайных процессов в условиях пропусков наблюдений. Вестник «Рязанской государственной радиотехнической академии». Рязань, 2006, № 17, с. 12-20.
2. Егоров А.В., Паршин В.С. Распознавание случайных сигналов с пропусками наблюдений. Труды Российского НТО радиотехники, электроники и связи им. А.С. Попова. М., 2005. № 60. Т.2. с 62-65.
3. Сосулин Ю.Г. Теоретические основы радиолокации и радионавигации: Учеб. пособие для вузов. М., «Радио и связь», 1992, 304 с.
4. Сосулин Ю.Г. Теория обнаружения и оценивания стохастических сигналов. М.: Сов. радио., 1978. – 320 с.
5. Левин Б.Р. Теоретические основы статистической радиотехники. М.: Сов. радио., 1974. – 552 с.

УДК 654.1; ГРНТИ 49.39.31

ЛАБОРАТОРНЫЙ КОМПЛЕКС ДЛЯ ОПТИМИЗАЦИИ ПАРАМЕТРОВ В ИНТЕРФЕЙСАХ СТАНДАРТА GSM

О.Шустиков, Д. Кулагин, М. Епишкина

Рязанский государственный радиотехнический университет,

Россия, Рязань, dima_kul95@mail.ru

Аннотация. В данной статье разработан лабораторный комплекс для оптимизации параметров интерфейсов базовой станции Nokia UltraSite EDGE BTS. Рассматриваются его основные функции и принцип работы.

Ключевые слова. GSM, Nokia UltraSite EDGE BTS

LABORATORY COMPLEX FOR THE OPTIMIZATION OF INTERFACES IN GSM

O. Shustikov, D. Kulagin, M. Epishkina

Ryazan State Radio Engineering University,

Russia, Ryazan, dima_kul95@mail.ru

Annotation. In this article we have developed a laboratory complex for optimizing the parameters of the base station interfaces Nokia UltraSite EDGE BTS. Its main functions and principle of operation are considered.

Keywords. GSM, Nokia UltraSite EDGE BTS

Радипокрытие технологией сотовой радиотелефонной связи в стандарте GSM значительно лучше, чем в технологиях, ориентированных на передачу мобильных данных UMTS, LTE. Это связано с высоким объёмом инвестиций, который требуется для строительства инфраструктуры под данные технологии, а именно волоконно-оптических сетей передачи информации. Поэтому, стандарт GSM не имеет альтернатив для голосовой связи в малонаселённых районах и будет продолжать использоваться в будущем.

Система сотовой связи – это гибкая и довольно сложная система, позволяющая организовывать большое число видов связи, такие как: телефонную связь, факсимильные сообщения, передача данных, а так же, позволяющая оказывать ряд услуг коммуникации. Система сотовой связи представляет из себя набор сот, каждая из которых, обеспечивает радиосвязью обширные зоны. Пользователь данной системы может быть, как в фиксированном месте, так и перемещаться в пространстве. Принято, что на одной соте установлен один стационарный радиопередатчик, называемый базовая станция – БС (BS – Base Station или полное название BTS - Base Transceiver Station). В каждой БС встроена специальная антенна, посредством которой обеспечивается радиосвязь в зоне некоторого радиуса[1].

Архитектуру стандарта GSM можно представить в виде, показанном на рисунке 1.

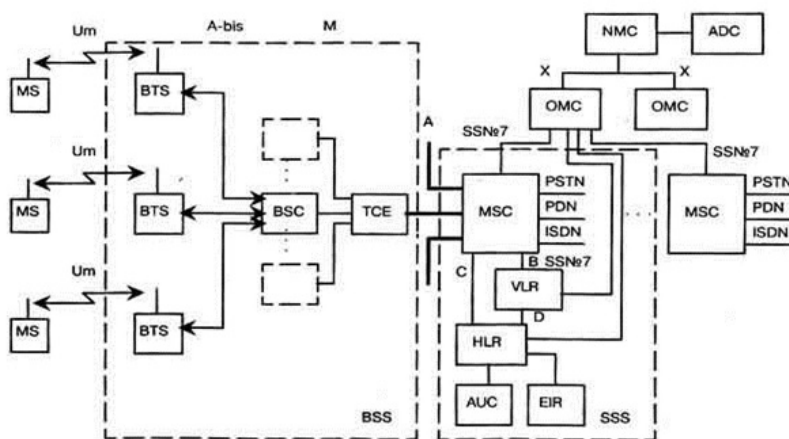


Рис.1. Архитектура GSM системы

MSC (Mobile Switching Centre) - центр коммутации подвижной связи, производит обслуживание целой группы сот, расположенных в пределах какой-либо географической зоны; BSS (Base Station System) - оборудование базовой станции, в которое входит BTS, BSC (контроллер базовых станций), который управляет работой базовых станций, а также осуществляет контроль работоспособности всех блоков и узлов входящих в нее, а так же TCE (транскодер), который обеспечивает преобразование выходных сигналов канала передачи речи и данных MSC; OMC (Operations and Maintenance Centre) - центр управления и обслуживания, обеспечивает контроль и управление компонентами сети, не входящих в список обслуживаемых MSC, а также контролирует качество работы сети; MS (Mobile Stations) - мобильная станция, которая представляет из себя приемопередатчик, обладающий широким спектром функций.

Одним из основных элементов стандарта GSM является базовая станция.

Блок-схема базовой станции предоставлена на рисунке 2.

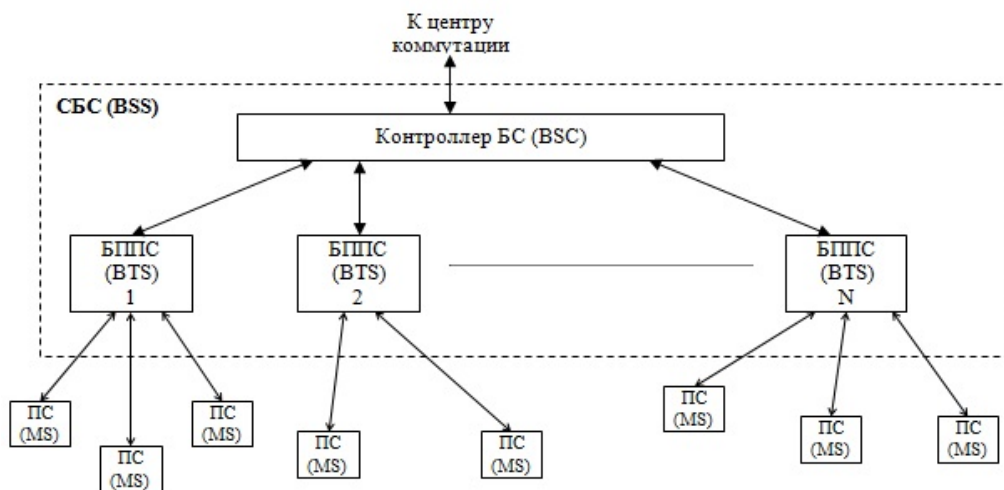


Рис. 2. Блок-схема системы базовой станции

В базовых станциях, обычно используется антенная система из двух приемных антенн для разнесенного приема и передающей антенны. Разнесенный прием, в условиях многолучевого распространения, обеспечивает на 3-4 дБ лучший уровень принятого сигнала, по сравнению с приемом одной антенной. Чаще всего, базовая станция имеет в своем составе сразу несколько передатчиков и столько же приемников (BTS). Общее число приемопередатчиков – N, равняется количеству каналов частоты, выделенных этой базовой станцией при частотном планировании сети. Синхронная перестройка и приемника и передатчика, с одного частотного канала на другой, происходит с помощью общих перестраиваемых опорных генераторов.

В системах стандарта GSM имеются интерфейсы трех видов: для соединения с внешними сетями; между различным оборудованием сетей GSM; между сетью GSM и внешним оборудованием. Они соответствуют рекомендациям ETSI/GSM 03.02.

В базовой станции используются следующие внутренние интерфейсы:

- интерфейс между MSC и BSC: (A-интерфейс) обеспечивает передачу сообщений для управления передачей вызова в BSC, и управление перемещением. A-интерфейс объединяет каналы связи и линии системы сигнализации. Полная спецификация указана в требованиях серии из 08 рекомендаций ETSI/GSM;

- интерфейс между BSC и BTS: (Abis-интерфейс) предназначен для установления соединений и управления оборудованием. Передача осуществляется цифровыми потоками 2 Мбит/с (возможно использование физического интерфейса 64 Кбит/с);
- интерфейс между BSC и OMC: (O-интерфейс) используется в сетях X25;
- внутренний BSC-интерфейс: обеспечивает связь между оборудованием BSC и оборудованием транскодера (TCE);
- интерфейс между BTS и MS: (Um-интерфейс) (Air-интерфейс) обеспечивает связь между БС и оборудованием МС. Этот интерфейс определен в серии 04 и 05 рекомендаций ETSI/GSM [2].

Для обеспечения одновременно высокого качества голосовой связи и мобильной передачи данных требуется «тонкая» настройка (тюнинг) БС. Оптимальные значения параметров зависят от ряда факторов: конфигурации БС, мощности, требуемой зоны качественного радиопокрытия, предполагаемого количества обслуживаемых абонентов. Поэтому определение и конфигурация оптимальных значений параметров, с точки зрения высокого качества голосовой связи и максимальной скорости мобильной передачи данных в заданной зоне радиопокрытия, является ключевой задачей, определяющей выбор оператора связи.

В настоящее время является актуальной проблема отсутствия квалифицированных кадров, которые глубоко разбираются в параметрах и подборе их, исходя из оптимальных значений. Выпускники высших учебных заведений, приходящие работать в сферу телекоммуникаций, часто имеют низкий уровень подготовки для работы на базовых станциях. Это связано с отсутствием практики подобной работы.

Соответственно, решением этой проблемы является повышение уровня практической работы на БС. Таким образом, перед разработчиками встала задача создания лабораторного комплекса БС, внедрение которого позволит значительно повысить уровень подготовки кадров, а это, в свою очередь, повысит производительность труда и улучшит качество работы начинающих специалистов.

Одним из таких комплексов является БС Nokia UltraSite EDGE BTS.

Nokia UltraSite EDGE BTS является продуктом, выпускаемым Финской фирмой Nokia UltraSite Macrocellular Solution которая поставляет на мировой рынок продукты базовых станций и соответствующих комплектующих к ним, а так же программное обеспечение для их функционирования.

Nokia UltraSite EDGE BTS выполняет радиочастотные функции подсистемы базовых станций.

Базовая станция получает и отправляет сигналы через A-интерфейс и A-bis-интерфейс.

На рисунке 3 показано взаимодействие базовой станции с контроллером базовых станций и мобильной станцией, а так же применяемые при этом интерфейсы [3].

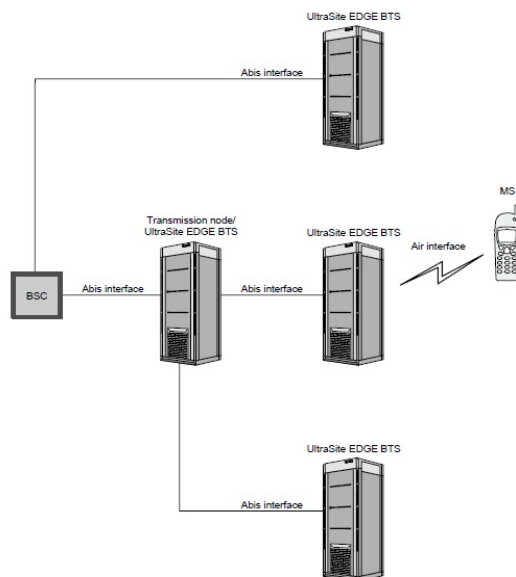


Рис.3. Взаимодействие базовой станции с контроллером базовых станций и мобильной станцией

Базовая станция Nokia UltraSite включает в себя корпус представляющий из себя шкаф с помещенными в него блоками. Конструкция шкафа представлена на рисунке 4.

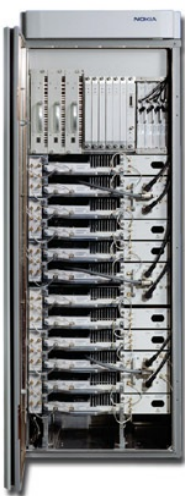


Рис. 4. Конструкция шкафа

Всю работу базовой станции обеспечивают ее внутренние блоки (модули). На рисунке5 представлено расположение блоков внутри корпуса в одном из вариантов конфигурации.

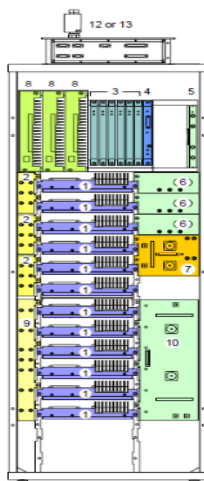


Рис. 5. Расположение блоков внутри корпуса

1. Приемопередатчик (TSxx).
2. Двухпутевой или шестипутевой многоканальный разветвитель приемного сигнала (M2xx).
3. Приемопередатчик основной полосы (BB2x).
4. Основной модуль Операций и Интерфейсов (BOIx).
5. Блок передачи (VXxx).
6. Широкополосный объединитель (комбайнер) (WCxx).
7. Дуплексный фильтр двойного переменного усиления (DVxx).
8. Блок питания AC/DC (PWSA/B).
10. Объединитель(комбайнер) удаленной настройки (RTxx).
12. Модуль пассивных коаксиальных компонентов (BPxx).
13. Двухполосный дуплексный фильтр (DU2x) [4].

Взаимодействие мобильной станции с базовой происходит в двух направлениях: нисходящем и восходящем. По восходящему пути БС получает сигналы от МС, а по нисходящему – происходит обратный процесс. Сигналы, идущие по восходящему и нисходящему канал передаются через радио-интерфейс на разных частотах. На рисунке 6 представлены восходящий и нисходящий сигнальные пути.

самой надежной, обеспечивающей наилучший уровень защиты от отказов оборудования и исчезновение радиоканала.

Nokia UltraSite EDGE BTS доступен в различных корпусах: внешний и внутренний корпуса Nokia UltraSite EDGE BTS, а также внутренний Nokia UltraSite EDGE BTS Midi, который применяется в помещениях с ограниченным вертикальным пространством.

Для защиты передачи от таких проблем, как обрыв кабеля, исчезновение радиоканала, и сбой в оборудовании, выделяется 3 основных направления защиты базовой станции Nokia UltraSite: защита оборудования, защита пути и защита петель.

В Nokia UltraSite EDGE BTS применяется программное обеспечение Nokia SiteWizard. Это 32-разрядное приложение с графическим интерфейсом пользователя. В настоящее время выпущены обновления совместимые с Windows XP и Windows 7.

Nokia SiteWizard обрабатывает следующие задачи: ввод в действие, контроль, обслуживание, тестирование, конфигурация [5].

Таким образом, внедрение лабораторных комплексов на основе базовой станции Nokia UltraSite EDGE BTS в учебных заведениях, позволит студентам получить опыт практической работы на базовых станциях. Этот опыт позволит им более уверенно приступить к работе в сфере телекоммуникаций, научиться разбираться в параметрах БС, находить их оптимальные значения и избежать типичных ошибок начинающих специалистов.

Библиографический список

1. Системы сотовой телефонии. Принципы построения систем сотовой телефонии [Электронный ресурс], URL: https://studopedia.ru/3_29309_sistemi-sotovoy-telefonii-printsipi-postroeniya-sistem-sotovoy-telefonii.html (дата обращения 31.01.18).
2. В.С. Сюваткин. Технологии беспроводной связи // НГТУ; Сост: В.С. Сюваткин. Н.Новгород, 2002.
3. Ю.А. Громаков. Сотовые системы подвижной радиосвязи. Технологии электронных коммуникаций. Том 48. "Эко-Трендз". Москва. 1994.
4. Reference manual Nokia UltraSite BTS EDGE PART1.
5. Reference manual Nokia UltraSite BTS EDGE PART2.

УДК 621.396.67; ГРНТИ 47.45.29

ПРОЕКТИРОВАНИЕ БОРТОВОЙ АНТЕННЫ В КАЧЕСТВЕ НЕВЫСТУПАЮЩЕГО ИЗЛУЧАТЕЛЯ

И. Игнатов

*Рязанский государственный радиотехнический университет,
Рязань, rgrtu@rsreu.ru*

Аннотация. Описана бортовая невыступающая полосковая антенна созданная на основе кольцевой щелевой антенны в програмной среде CST Microwave Studio. Проводится анализ полученных характеристик: диаграммы направленности на различных частотах и S-параметров.

Ключевые слова. Бортовая антенна, кольцевая щелевая антенна, невыступающая полосковая антенна, диаграмма направленности, S-параметры

DESIGNING OF THE ON-BOARD ANTENNA AS AN INCLUDED RADIATOR

I. Ignatov

Ryazan State Radio Engineering University,

Ryazan, rgrtu@rsreu.ru

Abstract. In this paper, we describe an onboard included strip antenna created on the basis of an annular slot antenna in the CST Microwave Studio software environment. The obtained characteristics are analyzed: radiation patterns at different frequencies and S-parameters.

Keywords. On-board antenna, annular slot antenna, included strip antenna, radiation pattern, S-parameters

Введение

Слабонаправленные СВЧ-излучатели широко используются в качестве бортовых антенн - антенн, размещенных на каком-либо объекте (наземном, воздушном, космическом, подводном, надводном). В зависимости от типа объекта, условий его эксплуатации к бортовым антеннам предъявляются разные требования. Для всех антенн характерно то, что они всегда располагается снаружи объекта и поэтому подвергается сложному комплексу внешних воздействий.

Вопрос защиты антенн от внешних воздействий непосредственно связан с проблемой увеличения надежности радиотехнических систем и имеет первостепенное значение при разработке и проектировании бортовых излучателей.

К антеннам летательных аппаратов (ЛА), как правило, предъявляются наиболее жесткие требования: они должны иметь минимальные габариты и массу; конструкция антенны не должна нарушать аэродинамической формы аппарата, т.е. должна быть невыступающей; перепад температуры окружающей среды и кинетический разогрев поверхности объекта на больших скоростях полета определяют большой диапазон рабочих температур; пониженное атмосферное давление в условиях высотного полета значительно снижает электрическую прочность антенн, поэтому приходится предусматривать меры защиты бортовых излучателей от воздействия пониженного атмосферного давления; тяжелые климатические условия эксплуатации бортовых антенн заставляют уделять особое внимание подбору конструкционных материалов антенн и защитных покрытий всех их элементов; большие механические нагрузки, связанные с вибрацией и нестационарными механическими воздействиями, скоростным напором, обуславливают необходимость жесткости и прочности конструкций бортовых антенн.

Перечисленные условия эксплуатации бортовых антенн ЛА определяют требования к их конструкции, материалам, защитным покрытиям и способу закрепления на объекте. Характерным элементом бортовой антенны является обтекатель - защитное радиопрозрачное диэлектрическое покрытие, обеспечивающее защиту антенны от внешней среды и придающее ей требуемую форму. Функции обтекателя могут быть различными: защита от пыли, влаги, герметизация антенны, придание ей соответствующей формы, теплозащита, формирование требуемой диаграммы направленности и др. В любом случае обтекатель слабонаправленной антенны оказывает влияние на ее характеристику согласования и диаграмму направленности.

Сильное влияние на характеристики излучения антенны оказывает выбор места и условия размещения на борту. На современных ЛА устанавливается несколько десятков антенн. Это затрудняет их размещение, так как наиболее пригодные зоны установки антенн на борту ограничены. Один из методов размещения антенн заключается в совмещений и ком-

плексировании антенн, когда группа излучателей по функциональным признакам с учетом требований электромагнитной совместимости объединяется в один антенный блок [1].

Кольцевые щелевые антенны

Кольцевые щелевые антенны удобны для компоновки на обшивке ЛА. Практическое применение нашли антенны с различными характеристиками излучения. В работе предложены основные варианты таких антенн с двумя возбуждающими элементами. Возбуждающие элементы расположены в двух противоположных точках. Возбуждающие токи одинаковы (т.е. синфазное равно амплитудное возбуждение). При таком возбуждении в щели возбуждается напряжение, которое практически не зависит от угла:

$$U(\varphi) = U_0.$$

Соответственно поле, излучаемое антенной, также не зависит от угла φ , и характеристика направленности может быть приближенно представлена формулой:

$$\overline{F}(\theta, \varphi) = \overline{\theta}_0 j(kb \sin \theta)$$

Здесь и далее $\overline{\theta}_0$ - орт сферической системы координат;

$j_n(x)$ функция Бесселя первого рода порядка n ;

b - средний радиус щели.

Видно, что антенна излучает поле линейной поляризации (вектор $\overline{E}$ всегда параллелен орту $\overline{\theta}_0$). Антенны с разными относительными диаметрами щели $2b/\lambda$ имеют разные диаграммы направленности в плоскости, перпендикулярной экрану. Отметим, что при любых размерах антенны отсутствует излучение в направлении нормали к плоскости щели [1]. При $2b/\lambda \leq 0.3$ диаграмма направленности антенны походит на диаграмму направленности четвертьволнового штыря, поэтому такие антенны являются не выступающими аналогами широко распространенных штыревых антенн (смотри рисунок 1).

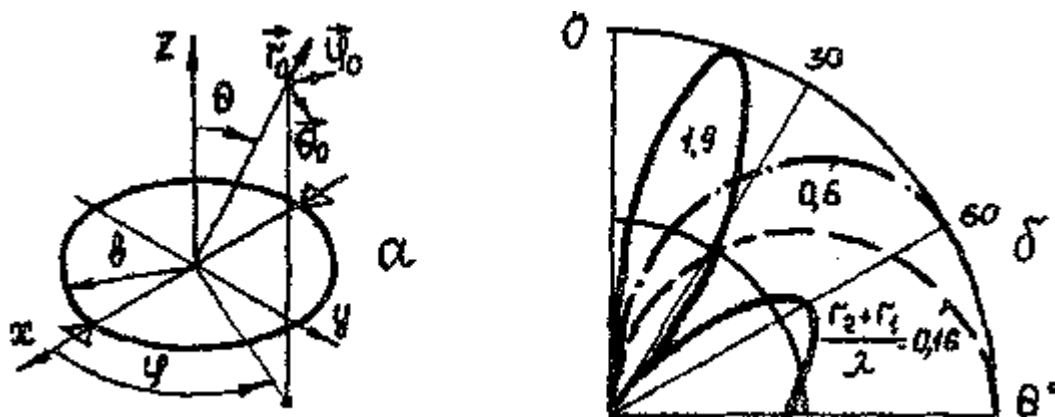


Рис. 1. Конфигурация и диаграммы направленности кольцевой щелевой антенны

Реализация бортовой антенны в качестве невыступающего излучателя

Данная антенна должна быть невыступающей, ненаправленной, работать на средних частотах 1060 МГц, 1495 МГц, 2675 МГц. Модель была построена в программной среде CST Microwave Studio. В качестве диэлектрика использовался материал с диэлектрической проницаемостью 2,33. Сторона квадратной подложки равна 9,42 см.

Как видно из рисунка 2, для реализации работы в 3х диапазонах было создано 3 круговых полосковых излучателя, запитывающихся двумя портами для каждого. рассмотрим S-параметры данной антенны.

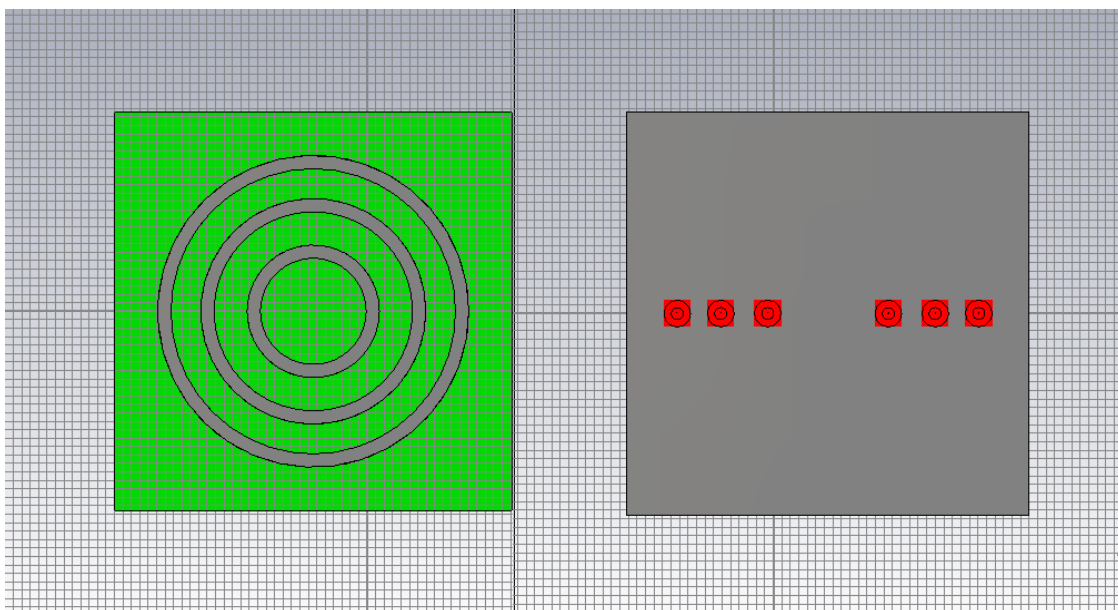


Рис. 2. Кольцевая полосковая антенна (вид со стороны излучающих полосков и земли)

Производился расчет S-параметров, результаты представлены на рисунке 3.

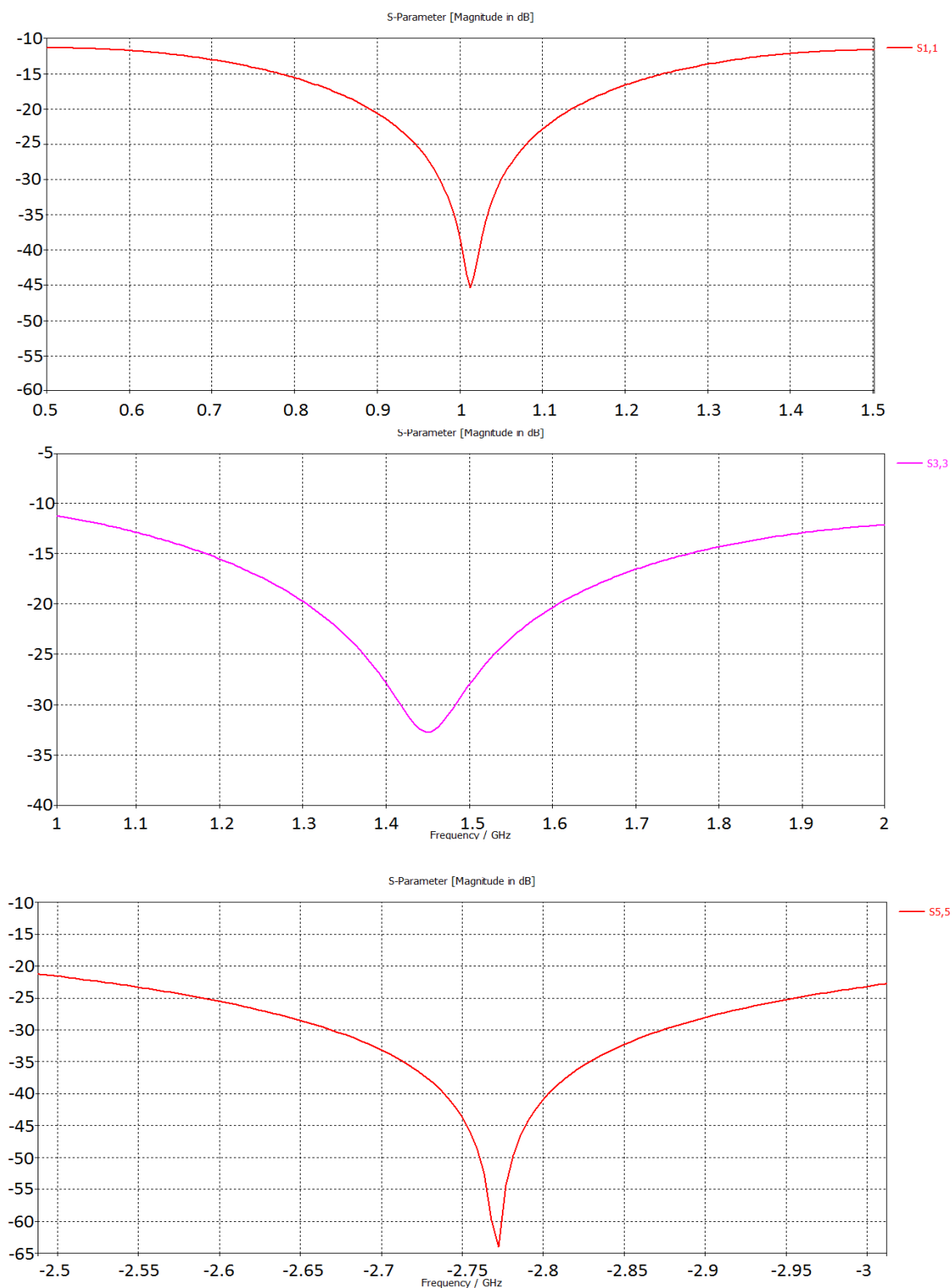


Рис. 3. S-параметры

Как видно из анализа рисунка 3, резонансы не совсем точно совпадают со средними частотами, но показатели все равно приемлимы.

Для краткости, в работе рассмотрены диаграммы направленности спроектированной кольцевой полосковой антенны при возбуждении всех портов на трех частотах поочередно.

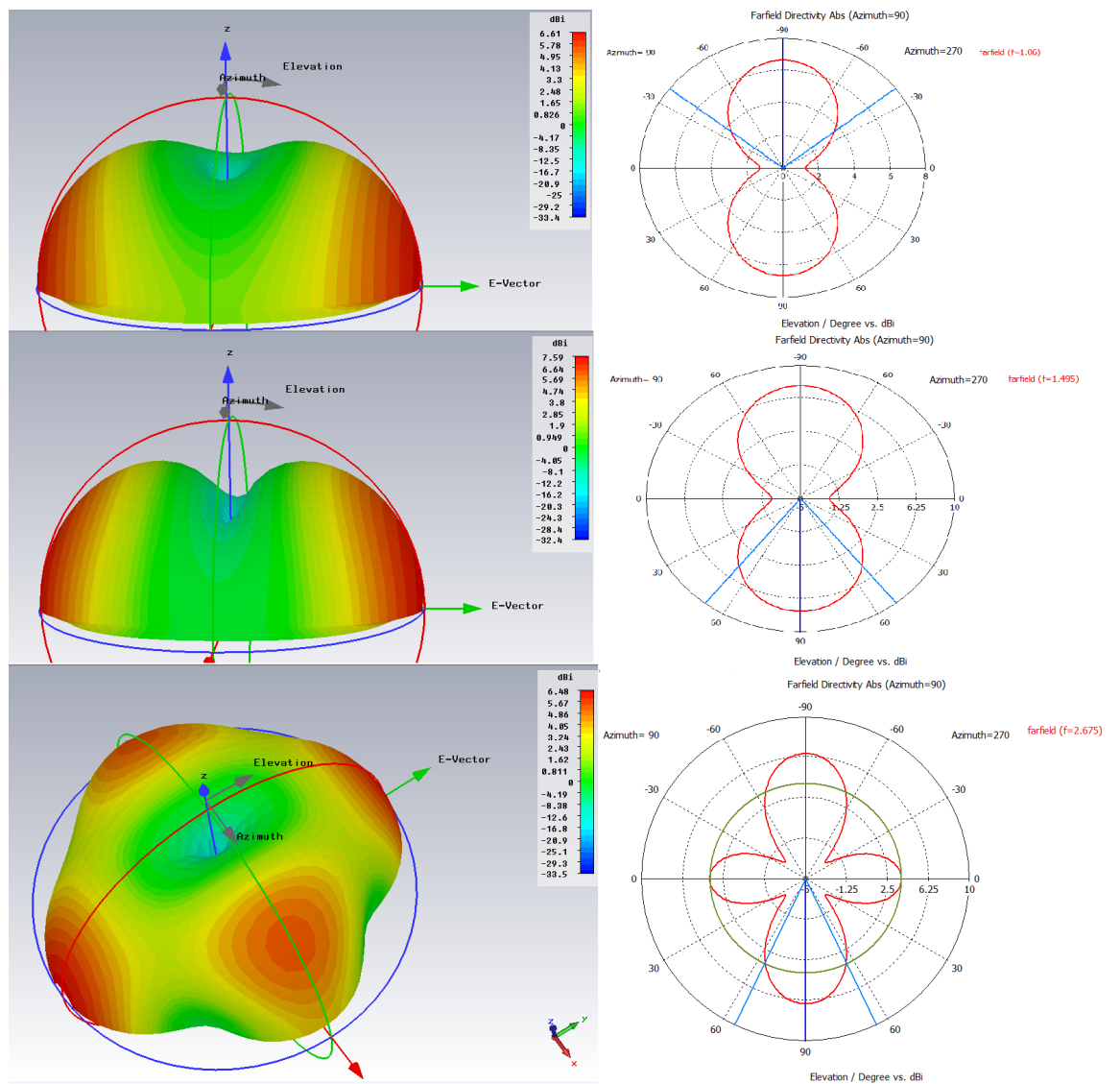


Рис. 4. Диаграммы направленности

Как видно из анализа рисунка 4, на более низких частотах ослабление в минимумах диаграммы направленности меньше (ДН не хуже чем у штырьевого излучателя), что обуславливает лучший прием. Но в итоге антенна имеет направленную диаграмму.

Выводы

Спроектирована бортовая невыступающая антенна ЛА, которая предназначена для работы в режиме УВД. Благодаря полостной технологии имеет сравнительно небольшие размеры и хорошую визуальную скрытность. В дальнейших модификациях планируется улучшение ее характеристик для достижения более ненаправленного излучения.

Библиографический список

1. Воробьев Н.Г., Авксентьев А.А. Стахова Н.Е. Проектирование слабонаправленных невыступающих антенн: Пособие к курсовому проектированию по дисциплине "Конструирование экранов и устройств СВЧ". Казань: КАИ, 1984. С. 2-11.

2. Batchelor, John C. and Langley, Richard J. (1996) Microstrip annular ring slot antennas for mobile applications. Electronics Letters, 32 (18). pp. 1635-1636. ISSN 0013-5194.

3. Папилов К.Б. Малогабаритные многослодные печатные антенны: Диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук. Москва: ИПЭ им. В. А. Котельникова РАН, 2015. С. 75-92. УДК 004.932; ГРНТИ 28.23.15

ВЫБОР ОПТИМАЛЬНЫХ ВЕЙВЛЕТОВ ДЛЯ СЖАТИЯ ИЗОБРАЖЕНИЙ ПРИ ПЕРЕДАЧЕ ПО МТКС

И.Р. Ломов

Рязанский государственный радиотехнический университет,

Российская Федерация, Рязань, azek48@mail.ru

Аннотация. В данной работе описывается оптимальный выбор вейвлетного базиса для алгоритма сжатия изображения, для передачи по многоканальным телекоммуникационным системам.

Ключевые слова. Обработка изображений, передача по многоканальным телекоммуникационным системам, вейвлет-сжатие, вейвлет, алгоритм сжатия изображения

OPTIMAL SELECTION OF WAVELETS FOR COMPRESSION OF IMAGE AT THE TRANSMISSION OF MULTI-CHANNEL TELECOMMUNICATION SYSTEMS

I.R. Lomov

Ryazan State Radio Engineering University,

Russian Federation, Ryazan, azek48@mail.ru

Annotation. In this paper, we describe the optimal choice of the wavelet basis for the image compression algorithm, for transmission over multichannel telecommunication systems.

Keywords. Image processing, transmission over multichannel telecommunication systems, wavelet compression, wavelet, image compression algorithm

Введение

Задачи, связанные с обработкой изображений возникают во многих отраслях, например, при работе с рентгеновскими снимками, тепловыми и инфракрасными объектами, в медицинских обследованиях, в изучении космоса. В настоящее время с этими задачами можно справиться только с использованием цифровых методов обработки на цифровых вычислительных машинах. Интерес к методам цифровой обработки изображений происходит из двух основных областей ее применения, которыми являются повышение качества изображений для улучшения его визуального восприятия человеком и обработка изображений для их хранения, передачи и представления в автономных системах машинного зрения.

Работа состоит из двух частей. В первой – необходимо произвести сравнение различных современных алгоритмов сжатия изображения. Во второй произвести обработку выбранным алгоритмом.

Сравнение современных алгоритмов сжатия изображений

Чтобы создать список, необходимо взять самые распространенные алгоритмы сжатия неподвижных изображений и сравнить их показатели качества на примере сжатия изображения Lena 512x512 пикселей. Для работы были выбраны алгоритмы сжатия: RLE, Jpeg, basic fractal, LZW, вейвлет- преобразование.

Основными параметрами алгоритмов сжатия неподвижных изображений являются: коэффициент сжатия, время сжатия, точность восстановления (SSIN), вычислительные затраты. Коэффициент сжатия показывает производимое сжатие изображения с целью умень-

шения занимаемого им объёма. Применяется для более рационального использования устройств хранения и передачи данных. Время сжатия – то время, за которое производится полное сжатие изображения алгоритмом сжатия. Точность восстановления показывает сравнение изображения до сжатия и после. Вычислительные затраты, в данной работе – загрузка процессора. Перечисленные ПК являются основными, и при выборе оптимального алгоритма сжатия изображений их необходимо учитывать.

Далее производится усреднение, выбор приоритетов показателей качества. Для правильного выбора алгоритма необходимо, что бы все ПК либо минимизировались, либо максимизировались. В данном случае необходимо максимизировать время сжатия и загрузку процессора. Минимизируются коэффициент сжатия и точность восстановления.

Таблица 1. Суммарный ПК

Вид алгоритма	Коэффициент сжатия	Время сжатия, мс	Точность восстановления, SSIM	Вычислительные затраты, загрузка процессора.	ПК _Σ
RLE	0,0336	0,0338	0,17	0,0555	0,5971
Jpeg	0,0624	0,097	0,0156	0,0444	0,2194
Basic fractal	0,0669	0,1758	0,02	0,1	0,3627
LZW	0	0,2	0,0876	0,0778	0,3654
Вейвлет	0,0135	0,0868	0	0,0667	0,1670

Задача, заключающаяся в описании и сравнении современных алгоритмов для сжатия изображения - выполнена. Из пяти выбранных метода, один оказался лидером. В результате многокритериального выбора при учете четырех ПК (коэффициент сжатия, время сжатия, точность восстановления, вычислительные затраты), был выбран алгоритм Вейвлет-преобразования, так как его суммарный ПК является минимальным, а также в настоящее время вейвлет-преобразования широко распространяются в науке и в системах обработки, передачи данных. Имеются разнообразные вейвлеты, со своими характеристиками и областями применения.

Обработка изображений с помощью вейвлет-преобразования

Вейвлеты являются сравнительно новым изобретением в прикладной математике. Это название само по себе возникло около десятилетия тому назад. За последние десять лет интерес к ним вырос. Их нынешний успех объясняется несколькими причинами. С одной стороны, концепция вейвлетов может рассматриваться как синтез идей, возникших за последние двадцать или тридцать лет в технике, физике и чистой математике. Вследствие своего междисциплинарного происхождения, вейвлеты представляются привлекательными для математиков и инженеров с самыми разными научными интересами. С другой стороны, вейвлеты являются довольно простым математическим инструментом с большим разнообразием возможностей для применения. Они были успешно применены для анализа сигналов и изображений.[10]

Эксперимент производится в среде MatLab. Суть его заключается в выборе изображения, сжатие его с помощью вейвлет-преобразования, а затем восстановление и сравнение с оригиналом. Чтобы осуществить задачу необходимо составить программный код, реализующий эту задачу.

Следующие шаги реализации были сделаны для разработанного алгоритма

1. Считывание изображения либо оттенка серого, либо изображения RGB.
2. Преобразование изображения в оттенки серого, если изображение является RGB.

3. Разложение изображений с помощью вейвлетов для уровня N.
4. Выбор и назначение вейвлета для сжатия.
5. Генерирование пороговых коэффициентов с использованием способа Биржа-Массарта.
6. Выполнение сжатия изображения с помощью всплесков.
7. Вычисление и отображение результатов, таких как сжатое изображение, сохраненная энергия и нулевые коэффициенты.
8. Декомпрессия изображения на основе структуры вейвлет-декомпозиции.
9. Построение реконструированного изображения.
10. Вычисление и отображение размера исходного изображения, сжатого изображения и распакованного изображения.

Далее в таблицах приведены результаты эксперимента сжатия изображения вейвлетами: Daubechies (1,5,10), Symlets (1,5,10), Coiflets(1,3,5). И сравнение их по степени разложения(5,10,15), коэффициенту сжатия, точности восстановления.

Таблица 2. Вейвлет Daubechies 10 (db10)

Степень раз- ложения	5	10	15
Степень сжа- тия	6,6	19,56	22,5
Точность восстановления	0,98	0,81	0,75

По результатам эксперимента, в котором сравнивались различные вейвлеты (порядки: 1,5,10 для Daubechies, Symlets, 1,3,5-для Coiflets) для сжатия изображения, сравнивая коэффициенты сжатия и точность восстановления при различных степенях разложения, лучшим образом показали себя вейвлеты Daubechies. Самый лучший результат у Daubechies 10 (db10) с коэффициентом сжатия 22,5 и точностью восстановления 0,75. Поэтому все дальнейшие эксперименты и исследования решено проводить именно с этими вейвлетами. В среде Matlab максимальный порядок Daubechies – 45, т.е. эти вейвлеты и будут применяться в дальнейших работах.

Разложение изображения вейвлетами Daubechies

В этой части работы будут представлены результаты разложения изображения вейвлетами Daubechies и Haar. Исходным изображением является SpaceMarine 106x106 пикселей. Будет применен двумерный способ декомпозиции изображения.

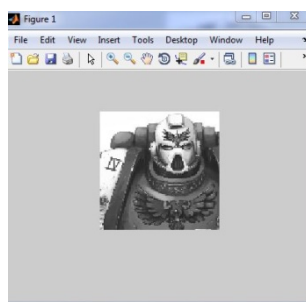


Рис. 1. Исходное изображение

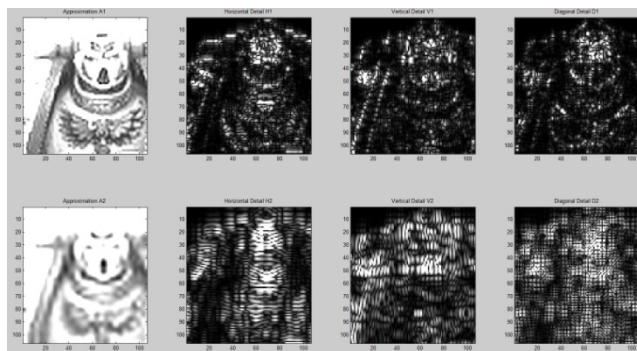


Рис. 2. 2 уровня разложения db10(первый - верхняя строка, второй - нижняя) и вертикальные, горизонтальные, диагональные элементы разложения

Уровень разложения – 7. В данном случае был достигнута оценка сжатия 39,8%.

При разложении вейвлетом Daubechies 10 элементы разложения выглядят плавнее, чем при Haar.

Как было сказано во введении работа состоит из двух частей. В первой был выбран алгоритм для обработки изображений. Из пяти выбранных метода, один оказался лидером. В результате многокритериального выбора при учете четырех ПК (коэффициент сжатия, время сжатия, точность восстановления, вычислительные затраты), был выбран алгоритм Вейвлет-преобразования, так как его суммарный ПК является минимальным, а также в настоящее время вейвлет-преобразования широко распространяются в науке и в системах обработки, передачи данных. Имеются разнообразные вейвлеты, со своими характеристиками и областями применения.

Вторая часть начинается с того, что теоретически описывается применение вейвлет-преобразования. Затем производится сравнение вейвлет-преобразований с разными порядками разложения и различными порядками вейвлетов. Был применен двумерный способ декомпозиции изображения двумя вейвлетами: Daubechies 10 и Haar. После чего был выбран вейвлет Daubechies. Данный вейвлет представлен от 1 до 45 порядка в системе Matlab, что позволит проводить в дальнейшем разнообразные эксперименты по обработке изображений, а на следующем этапе перейти к обработке видеоданных, используя данные вейвлеты.

Библиографический список

1. Р. Гонсалес, Р. Вудс цифровая обработка изображений.
2. Статья электронного ресурса “Научная библиотека избранных естественно-научных изданий” http://sernam.ru/cod_4.php (25.04.2017г.)
3. Электронный ресурс “Все о сжатии данных, изображений и видео” статья “Методы сжатия изображений” http://compression.ru/book/part2/part2__3.htm (25.03.2017г.)
4. Электронный ресурс “Алгоритмы сжатия и компрессии”, статья “Фрактальный алгоритм” http://www.compression-pointers.ru/compress_191.html. (30.03.2017г.)
5. Электронный ресурс “Научная библиотека избранных естественно-научных изданий” статья “Алгоритм” http://sernam.ru/cod_5.php. (25.04.2016г.)
6. Электронный ресурс. Статья о вейвлет-преобразовании <https://psj.nsu.ru/kursovye/example/tsani/>. (05.04.2017г.)
7. Кириллов С.Н. Курс лекций по многокритериальному синтезу сигналов.
8. И.В. Косткин, “Алгоритм вейвлет-сжатия неподвижных цифровых изображений” Вестник РГРТА. Вып. 20. Рязань, 2007.

9. Потапов А. А., Пахомов А. А., Никитин С. А., Гуляев Ю. В., Новейшие методы обработки изображений. — М.: Физматлит, 2008. — 496 с. ISBN 9785922108416
10. Артюхов О.И., Герасимов В.В., Кузнецов С.В. Сжатие изображений с использованием вейвлет-преобразований электронный ресурс <http://network-journal.mpei.ac.ru/cgi-bin/main.pl?l=ru&n=23&pa=8&ar=1> (05.05.2017).
11. Дьяконов В. П. Вейвлеты. От теории к практике — М.: СОЛОН Пресс, 2010. — 400 с ISBN 5-98003-205-2.

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.

Введение

Разработка новых технологий для производства телекоммуникационного оборудования и разработка полос частот выше 10 ГГц радикально изменили оборудование и структуру RRL. 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 трансивера, 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 СВЧ-релейной 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 FOCL 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 RDC имеют значительно меньшую пропускную способность, чем волоконно-оптическая связь, их можно использовать для резервного копирования их в случае повреждения оптического волокна, обеспечивая передачу

некоторых каналов по линиям связи, по которым передаются сообщения первостепенной важности. Такое использование ЦРЛС 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 CRDT является создание инфраструктуры для сотовых компаний. Базовые станции GSM должны быть отделены друг от друга на расстоянии не более 14 НЛ за 1 80 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 или по тем или иным причинам затруднительно, применяют ЦРПЛ, используя для базовых и радиорелейных станций общую систему электропитания и одну мачту для размещения антенн [2].

Еще одной 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.

Еще одной областью применения линий CRDL является организация связи в труднодоступных 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.

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 (РРЛ). Он был создан инженерами с многолетним опытом проектирования микроволновых релейных линий различного размера от небольших однопролетных линий дотупа до мощных RRL-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].

Сильное влияние на характеристики излучения антенны оказывает выбор места и условия размещения на борту. На современных ЛА устанавливается несколько десятков антенн. Это затрудняет их размещение, так как наиболее пригодные зоны установки антенн на борту ограничены. Один из методов размещения антенн заключается в совмещении и комплексировании антенн, когда группа излучателей по функциональным признакам с учетом требований электромагнитной совместимости объединяется в один антенный блок [1].

Кольцевые щелевые антенны удобны для компоновки на обшивке ЛА. Практическое применение нашли антенны с различными характеристиками излучения. В работе предложены основные варианты таких антенн с двумя возбуждающими элементами. Возбуждающие элементы расположены в двух противоположных точках. Возбуждающие токи одинаковы

(т.е. синфазное равно амплитудное возбуждение). При таком возбуждении в щели возбуждается напряжение, которое практически не зависит от угла:

Соответственно поле, излучаемое антенной, также не зависит от угла φ , и характеристика направленности может быть приближенно представлена формулой:

Здесь и далее - орт сферической системы координат, функция Бесселя первого рода порядка n ; b - средний радиус щели. Видно, что антенна излучает поле линейной поляризации (вектор всегда параллелен орту). Антенны с разными относительными диаметрами щели имеют разные диаграммы направленности в плоскости, перпендикулярной экрану. Отметим, что при любых размерах антенны отсутствует излучение в направлении нормали к плоскости щели[1]. При диаграмма направленности антенны походит на диаграмму направленности четвертьволнового штыря, поэтому такие антенны являются не выступающими аналогами широко распространенных штыревых антенн (смотри рисунок 1).

Данная антенна должна быть невыступающей, ненаправленной, работать на средних частотах 1060 МГц, 1495 МГц, 2675 МГц. Модель была построена в программной среде CST Microwave Studio. В качестве диэлектрика использовался материал с диэлектрической проницаемостью 2,33. Сторона квадратной подложки равна 9,42 см.

Как видно из рисунка 2, для реализации работы в 3х диапазонах было создано 3 круговых полосковых излучателя, запитывающихся двумя портами для каждого. рассмотрим S-параметры данной антенны.

Производился расчет S-параметров, результаты представлены на рисунке 3.

Как видно из анализа рисунка 4, на более низких частотах ослабление в минимумах диаграммы направленности меньше (ДН не хуже чем у штыревого излучателя), что обуславливает лучший прием. Но в итоге антенна имеет направленную диаграмму.

Спроектирована бортовая невыступающая антенна ЛА, которая предназначена для работы в режиме УВД. Благодаря полостной технологии имеет сравнительно небольшие размеры и хорошую визуальную скрытность. В дальнейших модификациях планируется улучшение ее характеристик для достижения более ненаправленного излучения.

Программный комплекс ProfEdit

ProfEdit 4.1 — программный модуль ввода, импорта и редактирования геодезической информации на продольном профиле пролета РРЛ.

Рельеф рельефа при расчете и конструкции радиорелейной линии (RRL) описывается с использованием продольного профиля. 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 РРЛ — высотных отметок уровня земли, границ и высотных характеристик застройки и леса, границ участков водной поверхности. ProfEdit 4.1 позволяет быстро построить продольный профиль пролета РРЛ в автоматическом режиме и оценить необходимые высоты подвеса антенн РРЛ. После построения продольного профиля он сохраняется в формате *.prof для дальнейшего использования в программном модуле расчета качественных показателей DRRL версии 5.1 и выше [1].

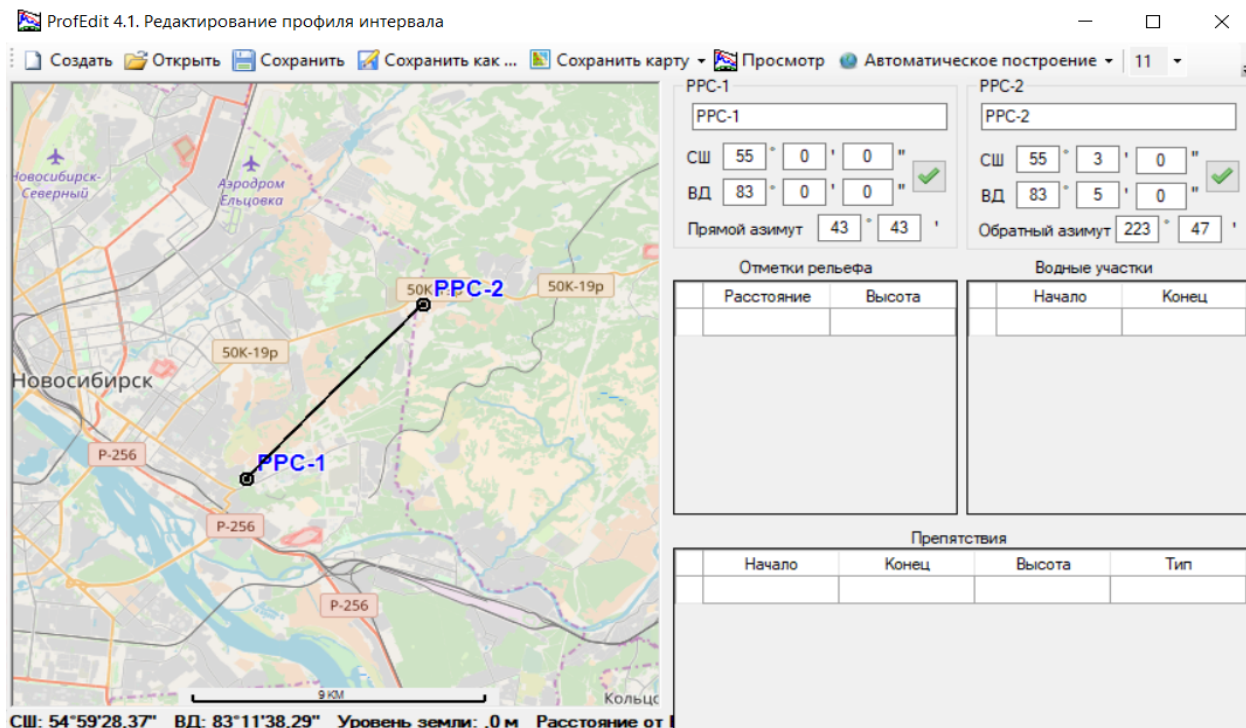


Рис. 1. Основная панель программного модуля ProfEdit 4.1

Программный комплекс DRRL

DRRL 6.0 является программным модулем для расчета качества цифровой радиорелейной линии.

Основные возможности DRRL версии 6.0:

- Расчет качественных показателей RRL в соответствии с Методом расчета следов цифровых линий зрения RRL. Этот метод подробно описан в главах 2 и 4.
- 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].

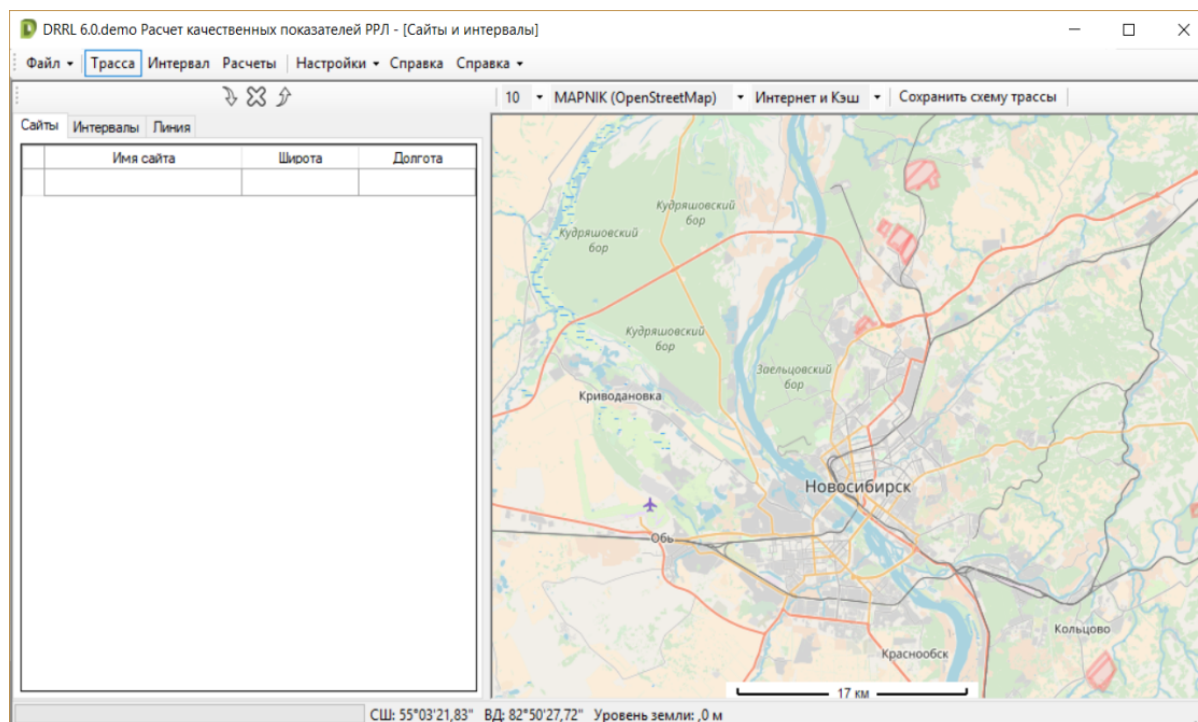


Рис. 2. Основная панель программного модуля DRRL 6.0

Выводы

Изучена литература по проектированию цифровой радиорелейной линии, с помощью которой будет выполняться работа. Благодаря программному комплексу будут рассчитаны все качественные показатели РРЛ. В дальнейшей работе будет выполняться само проектирование линии связи, улучшение и достижение лучших показателей для проекта.

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.

УДК 004.627; ГРНТИ 49.03.05

РАЗРАБОТКА АЛГОРИТМА СЖАТИЯ ЦИФРОВЫХ ИЗОБРАЖЕНИЙ

С. Светиков

*Рязанский государственный радиотехнический университет,
Россия, Рязань, ssm180695@yandex.ru*

Аннотация. В данной статье рассматриваются основные принципы сжатия цифровых изображений. Описываются этапы разработки алгоритма сжатия цифровых изображений.

Ключевые слова. Алгоритм сжатия, сжатие с потерями, сжатие без потерь, вейвлет преобразование, избыточность.

DEVELOPMENT OF THE COMPRESSION ALGORITHM OF DIGITAL IMAGES

S. Svetikov

Ryazan State Radio Engineering University,
Russia, Ryazan, ssm180695@yandex.ru

Annotation. This article discusses the basic principles of digital image compression. The stages of development of the algorithm for compressing digital images are described.

Keywords. Compression algorithm, lossy compression, lossless compression, wavelet transformation, redundancy.

Сегодня большинство отраслей техники, которые работают с информацией, а именно, получают, обрабатывают, хранят и передают ее, в большей степени настроены на дальнейшее совершенствование систем, в которых информация представляет собой изображения. Поскольку они являются значительно более емкими носителями информации, чем обычный одномерный сигнал [1,2].

Сжатие данных подразумевает уменьшение объема данных, который используется для описания информации. Сжатое изображение имеет отличие по сравнению с исходным, но оно настолько незначительно, что человеческий глаз этого не поймет.

Методы сжатия основываются на дискретном косинусном и вейвлет – дискретном разложении. Также алгоритмы имеют классификацию по наличию или отсутствию потерь качества информации при сжатии.

Алгоритмы сжатия весьма актуальны для передачи информации с высокой скоростью и оптимального хранения информации. Сжатие применяется не только в интересах коммерческого использования, а также и в военной области. Кроме того к изображениям представленным в цифровом виде можно применять разные алгоритмы сжатия для их компактного архивирования и передачи по конкретным каналам связи.

Сегодня уже имеется большое количество стандартов сжатия цифровых изображений. Использование вейвлет пакетного разложения существенно упрощает процесс сжатия изображений.

Сжатие без потери качества это один из единственных способов количества данных в определенных сферах. Например, хранение важных медицинских или деловых документов. Так же работа с изображениями, присылаемыми со спутниковых станций, где само применение и стоимость получения данных делают сжатие нерациональным. Еще одна область – цифровая рентгенология. Здесь ухудшение качества информации может повлиять на точность диагностики.

Методы сжатия без потери качества дают сжатие в 2-15 раз. Они могут применяться и к полутоновым, и к двоичным изображениям. Алгоритмы имеют две операции :

проектирование наилучшего представления изображения, в котором минимизирована межэлементная избыточность;

кодирование данных, полученных после первой операции, что, в свою очередь, уменьшает избыточность кода.

К таким методам относят кодирование по Хаффману; арифметическое кодирование, оно объединяет в себе методы Хаффмана и LZW; LZW сжатие – в качестве достоинства можно выделить адаптивность и применение неравномерного кодирования; RLE сжатие - на данный момент RLE лидирует среди других алгоритмов, когда дело касается записи графических изображений в файлы; кодирование битовых плоскостей - алгоритм основан на предварительном разложении изображения (черно – белого и цветного) на серию двоичных изображений, и последующем кодировании каждого из них используя другие методы сжатия;

кодирование областей постоянства; JBIG - спроектирован специально для обработки и уменьшения объема данных однобитных черно-белых цифровых изображений.

Сжатие с потерями

Это совокупность методов сжатия характеризуется тем, что кодированию подвергается не само изображение, а значения коэффициентов преобразования. В ходе таких преобразований, которое имеет существенные взаимные связи между соседними элементами (пикселями), реализуется операция декорреляции в результате которой значения коэффициентов разложения $f(m, v)$ будет минимизирована взаимосвязь между смежными элементами (пикселями) изображения. Во входном изображении энергия распределена равномерно, а вот в преобразованном изображении распределение энергии сильно отличается, оно резко неравномерно. Большая часть энергии сосредоточена на коэффициентах с малыми индексами, характеризующие амплитуды низких частот и лишь малая часть сосредоточена на прочих.

Чтобы сжать данные, для хранения и дальнейшей передачи, коэффициенты разложения, имеющие малые значения амплитуд, квантуются на малое количество уровней, либо квантуются 0, что дает возможность реализовать коды с наименьшим количеством символов. При декодировании (восстановлении) сначала по полученному битовому потоку воспроизводятся коэффициенты разложения, а после за счет обратного преобразования декодируется само изображение. Так как при хранении и передаче коэффициентов, в отличие от хранения и передачи значений отсчетов исходного изображения, лишь малая их часть описывается кодом с большим множеством двоичных единиц, в то время как для описания других затрачивается меньше двоичных единиц, если они вообще не обнуляются в результате квантования, достигается высокая степень сжатия.

JPEG, JPEG2000, сжатие на основе вейвлет пакетного разложения, а также фрактальное кодирование

На практике реализуются два алгоритма отсеивания коэффициентов разложения. Зональный характеризуется тем, что, исходя из анализа, в матрице коэффициентов разложения обозначаются участки и все коэффициенты, входящие в один участок, квантуются на одно число уровней.

Пороговый алгоритм характеризуется тем, что передаче подлежат только те коэффициенты, амплитуда которых выше заранее выставленного порога. Данный алгоритм сложнее зонального, так как для точного восстановления нужно передавать (записывать) их индексы.

При разработке алгоритма выполняются следующие этапы:

этап. Анализ информации по теме “Методы сжатия с потерями качества информации”, “Вейвлет пакетное разложение”.

этап. Проектирование метода сжатия.

этап. Проектирование функции обнуления коэффициентов матрицы разложения.

этап. Разработка алгоритма RLE кодирования.

этап. Разработка дополнительных функций для кодирования Хаффмана.

этап. Экспериментальная часть. Применение различных базисов вейвлет разложения.

этап. Сравнение базисов.

этап. Выбор оптимального базиса разложения для достижения максимального сжатия, на основе оценки экспертной группы.

Этапы с 1 по 5 уже выполнены. Остальные этапы будут выполняться в дальнейшем.

На первом этапе была проанализирована соответствующая литература. Для получения большой степени сжатия был выбран метод с потерей качества информации, а именно с применением вейвлет разложения.

На втором этапе разработан сам алгоритм сжатия (рис. 1).

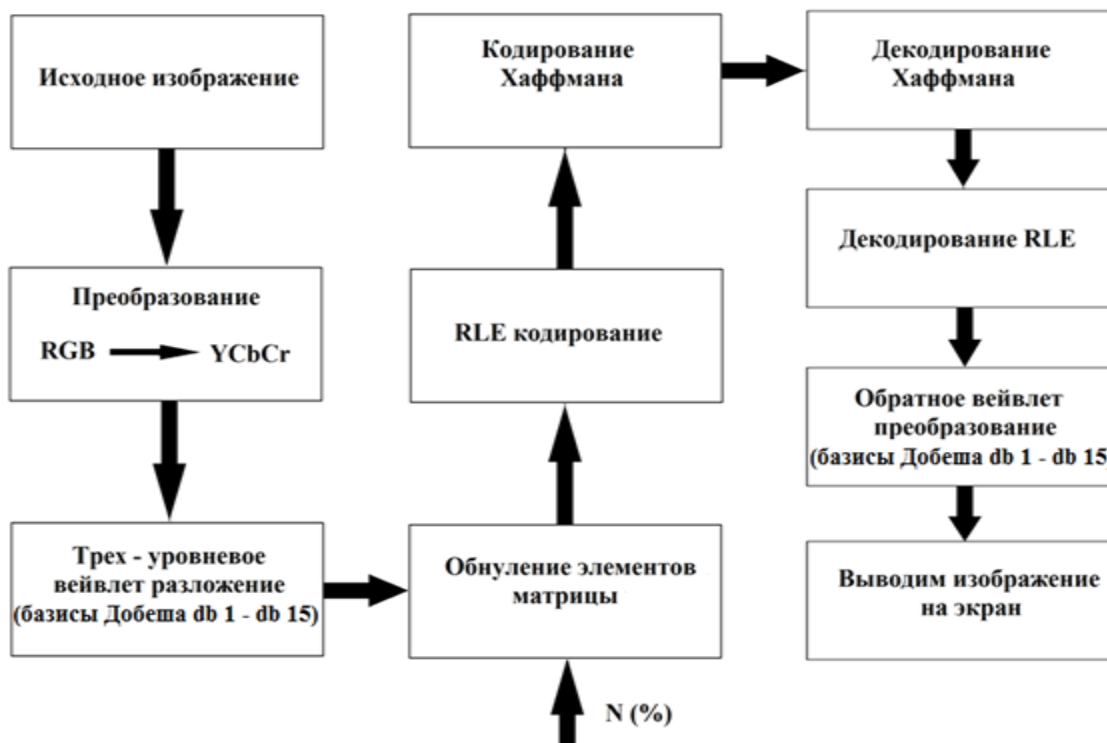


Рис. 1. Разработанный алгоритм сжатия

На третьем этапе разработана функция обнуления коэффициентов матрицы разложения (рис. 2).



Рис. 2. Функция обнуления элементов матрицы

На четвертом этапе разработан алгоритм сжатия RLE.

На пятом этапе были написаны некоторые вспомогательные функции для кодирования Хаффмана. Это функция формирования алфавита символов и функция определения вероятности символов.

На шестом этапе планируется проведение эксперимента. Будут использоваться 10 однотипных изображений и 15 базисов Добеши. Каждое изображение будет сжиматься с применением каждого базиса и разным порогом обнуления элементов матрицы разложения (от 5% до 95%). Каждое изображение будет оценивать экспертная группа состоящая из 10 человек. Каждый эксперт будет давать свою оценку от 1 (в случае большого различия текущего изображения и исходного) до 10 (отличий не видно). Все эксперименты касающиеся обработки изображения будут проводиться в специальной среде Matlab. Эта среда очень удобная для проведения исследований в этой области.

На седьмом этапе будет проведен анализ оценок экспертов в зависимости от применяемого базиса Добеши. Это необходимо для выявления наилучшего базиса, в случае применения которого будет наибольшая степень сжатия и наилучшее качество изображения.

На заключительном этапе выбирается базис согласно седьмому этапу и разработка алгоритма считается законченной.

В итоге, выполнив все этапы, будет получен метод сжатия цифровых изображений, который можно применять в телекоммуникационных системах, для уменьшения объема передаваемой информации, что сейчас актуально.

Библиографический список

1. Прет У. Цифровая обработка изображений и методы их сжатия. М.: Мир 1982. т.1 310с.; т.2.
2. Гонсалес Р., Вудс Р., Эддинс С. Цифровая обработка изображений в среде MATLAB Москва: Техносфера, 2006. - 616с. ISBN 5-94836-092-X

УДК 004.932; ГРНТИ 89.57.35

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ МЕТОДА «OKUMURA-HATA» ДЛЯ ОПРЕДЕЛЕНИЯ КОЛИЧЕСТВА БАЗОВЫХ СТАНЦИЙ СЕТИ LTE

Л.Д. Байе

*Рязанский государственный радиотехнический университет,
Россия, Рязань, rgrtu@rsreu.ru*

Аннотация. В работе определено количества базовых станций для покрытия площади в 150 км², с использованием метода «OKUMURA-HATA». Определен радиус ячейки и площадь покрытия одной базовой станции, исходя из чего определено общее количество базовых станций.

Ключевые слова. Метод «OKUMURA-HATA», базовая станция, сотовые сети.

USING THE METHOD «OKUMURA-HATA» FOR DETERMINING THE NUMBER OF BASE STATIONS IN LTE

L.D. Bahie

*Ryazan State Radio Engineering University,
Russia, Ryazan, rgrtu@rsreu.ru*

Annotation. We determined the number of base stations to cover an area of 150 km², using the method of "OKUMURA-HATA". The cell radius and coverage area of one base station are determined, on the basis of which the total number of base stations is determined.

Keywords. Method of "OKUMURA-HATA", base station, cellular network.

Мобильные сети основаны на концепции сотовой структуры. Этот метод позволяет повторно использовать ресурсы сети радиодоступа в нескольких географических областях,

известных как ячейки. Концептуально, если ячейка позволяет осуществлять определенное количество одновременных вызовов, общее количество вызовов, которые могут поддерживаться сетью, можно контролировать, изменяя размеры ячеек в большую или меньшую сторону.

Ячейка управляется приемопередатчиком, называемым базовой станцией, которая обеспечивает радиолинию с мобильными терминалами на своей зоне обслуживания [1]. Существует несколько типов ячеек в соответствии с их радиусом охвата, связанным с мощностью передачи базовой станции, и их использованием операторами, которые представлены на рисунке 1.



Рис. 1. Различные типы ячеек

Используемые сегодня методы прогнозирования покрытия преимущественно смешивают эмпирические и детерминированные подходы. Эмпирические методы используют экспериментальные результаты для оценки покрытия. Они требуют проведения большого числа операций по измерению и слабо учитывают географическую реальность этой области. Напротив, детерминированные методы опираются на особенности рельефа, игнорируя при этом локальные свойства.

Для определения количества базовых станций в работе использован метод «OKUMURA-HATA», так как проект подразумевает расчет параметров зоны обслуживания сети LTE для площади 150 км² и прогнозируемым числом абонентов, равным 150 тысяч человек.

Для расчета дальности связи воспользуемся эмпирической моделью распространения радиоволн «OKUMURA-HATA». Данная модель является обобщением опытных факторов, в которой учтено большинство условий и видов сред. В модели «OKUMURA-HATA» предлагается следующее выражение для определения среднего затухания радиосигнала в городских условиях [2]:

$$L_{ur}(\partial B) = A + B \lg(R) - E. \quad (1)$$

Эта модель применяется для ячеек относительно большого размера. Ослабление в соответствии с этой моделью с учетом степени урбанизации определяется исходя из таблицы 1.

Таблица 1 – Модель «OKUMURA-HATA»

Городской	$L_{ur}(\partial B) = A + B \lg(R) - E$ где; $A(\partial B) = 69,55 + 26,16 \lg(f) - 13,82 \lg(h_b)$ $B = 44,9 - 6,55 \lg(h_b)$ Для маленького города или среднего города $E(\partial B) = (1,1 \lg(f) - 0,7)h_m - (1,56 \lg(f) - 0,8)$
Плотные городские	$L_{ur}(\partial B) = A + B \lg(R) - E$ где; $A(\partial B) = 69,55 + 26,16 \lg(f) - 13,82 \lg(h_b)$ $B = 44,9 - 6,55 \lg(h_b)$ Для больших городов, если $f \leq 300 \text{ МГц}$ $E(\partial B) = 8,29 \lg(1,54h_m)^2 - 1,1$ Для больших городов, если $f \geq 300 \text{ МГц}$ $E(\partial B) = 3,2 \lg(11,75h_m)^2 - 4,97$

В таблице f – частота в МГц; h_b – высота базовой станции в метрах (30...200); h_m – высота мобильного терминала в метрах (1...10); $E(\partial B)$ – корректирующий фактор для эффективной высоты мобильной антенны, который является функцией величины зоны обслуживания [3].

В работе в качестве исходных параметров были выбраны $f = 2600 \text{ МГц}$; $h_b = 30$ метров; $h_m = 6$ метров. Исходя из формулы (1), радиус ячейки составил $R \approx 1,2 \text{ км}$.

Количество сетей рассчитывается из области сети и входного значения области развертывания D . На рисунке 2 рассмотрим радиус ячейки, где D – Расстояние между базовыми станциями [км]; S_s – Площадь ячейки [км²].



Рис. 2. Радиус ячейки

Метод расчета площади участков из двух моделей гексагональных ячеек
 Для всенаправленной сети:

$$D = \sqrt{3}R,$$

$$S_{s1} = \frac{(3\sqrt{3} * R^2)}{2} = 2,6 * R^2 \quad (2)$$

Для сетей с 3 секторами:

$$D = \frac{3}{2}R,$$

$$S_{s3} = \frac{(9\sqrt{3} * R^2)}{8} = 1,95 * 2,6 * R^2 \quad (3)$$

В работе использован метод для сетей с 3 секторами. Исходя из формулы 3 получены следующие результаты $D = 1,8$ км, $S_{s3} = 6,084$ [км²].

Количество базовых станций в сети сотовой связи определяется уравнением:

$$N_s = \frac{S_z}{S_s}, \quad (4)$$

где S_z – общая площадь покрытия.

Исходя из формулы 4, общее число базовых станций $N_s = 24,67 \approx 25$.

Выводы

Исходя из результатов исследований, проведенных в рамках этой работы, можно сделать вывод, что метод «OKUMURA-HATA» позволяет осуществить расчет общего числа базовых станций на заданной площади и расстояние между ними для сетей на базе LTE.

Библиографический список

1. Yannick Bouguen et Éric Har douin , "LTE et les réseaux 4G", © Groupe Eyrolles, 2012
2. Pierre Beaufils, "Réseaux 4G technologies et services", hermes science, novembre 2008
3. Метод OKUMURA-HATA. [Электронный ресурс]. Режим доступа: <http://www.refsr.ru/referat-15386-5.html> (дата обращения: 22.02.15).

УДК 004.932; ГРНТИ 89.57.35

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ОПТИМАЛЬНОГО МЕТОДА ОЦЕНКИ РЕЧЕВЫХ СИГНАЛОВ

Д.И. Лукьянов, А.С. Михайлова

Рязанский государственный радиотехнический университет,
Россия, Рязань, rgtu@rsreu.ru

Аннотация. Исследованы основные методы объективной оценки речевых сигналов и рассмотрены основные параметры кодеков речевых сигналов. Целью работы является определение оптимального метода оценки речевых сигналов. В качестве объективных оценок рассматриваются алгоритмы PESQ, SNR и среднеквадратическое отклонение.

Ключевые слова. Скорость кодирования, задержка, размер кадра, сложность реализации.

DEFINITION OF AN OPTIMUM METHOD OF ASSESSMENT OF SPEECH SIGNALS

D.I. Lukyanov, A.S. Mikhailova

Ryazan State Radio Engineering University,

Russia, Ryazan, rgrtu@rsreu.ru

Abstract. The main methods of objective assessment of speech signals are investigated and key parameters of codecs of speech signals are considered. The purpose of work is definition of an optimum method of assessment of speech signals. As objective estimates the PESQ, SNR methods and a mean square deviation are considered.

Keywords. Coding speed, delay, shot size, complexity of realization.

Введение

В настоящее время существует множество кодеков речевых сигналов. С усложнением проектируемых систем, актуальным является поиск оптимальных вариантов систем. В частности, при создании алгоритмов кодирования возникает необходимость выбора речевых кодеков, оптимальных с учетом совокупности показателей качества (ПК) [1].

Требования к кодекам: кодеки должны обеспечивать высокое качество сигнала на выходе декодера и малую временную задержку.

Основными параметрами кодеков РС являются: скорость кодирования, задержка, размер кадра, сложность реализации, оценка качества РС [2].

Скорость кодирования характеризует меру избыточности, вносимую кодером.

Временная задержка увеличивается с увеличением размера кадра, а также с увеличением сложности алгоритма кодирования.

Узкополосные кодеки обрабатывают речевую информацию блоками, называемыми кадрами. Существует необходимость в предварительный анализ отсчетов, которые следуют за отсчетами в блоке, который они в данный момент кодируют. Сумма длины буфера предварительного анализа определяет минимальную задержку передачи информации, поэтому размер кадра важен. Эффективными являются кодеки с большой длиной кадра, так как чем дольше наблюдается речевая информация, тем это лучше отображается на объеме служебной информации, которая добавляется к кадру.

Производимая оценка качества речевого сигнала с помощью характеристики MOS – это совокупное усредненное мнение по 5-бальной шкале.

Перечисленные ПК являются основными, и при выборе оптимального кодека их необходимо учитывать [3].

Экспериментальная часть

Целью эксперимента является определение наиболее эффективных методов оценки РС.

В эксперименте принимали участие 10 дикторов, каждый из которых произносил по 10 фраз. Записи производились в одно и то же время дикторами, находящимися в спокойном состоянии, что позволяет свести к минимуму ошибки, возникающие из-за изменения голоса диктора под действием внешних факторов. В качестве тестовых фраз выступали акустически взвешенные записи, рекомендованные ГОСТ Р 50840-95. Частота дискретизации составляла 8 кГц, разрядность квантования – 16 бит.

Проведены исследования показателей качества кодеков G.722, G.722.1, G.722.2, G.723.1, G.726, G.728, G.729. Экспериментально установлено, что кодек стандарта G.726 обладает минимальным суммарным показателем качества, поэтому он будет рассматриваться в дальнейшей работе.

В качестве объективных оценок рассматриваются методы PESQ, SNR и среднеквадратическое отклонение.

Объективные методы позволяют судить о степени различия между анализируемым и исходным РС. С точки зрения повторяемости результатов и цены объективные измерения более эффективны. В процессе разработки системы кодирования речи они позволяют получить надежную и быструю оценку качества РС. Как во временной, так и в частотной областях проводится оценка меры искажений.

Одним из наиболее простым измерением искажений во временной области является среднеквадратичная ошибка (СКО).

$$СКО = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (x(i) - y(i))^2, \quad (1)$$

где x – вектор входных значений;
 y – вектор оценок.

Допускается, что в выражении (1) вносимые искажения имеют равный вес. Метод СКО сравнивает форму огибающей исходного и синтезированного РС.

Одним из наиболее сложных для расчетов, среди объективных показателей, является алгоритм PESQ. Причины, приводящие к ухудшению качества: искажение вносимые при кодировании, потеря пакетов, ошибки, возникающие при передаче, потеря пакетов, время флуктуации задержки передачи пакетов, фильтрация сигнала в аналоговых сетевых компонентах. Изменение уровня сигнала в сети, наличие эхо-сигнала, круговая задержка на качество связи влияния не оказывают.

Оценку PESQ можно вычислить как линейную комбинацию среднего значения возмущения и среднее значение асимметричных нарушений:

$$PESQ = a_0 + a_1 D_{ind} + a_2 A_{ind}, \quad (2)$$

Алгоритм (2) представляет собой методику объективной оценки определения качества РС в телефонных системах. Данный алгоритм прогнозирует результаты, которые получены слушателями-экспертами при субъективной оценке. В PESQ сравнивается выходной сигнал с его искаженной версией на выходе системы связи для того, чтобы определить качество передачи речи. Преимущества алгоритма PESQ является то, что он работает с наиболее широким диапазоном факторов, которые пагубно влияют на качество речи.

Мощности сигнала и шума на всей длительности исследуемого сигнала характеризуется ОСШ, но для некоторых речевых кодеков большое значение имеют вычисленные на коротких сегментах РС кратковременные отношения сигнал/шум [4]. Критерий сегментного отношения сигнал/шум имеет вид:

$$ОСШ_{сег} = \frac{10}{M} \sum_{m=0}^{M-1} \lg \sum_{i=N_m}^{N_m+N-1} \left(\frac{x^2(i)}{(x(i) - y(i))^2} \right), \quad (3)$$

где $x(i)$ и $y(i)$ – вычисленные на m -м сегменте i -е отсчеты исходного и синтезированного речевых сигналов;

N – длина сегмента и M – число сегментов в речевом фрагменте.

По сравнению с СКО и ОСШ критерий (3) является более точной мерой искажений [4].

На рисунке 1 изображены графики корреляционных функций СКО, ОСШ, PESQ, где K – значение корреляционной функции, n – количество реализаций.

Приведенные критерии объективной оценки отражают слабую связь с результатами субъективных тестов. Во временной области методы оценивания качества РС мало применимы для алгоритмов низкоскоростного сжатия, так как сложно восстановить форму исходного сигнала.

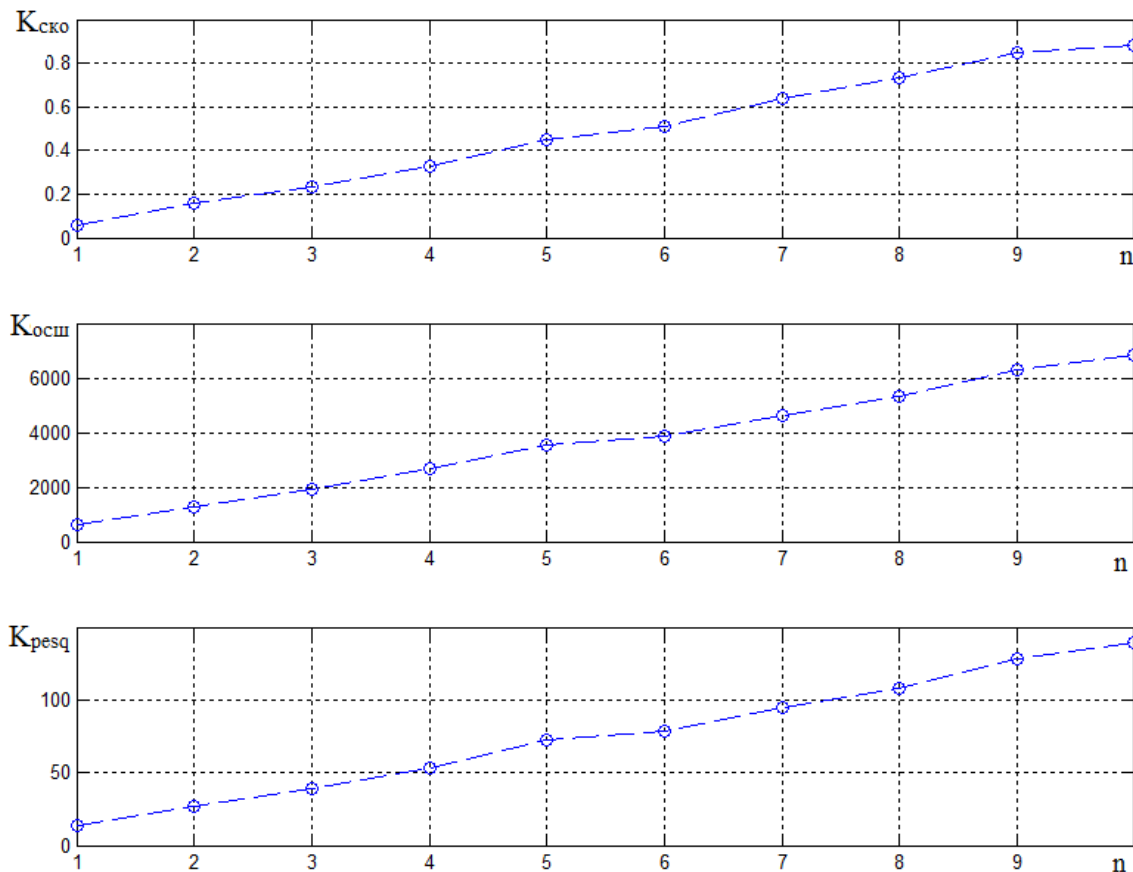


Рис. 1. Графики корреляционных функций СКО, ОСШ, PESQ

Можно заметить, что графики корреляционных функций для разных объективных оценок по форме не сильно различаются, поэтому можно сделать вывод, что исследуемые методы объективных оценок дают примерно одинаковый результат.

Корреляционный анализ:

кодек	PESQ	ОСШ	СКО
correl(x,y)	13.4278	636.2446	0.0582

Коэффициенты корреляции PESQ больше нуля, следовательно, данные методы дают точную оценку, в соответствии с той, что дал бы человек анализирующий по методике ГОСТ 50840-95. Точность PESQ обусловлена тем, что это комплексный и довольно сложный алгоритм оценки. SNR и СКО проще и не учитывают многих особенностей оценки речи. Но при этом они вполне применимы для объективного оценивания качества речевого сигнала.

Выводы

В ходе сравнительного анализа выявлено, что объективный метод PESQ дает оценку, приближенную к той, что дал бы человек, оценивая субъективно по ГОСТ 50840-95.

Библиографический список

1. Семенов Ю.В. Проектирование сетей связи следующего поколения. – СПб.: БХВ-Петербург, 2005. – 240 с.
2. Безрук В.М. Методы многокритериальной оптимизации информационных систем // Радиоэлектроника и информатика. – 1999. – Вып.2/07. – С. 63 – 68.
3. Ковалгин Ю.А. Вологдин Э.И. Цифровое кодирование звуковых сигналов. – СПб: Корона-принт, 2004.
4. Шелухин О.И., Лукьянцев Н.Ф. Цифровая обработка и передача речи – М.: Радио и связь, 2000. – 456с.

УДК 004.932; ГРНТИ 89.57.35

УЛУЧШЕНИЕ КАЧЕСТВА ВИДЕОИЗОБРАЖЕНИЯ МЕТОДОМ ПОПИКСЕЛЬНОГО СЛИЯНИЯ С ИК-ИЗОБРАЖЕНИЕМ

С.Н. Кириллов, А.С. Михайлов

Рязанский государственный радиотехнический университет,

Аннотация. В данной работе рассмотрен алгоритм комплексирования ИК- и видео-изображений при действии мешающих факторов.

Ключевые слова. ИК- и видео- изображения.

IMPROVE THE QUALITY OF VIDEO IMAGES BY THE METHOD OF PIXIC MERGERS WITH IR PICTURE

S.N. Kirillov, A.S. Mikhailov

Ryazan State Radio Engineering University,

Annotation. In this paper, an algorithm for combining IR and video images with the action of interfering factors is considered.

Keywords. IR and video images.

Введение

В настоящее время современные технологии проникли во все сферы человеческой жизни. Существует много областей, в которых машины заменили людей. Это стало возможным благодаря тому, что на них устанавливают видеокamеры и GPS датчики. Для улучшения ориентации в пространстве необходимо, чтобы картинка с камер было четкой. В реальных условия на изображение влияют множество факторов (снег, туман, дождь, солнце и т.д.), чтобы минимизировать их влияние необходимо объединение изображений из разных оптических диапазонов, например, ИК и видео.

Типы инфракрасных камер

Инфракрасное излучение (IR – infrared) – это электромагнитное излучение с длиной волны от 0,76 до 100 мкм. Этот диапазон условно делят на:

- **ближний** инфракрасный диапазон (*NIR – Near Infrared Range*) с длиной волны от 0,76 до 1,0 мкм;
- **коротковолновый** инфракрасный диапазон (*SWIR – Short Wavelength Infrared Range*) с длиной волны от 1 до 3 мкм;
- **средний** инфракрасный диапазон (*MWIR – Medium Wavelength Infrared Range*) с длиной волны от 3 до 6 мкм;
- **длинноволновый** инфракрасный диапазон (*LWIR – Long Wavelength Infrared Range*) с длиной волны от 6 до 15 мкм;
- **сверхдлинноволновый** инфракрасный диапазон (*VLWIR – Very Long Wavelength Infrared Range*) с длиной волны от 15 до 30 мкм;
- **дальний** инфракрасный диапазон (*FIR – Far Infrared Range*) с длиной волны от

30 до 100 мкм.

При использовании NIR- и SWIR-приемников на изображении наблюдаются тени. Разрешение детекторов сопоставимо с камерами, работающими в видимом диапазоне. При более длинной волне обеспечивается видимость сквозь туман, дождь, снег.

При использовании MWIR и LWIR с $\lambda > 3,5$ мкм изображение формируется на основе теплового излучения. Динамический диапазон изображения уменьшается, снижается контрастность и узнаваемость.

Методы комплексирования изображений.

Методы комплексирования можно разбить на 3 класса:

1. Комплексирование на основе выделения контуров объектов. При этом происходит идентификация объектов на изображении, полученном с различных камер, и его размещение.

2. Комплексирование на основе характерных особенностей. На каждом изображении находятся особые точки по алгоритмам обеспечивающим вычисление в реальном масштабе времени. Следующим шагом происходит наложение изображения, а особые точки являются координатами отсчета.

3. Метод попиксельного комплексирования. Здесь используется усреднение пикселей, применение весовых коэффициентов, перенос хроматических характеристик, вейвлет-преобразование.

Наиболее легко реализуемо попиксельное комплексирование. Оно строится на основе сложения данных. Яркостная компонента получается как среднеарифметическое значение ИК (IR) и видеоизображений (RGB) [1,4], чтобы сместить акцент в сторону видео или ИК-изображений, можно применять весовые коэффициенты, как для отдельных пикселей, так и для всего изображения.

Данный метод может называться -смешиванием, т.к. весовой коэффициент представлен альфой:

$$New(x, y) = \alpha \times RGB(x, y) + (1 - \alpha) \times IR(x, y), \quad (1)$$

где x, y – координаты пикселя;
 α – весовой коэффициент слияния;
 New – выходное изображение;
 RGB, IR – входные изображения RGB и ИК.

Недостатком является снижение контрастности изображения, который устраняется применением весовых коэффициентов.

Комплексирование видео и ИК-изображений основывается на использовании цветовой модели HSI [2,3]. RGB -изображение преобразуется в HSI , потом яркостная компонента заменяется яркостью из IR -изображения. При таком подходе возможно комплексирование изображений с большой скоростью, но есть и недостатки. Так, темные пиксели на ИК-изображении могут отличаться от пикселей на IR -изображении.

Проблему можно решить, используя компоненты яркости и насыщенности [5], но изображение будет иметь неестественные цвета:

$$INew(x, y) = SaturationRGB \times IntensityRGB(x, y) + (1 - SaturationRGB) \times IntensityIR(x, y). \quad (2)$$

Возможно применение вейвлет-преобразования, при котором сигнал переносится на базис, сформированный применением масштабных коэффициентов и переносов вейвлет-функций. Вейвлет-преобразование осуществляется применением пирамидального алгоритма

Малла [3]. При комплексировании, изображение раскладывается на сглаживающие и детализирующие коэффициенты с требуемым уровнем разложения. Затем полученные коэффициенты объединяются:

$$INew(x, y) = IDWT[f\{DWT(I1(x, y)), DWT(I2(x, y))\}], \quad (3)$$

где $I1(x, y), I2(x, y)$ – исходные изображения;
 f – правило комплексирования;
 $IDWT$ – обратное дискретное вейвлет-преобразование.

Реализация алгоритма.

Блок схема алгоритма представлена на рисунке 1.

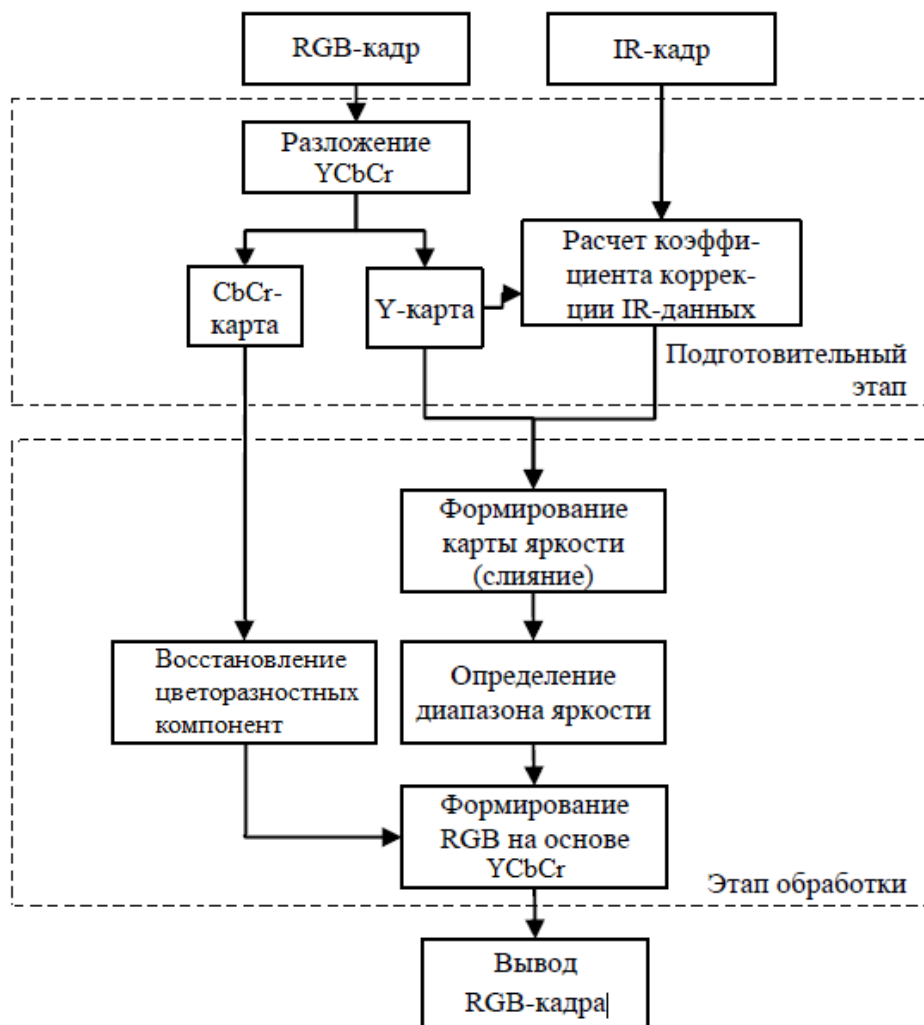


Рис. 1. Метод попиксельного слияния

Весь процесс обработки изображения происходит за 2 этапа. На первом этапе обрабатываемое изображение представляется в формате $YcbCr$, таким образом осуществляется переход от сильно коррелированных RGB компонент к некоррелированным – $YcbCr$. На втором этапе обработка яркостной Y и цветоразностных (Cb и Cr) компонент происходит отдельно. Яркостная компонента (Y) получается усреднением яркости видеоизображения с яркостью ИК-изображения. Далее из ИК-изображения формируется цветное, полученное методом «замены» цвета. Цветоразностные компоненты $CbCr$ получаются усреднением цветного изображения, восстановленного из ИК-изображения и

видеоизображения. Затем формируется улучшенное *RGB* изображение и выводится на экран. Применяя весовые коэффициенты, можно получить оптимальное соотношение между ИК- и видеоизображением.

Библиографический список

1. Зотин А.Г., Пахирка А.И., Буряченко В.В. Система видеонаблюдения с возможностью улучшения визуального качества видеопотока // Программные продукты и системы. 2013. С. 191-197.
2. Joel Lanir, Masha Maltz and Stanley R. Rotman. Comparing multispectral image fusion methods for a target detection task // Optical Engineering, June 2007.
3. Chao An, Mei Yu. Fast color image enhancement based on fuzzy multiple-scale Retinex. Strategic Technology (IFOST). 6th Intern. Forum, Harbin, Heilongjiang. 2011, pp. 1065-1069.
4. Зотин А.Г., Пахирка А.И. Адаптивные алгоритмы шумоподавления в системах видеонаблюдения при низком уровне освещения сцены. // Цифровая обработка сигналов и ее применение –DSPA 2016.
5. Rogalski A. Infrared Detectors. 2nd Edn. Taylor & Francis Group, Boca Raton, Florida, USA, 2011, 898 p.

УДК 621.395; ГРНТИ 47.05.17.

ИССЛЕДОВАНИЕ СУБЪЕКТИВНОЙ ОЦЕНКИ КАЧЕСТВА РЕЧЕВЫХ СИГНАЛОВ В СЛОЖНОЙ АКУСТИЧЕСКОЙ ОБСТАНОВКЕ

А.С. Чекренёва

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

Аннотация. В данной работе рассматривается влияние акустических помех и шумов на качество речевого сигнала. Проводится анализ методов, а также рассмотрена взвешенная оценка.

Ключевые слова. Акустическая обстановка, качество речи, объективная оценка, субъективная оценка, взвешенная оценка.

STUDY OF SUBJECTIVE QUALITY OF VOICE SIGNALS IN DIFFICULT ACOUSTIC ENVIRONMENTS

A.S. Chekrenyova

*Ryazan State Radio Engineering University,
Russian Federation, Ryazan, anastasyvip@yandex.ru*

Abstract. This paper considers the impact of acoustic noises and noise on quality of a voice signal. The analysis of methods is carried out, and also weighted estimate is considered.

Keywords. Acoustic conditions, voice quality, subjective appraisal, objective appraisal, weighted estimate.

Введение

В системах передачи РС особое внимание уделяют качеству. В данном случае к качеству РС можно отнести разборчивость (объективная количественная мера, которая определяет возможность тракта передавать смысловую информацию, содержащуюся в РС в определенных акустических условиях окружающей среды), узнаваемость (отражает информацию о говорящем абоненте, т.е. его индивидуальных особенностях речи) и сохранность всех особенностей речи конкретного человека (эмоциональная окраска, тембр и т.п.) [1].

Под акустической обстановкой в общем смысле понимается совокупность акустических событий. Акустическое событие – это короткое или длинное звуковое явление, которое слышится на фонограмме или в оригинальном звучании. Акустическая обстановка – это все звуки, которые сопровождают РС (звуки транспорта, музыки, других людей и т.д.). Шум является воздействием, мешающим восприятию полезной информации, содержащейся в речевом сигнале. Помимо потери полезной информации в сообщении, шум может вызывать

утомление, изменения в сердечно-сосудистой системе, головные боли и т.п. Наиболее опасным для человека является высокочастотный шум. С точки зрения качества связи, помехи, возникающие в канале связи могут подразделяться на широкополосный белый шум, окрашенный шум с полосой в диапазоне частот человеческой речи, а также речеподобные помехи, представляющие собой сигнал с амплитудной и частотной модуляцией. В случаях, когда уровень шума достаточно высокий, возможно применение методов субъективной оценки РС согласно ГОСТ Р 50840-95 [2].

Субъективные оценки качества речи

Хоть такие измерения качества требуют значительных усилий, они являются незаменимыми в качестве эталонных методов измерений. Субъективные оценки качества основаны на сравнении речевых данных одним человеком или группой людей.

В качестве субъективной оценки качества рассмотрены оценки MOS (Mean Opinion Score), которая является одним из субъективных методов оценки качества и определяется в рекомендации Р.800 МСЭ-Т для нахождения оценки качества передачи речи, а также оценки согласно ГОСТ Р 50840-95, который устанавливает нормы качества передачи РС и методы измерений.

Оценка качества MOS заключается в том, что слушатели оценивают речевой фрагмент по критериям, согласно таблице 1 [3].

Таблица 1. Шкала MOS

Уровень удовлетворенности пользователей	MOS
Очень довольны	4.3-5.0
Довольны	4.0-4.3
Некоторые пользователи довольны	3.6-4.0
Многие пользователи недовольны	3.1-3.6
Практически все пользователи недовольны	2.6-3.1
Работа не рекомендуется	1.0-2.6

Методика оценки качества РС

Взвешенная оценка является максимально объективным показателем. Для ее нахождения необходимо вычислить:

- 1) Среднее значение по каждому кодексу с разными скоростями

$$\bar{C}_N = \frac{\sum C_{iN}}{N} \quad (1)$$

- 2) Разность между текущим и средним значением

$$\Delta C_{iN} = |\bar{C}_N - C_{iN}| \quad (2)$$

- 3) Сумму каждой разности

$$C_\Sigma = \sum_{k=1}^N \Delta C_{iN} \quad (3)$$

- 4) Отношение этой суммы к среднему значению, умноженному на общее количество оценок

$$C = \frac{c_{\Sigma}}{\bar{c}_N \cdot N} \quad (4)$$

Зависимость ОСШ от взвешенной оценки при разных скоростях представлена на рисунке 1.

Рис. 1. Зависимость ОСШ от взвешенной оценки при разных скоростях

Зависимость ОСШ от взвешенной оценки при разных кодеках представлена на рисунке 2.

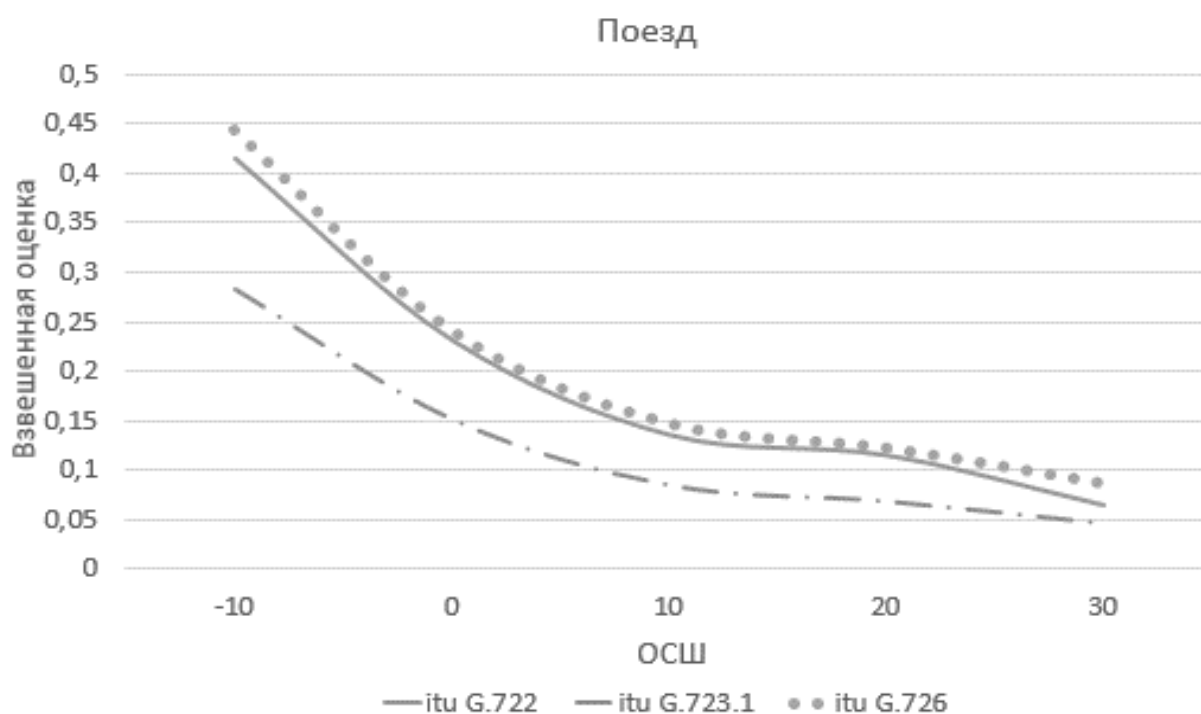


Рис. 2. Зависимость ОСШ от взвешенной оценки при разных кодеках

Исходя из этого можно сделать вывод, что значения усреднённой субъективной оценки при качестве речи ниже 3 баллов согласно ГОСТ Р 50840-95 значительно расходятся. Поэтому необходимо применить следующую методику:

- 1) Для экспертов накапливается выборка не менее 30 записей с различным уровнем шума в диапазоне ниже 3 баллов;
- 2) Эксперты определяют записи, которые являются наилучшими и наихудшими в выборке;
- 3) Наилучшей выборке присваивается оценка 3 балла, наихудшей 1 балл или ниже;
- 4) Далее записи в выборке методом перебора ранжируются по порядку и им присваиваются соответствующие оценки.

Данная методика обеспечивает более точное определение субъективного качества восстановленного речевого сигнала на выходе системы первичного кодирования.

Заключение

В результате, можно сделать выводы об актуальности использования метода оценки качества РС, обеспечивающего более точное исследование низких по качеству РС. Для этого необходимо использовать методику оценки качества РС ниже 3 баллов.

Библиографический список

1. Дмитриев В.Т., Константинова Д.С. Алгоритм комплексной оценки качества речи в канале связи//Вестник РГРТУ. - 2016. - №3-57
2. ГОСТ Р 50840-95 Передача речи по трактам связи. Методы оценки качества, разборчивости и узнаваемости. - Москва: Изд-во стандартов, 1996г.
3. МСЭ-Т Рекомендации Р.800 (08/1996). Методы субъективной оценки качества.

УДК 654.9; ГРНТИ 49.40.49

СЕГМЕНАЦИЯ РЕЧЕВОГО СИГНАЛА

Л. Расходчикова

*Рязанский государственный радиотехнический университет,
Россия, Рязань, mika_ras@mail.ru*

Аннотация. Для сегментации речевого сигнала выполнялся поиск границ квазистационарных и переходных процессов, основанный на корреляции между спектрами участков сигнала. Распознавание кардинальных типов сегментов (гласноподобные, назальные, фрикативные глухие и звонкие, смычные глухие и звонкие) выполнялось в пространствах акустических параметров, установленных в результате исследования. Моделирование плотностей вероятности выборок осуществлялось разработанной модификацией ЕМ-алгоритма. Анализ результатов сегментации производился на речевой базе для нескольких типов телефонных трубок и микрофонов с ручной разметкой на артикуляторно-акустические сегменты.

Ключевые слова. Сегмент, кардинальный элемент, ЕМ-алгоритм

SEGMENTATION OF SPEECH SIGNAL

L. Raskhodchikova

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

Abstract. For segmentation of the speech signal, the search was made for the boundaries of quasi-stationary and transient processes, based on the correlation between the spectra of signal sections. Recognition of cardinal types of segments (glasnopodobnye, nazalnye, fricative voiceless and voiced, claspings voiceless and voiced) was performed in the spaces of acoustic parameters established as a result of the study. Simulation of sampling probability densities was performed by the developed modification of the EM algorithm. The analysis of segmentation results was carried out on the basis of a representative speech database for several types of handsets and microphones with manual markings for articulatory-acoustic segments.

Keywords. Segment, cardinal element, EM-algorithm

Одной из наиболее важных задач современного мира является процесс взаимодействия человека с машиной. Долгое время такое общение осуществлялось через посредника-программиста. Однако необходимо было найти более универсальный и естественный способ взаимодействия человека с ЭВМ. Первые шаги по реализации речевого интерфейса были предприняты в 1971 году, а в 1976 г. появились несколько систем. Системы распознавания находят все новые области применения, начиная с приложений, осуществляющих преобразование речевой информации в текст и заканчивая бортовыми устройствами управления автомобилем. Появились такие проекты как умный дом, мобильные приложения, помогающие слепым людям и прочее.

Кардинальные элементы речевого сигнала – это группы звуков, созданные с использованием существенно различающихся механизмов речеобразования. Рассматривается шесть

типов кардинальных элементов: гласноподобные, назальные, фрикативные глухие и звонкие, смычные глухие и звонкие звуки речи. Такая классификация сегментов речевого потока основана на характерных значениях минимальной величины площади поперечного сечения речевого тракта и прохода в носовую полость и на наличии голосовых импульсов.

Наиболее очевидный подход к различению сегментов гласных и согласных звуков речи состоит в использовании различия их акустической энергии. Так, в [3], сначала вычислялась функция громкости речевого сигнала путем взвешивания кратковременного спектра, а затем границы слогов устанавливались в момент времени, где разница между изменением громкости во времени и ее выпуклой оболочкой максимальна. Хотя такой подход и физически обоснован, но он применим далеко не всегда.

Поскольку простое сопоставление полной энергии речевого сигнала на различных участках не обеспечивает необходимой надежности классификации сегментов, то следующий шаг состоит в анализе спектрального состава сегмента. В [4] сегмент фрикативных звуков распознавался путем определения частоты центра тяжести спектра, длительности глухого участка, и степени изрезанности сглаженного спектра, вычисляемой как отношение максимальной производной по частоте на средней трети фрикативного к максимальной энергии на всем звукосоочетании. При этом была достигнута точность детектирования 87% при хорошем отношении сигнал/шум SNR +20 dB, и 81% - при +10 dB.

Анализ статических характеристик сегмента, например, путем усреднения его спектра, далеко не всегда приводит к точной сегментации. Поэтому значительное внимание уделяется динамическим свойствам речевого сигнала.

К сегментации применяется и популярная технология скрытых марковских моделей [5]. При этом достигается достаточно высокая относительно ручной разметки точность оценки границ согласный – согласный, гласный – согласный, согласный – гласный или гласный – гласный в китайском и японском языках. В базах данных для одного диктора средняя ошибка для японского языка составила 5.79 мс, а китайского – 6.61 мс.

Результаты, полученные для разных подходов к сегментации речи, во многих случаях имеют ограниченное значение в приложениях типа автоматического распознавания речи, поскольку использованный речевой материал содержит «чистые» сигналы с высоким отношением сигнал/шум и для одного типа микрофонов. Этот недостаток пытаются преодолеть путем подмешивания различных шумов к исходным «чистым» сигналам.

Из всего вышеперечисленного следует необходимость проведения дальнейшего исследования проблем поиска границ сегментов речевого сигнала и распознавания кардинальных элементов сегментов в интересах решения практических задач.

Все эмпирические исследования проводились на материале размеченной речевой базы данных. База соответствовала реальным условиям применения, содержала голоса нескольких десятков дикторов, записанные на несколько типов микрофонов и телефонных трубок. В тестировании участвовали сигналы с соотношением сигнал-шум от 12 дБ. Тестирование выполнялось без использования дополнительной информации о содержании сигнала. Вначале эксперимента производились все расчеты с помощью алгоритма «сегментации по усредненному нормированному спектру», но в виду того, что метод не позволяет найти границу между определяемыми звуками в амплитудной зоне, пришлось искать новый метод либо дорабатывать тот, который использовался изначально.

В существующий алгоритм внедрены фильтры динамических детекторов. Эти подпрограммы позволили определять границы звуков речи, но также могли создать не существующие границы. А это существенный минус. Чтобы алгоритм смог справиться с подобными трудностями, выведен новый модуль, работа которого сводится к более детальному анализу максимальных значений амплитуды звука.

Модуль может самостоятельно определить конец звука и начало нового, либо, после выполнения проверки, разделить оставшийся временной участок на составные части, и по-

следовательно проверить каждый из них. Также предусмотрены в программе специальные системные утилиты по распознаванию квазистационарных свойств сегмента (звука), а именно: смычка, взрыв (параметры, характеризующие такие переменные, как изменение частоты, периода колебания, амплитуда, тембр и прочие звуковые характеристики) и т. д. Проведены тщательные исследования этих характеристик и затем созданы таблицы значений каждого параметра в разрезе «характеристика звука-пределы величин этой характеристики-звуковая группа»

Стоит также отметить, что изначально было принято решение разделить все звуки на 8 групп (согласные, звонкие, глухие, и т. д.). К сожалению, опыты показали также, что количественные показания всех параметров очень близки друг другу по значению. Это привело к наложению одной звуковой группы на другую, и результаты алгоритма были не корректными.

Для разрешения очередной проблемы была необходима процедура, позволяющая оценивать сразу несколько характеристик звука одновременно. Тогда было принято решение опробовать в своих экспериментах Байесовское решающее правило. Как результат, появился метод ЕМ (expectation-maximization).

ЕМ-алгоритм состоит из повторения двух шагов. На Е-шаге вычисляется ожидаемое значение (expectation) параметров. На М-шаге решается задача максимизации правдоподобия (maximization) и находится следующее приближение параметра, либо принимается найденное. Но, как и все варианты до этого, данный алгоритм также нуждался в доработке. Потому как алгоритм очень сильно зависел от первого приближения, а кроме того, он работает с заранее определенным количеством характеристик звука. А их для данной выборки параметров может не хватать для более точного определения границ звуковых сегментов. Конечной версией алгоритма в конечном итоге стала та, которая использовала введение дополнительной выборки компонентов для последующего выбора наиболее оптимального из них. Этот метод не стал идеальным, но помог обойти такие системы распознавания речи как: MFC-SVF, RASTA-SVF и FBDYN-SVF на материале англоязычной телефонной базы данных OGI_TS при соотношении сигнал-шум 20 дБ. Хотя у метода все же есть некоторые не существенные отклонения, а именно:

1. Погрешность положения границ звуков составляет 4.52 мс;
2. Процент пропусков границ составляет 0.95%.

При сегментации речевого сигнала выполнялся поиск границ квазистационарных и переходных участков. На рассмотренной базе данных алгоритм сегментации определил положения границ со средней погрешностью 4,52 мс, было пропущено 0,95% границ, среднее число вставок было равно 1,26 на один сегмент ручной разметки. Большую часть пропущенных границ составляли слабовыраженные переходы. Основные погрешности положений границ обусловлены свойствами сигналов.

Распознавание кардинальных элементов речевых сегментов производилось в подпространствах акустических параметров, которые были установлены специальной оптимизационной процедурой. При тестировании правильный тип в 85% случаев имел наибольшее значение апостериорной вероятности, в 96,3% входил в первую двойку.

В целом результаты работы позволяют заключить, что предложенный метод сегментации речевого сигнала, а также распознавания звуковых групп сегментов, обладает высокой точностью и устойчивостью, что делает возможным их использование в реальных задачах речевых технологий.

Библиографический список

1. Сорокин В.Н., Цыплихин А.И. Сегментация и распознавание гласных // Информационные процессы, 2004, Т. 4, № 2, С. 202-220.
2. Сорокин В.Н., Цыплихин А.И. Сегментация речи на кардинальные элементы // Информационные процессы, 2006, Т. 6, № 3, С. 177-207.
3. Mermelstein P. Automatic segmentation of speech into syllable units // J. Acoust. Soc. Amer., 1975, V. 58, N. 4, P. 880-883.
4. Ali A.M.A., Spiegel J.V. Acoustic-phonetic features for the automatic classification of fricatives // J. Acoust. Soc. Am., 2001, V. 109, N. 5, Pt. 1, P. 2217-2235.
5. Wu Y.J., Kawai H., Ni J., Wang R.H. Discriminative training and explicit duration modeling for HMM-based automatic segmentation // Speech Communication, 2005, V. 47, N. 4, P. 397-410.

УДК 621.37; ГРНТИ 47.47.31

СРАВНЕНИЕ МЕТОДОВ ДОДЕТЕКТОРНОГО ОБЪЕДИНЕНИЯ ВЕТВЕЙ ПРИ РАЗНЕСЕННОМ ПРИЕМЕ

В.В. Благонядеждин, А.В. Звездочкин, А.В. Егоров.

*Рязанский государственный радиотехнический университет,
Россия, Рязань, reced1v33rus33@gmail.com*

Аннотация. В данной работе описаны наиболее используемые додетекторные методы объединения ветвей в случае разнесенного приема и произведено их сравнение

Ключевые слова. Разнесенный прием, автовыбор, линейное сложение ветвей, многолучевость.

COMPARISON OF THE PREDETECTION COMBINING AT THE CARRIED RECEPTION

V.V. Blagonadezhdin, A.V. Zvezdochkin, A.V. Egorov.

*Ryazan State Radioengineering University,
Russia, Ryazan reced1v33rus33@gmail.com*

Abstract. In this work the most often used dodetektorny methods of association of branches at the carried reception are described and their comparison is made.

Keywords. The carried reception, autoselection, linear addition of branches, multipath.

Введение

Основной чертой додетекторных методов является то, что ветви объединяются и анализируются на частоте заполнения. Следует учитывать, что процесс обработки в каждой ветви разнесения заключается в усилении и фильтрации копий от различных видов помех в полосе спектра сигнала [1,2].

Результатом объединения отдельных «зашумленных» образцов $y_i(t)$ является колебание $y_p(t)$, которое будем называть результирующим колебанием. Это колебание представляет собой некоторую композицию «зашумленных» флюктуирующих копий сигнала. Полученное колебание можно рассматривать как сумму двух колебаний:

$$y_p(t) = s_{xp}(t) + n_p(t),$$

где $s_{xp}(t)$ - сигнальная часть;
 $n_p(t)$ - шумовая часть.

Далее $y_p(t)$ поступает на устройство анализа, которое, по сути дела, выполняет роль приемного устройства для такого колебания и должно решать задачу различения полезного

сигнала $s_{xp}(t)$ на фоне шума $n_p(t)$. При передаче двоичной информации в цифровой форме сигнал $s_{xp}(t)$ может нести информацию о символе x_1 либо о символе x_2 , следовательно, данное устройство на основании колебания $y_p(t)$ должно принять решение о том, какой из символов принят, и выдать его получателю [1,2].

На основании данных сведений можно прийти к выводу о том, что задача разнесенного приема с додетекторным объединением ветвей (с объединением на частоте заполнения посылок сигнала) сводится к решению трех вопросов:

1. необходимо выбрать наиболее подходящие методы объединения, которые обеспечивают необходимые улучшения;
2. необходимо определить способы анализа суммарного колебания для получения полезной информации;
3. необходимо рассчитать $P_{\text{ошибки}}$ зашумленного сигнала в случае разнесенного приема.

Существует множество разновидностей разнесенного приема, отличающихся методами объединения и последующего анализа объединенного колебания $y_p(t)$. При выборе оптимальных условий $P_{\text{ошибки}}$ при приеме результирующего колебания $y_p(t)$ будет минимальна. Рассмотрим разнесенный прием при объединении ветвей до детектора [1].

Среди методов объединения ветвей на практике наибольшее применение нашли линейные, характерной чертой которых является то, что суммарный выходной сигнал есть линейное сочетание колебаний с выходов отдельных ветвей. Наиболее часто используют:

- а) автовыбор лучшей ветви;
- б) линейное сложение:
 - простое;
 - оптимальное.

Все перечисленные выше методы для случая разнесенного приема могут использоваться совместно с одним из существующих вариантов анализа результирующего сигнала $y_p(t)$. Как указывалось выше, анализ этого сигнала $y_p(t)$ эквивалентен задаче одиночного приема флюктуирующего колебания $s_{xp}(t)$ на фоне шума $n_p(t)$. Такая задача может быть решена различными способами приема. Это позволит определить структуру устройства, анализирующего колебания $y_p(t)$. При приеме, близком к реальному, возможно применение различных вариантов некогерентного приема [1].

Прием полезного сигнала $s_{xp}(t)$ с определенной вероятностью ошибки характеризует помехоустойчивость при использовании разнесенного приема. Для того, чтобы определить эту вероятность, должен быть известен закон распределения (ЗР) огибающей выходного сигнала $s_{xp}(t)$. Поскольку фединг (замирания) считается общим, то при разнесенном приеме вероятность ошибки находят, применяя методику об определении $P_{\text{ошибки}}$ при приеме флюктуирующих колебаний. Следовательно, по этой методике искомая вероятность определяется выражением:

$$\overline{p_{\text{ошр}}} = \int_0^{\infty} p_{\text{ош}}(h_{xp}) W(h_{xp}) dh_{xp}$$

Автовыбор лучшей ветви

Автовыбор является одним из простейших методов, получивших широкое распространение на практике. Его суть состоит в непрерывном анализе и последующем выборе ветви, имеющей наибольшее отношение «сигнал-помеха» (ОСП) и наибольшую мощность.

Существует два варианта данного метода:

- по максимальному ОСП;
- по наивысшему значению сигнала.

Многочувствительность позволяет достичь стабильности работы даже при быстром фединге [1,3].

На рисунке 1 изображены зависимости минимальной $P_{\text{ошибки}}$ для различного числа ветвей разнесения. Здесь M – число ветвей, $h_{\text{ср}}^2$ – величина, характеризующая ОСП.

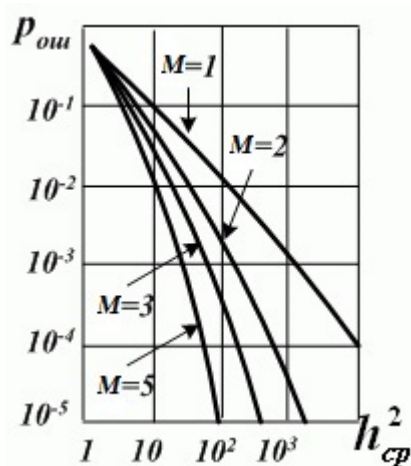


Рис. 1. Зависимости минимальной $P_{\text{ошибки}}$ для различного числа ветвей разнесения

Возможны два варианта переключения: сравнением принятых по различным ветвям сигналов или сравнением их с определенным порогом. Наличие определенного порога является лучшим методом по сравнению с первым, поскольку, исходя из теории, возможны варианты, когда сигналами из всех ветвей не соблюдаются условия точного детектирования. Также порог устанавливается определенным только для малой области обслуживания, значит уровень этого порога при передвижении абонента подвижной связи должен корректироваться. Повышение характеристик помехоустойчивости, которые получаются при использовании метода переключений, зависят от того, насколько точно задано пороговое значение и временная задержка в цепи ОС. В свою очередь, временная задержка нужна для реализации контроля уровня и определения быстроты приема решения о переключении.

Основной недостаток данного метода – при его проектировании необходимо наличие одинакового числа каналов приема с непрерывным контролем, равное числу разнесенных ветвей [1].

Система оптимального линейного сложения сигналов (ОЛС)

Линейное сложение сигналов с равными весовыми коэффициентами обладает существенным недостатком: ветви с малым значением ОСП существенно увеличивают в результирующем сигнале уровень шума, практически не увеличивая уровень сигнала [1].

Для максимизации выходного ОСП необходимо при выборе весовых коэффициентов k_i исходить из текущего состояния ветвей, задаваемого параметром h_i^2 . Этот параметр с течением времени изменяется медленно, что позволяет менять весовые коэффициенты k_i каж-

дой ветви таким образом, что величина ОСП достигает максимума. Структура ОЛС идентична структуре системы линейного сложения сигналов с равными весовыми коэффициентами, но при ОЛС АРУ работает наоборот [1].

Р_{ошибки} ЧМн сигналов при ОЛС при условии использования релейского фединга рассчитывается следующим образом:

$$p_M = \frac{1}{2} \left(1 + \frac{h_{\text{ср}}^2}{2} \right)^{-M}.$$

При высоком ОСП в ветвях ($h_{\text{ср}}^2 \gg 1$) и $M=2$:

$$p_2 \approx \frac{2}{h_{\text{ср}}^4}.$$

Сравнение методов

Для более точного анализа методов разнесенного приема нужно рассмотреть графики законов распределения огибающих сигналов на выходе объединяющего устройства. Для автовыбора и оптимального линейного сложения для двух и трех ветвей они представлены на рисунке 2. Также на данном рисунке представлен релейский закон распределения огибающей зашумленного сигнала для одной ветви [1,4].

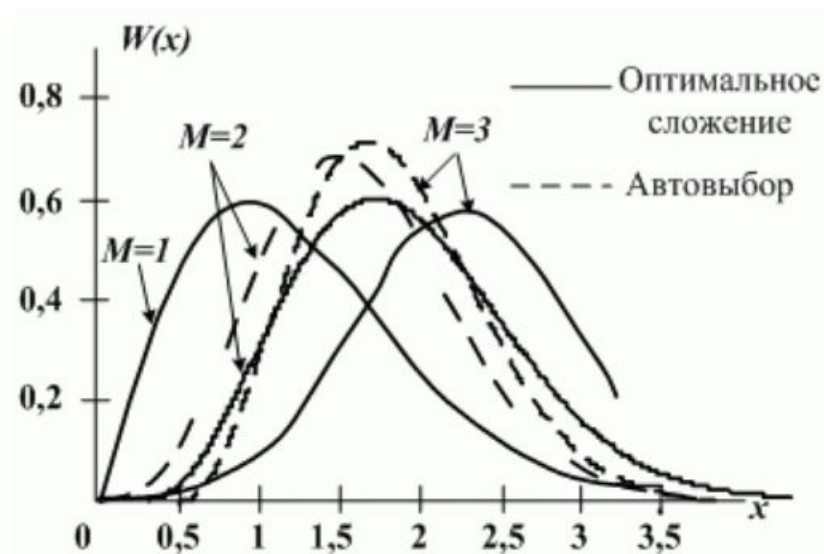


Рис. 2. Сравнение законов распределения

Из данного рисунка следует, что при возрастании числа ветвей разнесения закон распределения изменяется в «лучшую» сторону, дисперсия уменьшается, форма стремится к нормальному распределению, а распределение смещается вправо. Для метода оптимального линейного сложения данный процесс протекает наиболее эффективно [4].

При этом стоит отметить, что на практике чаще применяются методы автовыбора и линейного сложения с равными весовыми коэффициентами, т.к. при незначительной разнице помехоустойчивости они значительно проще в реализации.

Библиографический список

1. Пенин П.И. Системы передачи цифровой информации. Учебное пособие для вузов / М., «Сов. радио», 1976. – 368 с.
2. Васильев К.К., Глушков В.А. и др. Теория электрической связи: учебное пособие / Ульяновск: УлГТУ, 2008. – 452 с.
3. Быховский М. А. Повышение помехоустойчивости систем ММО за счет применения автовыбора антенн на базовой и абонентской станциях/М. А. Быховский // Электросвязь. -М.:Радио и связь, 2011,N N 6.-С.28-31.
4. Монзинго Р.А., Миллер Т.У. Адаптивные антенные решетки: Введение в теорию: Пер. с англ. – М.: Радио и связь, 1986. – 448с., ил.

УДК 621. 395; ГРНТИ 47.05.17.

**РАЗРАБОТКА МЕТОДИКИ ПОСТРОЕНИЯ СЕТЕЙ IP-ТЕЛЕФОНИИ
НА ОСНОВЕ ПРЕДСТАВЛЕНИЯ ХУРГИНА – ЯКОВЛЕВА**

В.Т. Дмитриев, А.В. Степина

*Рязанский государственный радиотехнический университет
Россия, Рязань, vol77@rambler.ru, dubrovskaja.aleona@yandex.ru*

Аннотация. Предложена методика проектирования сетей IP-телефонии при использовании представления речевых сигналов на основе представления Хургина - Яковлева.

Ключевые слова. Сети связи, представление Хургина – Яковлева, передача данных.

**DEVELOPMENT OF TECHNIQUES OF BUILDING IP-TELEPHONY ON THE
BASIS OF THE IDEA OF HURGIN-YAKOVLEV**

V.T. Dmitriev, A.V. Stepina

Ryazan State Radio Engineering University

Russia, Ryazan, vol77@rambler.ru, dubrovskaja.aleona@yandex.ru

Abstract. Methodology of designing IP-telephony after use speech signals on the basis of the idea of Hurgin-Yakovlev is offered.

Keywords: communication network, the algorithm of Khurgin-Yakovlev, data transmission.

В большинстве известных методик построения сетей не учитывается качество восстановленного речевого сигнала (РС) на выходе системы передачи. Поэтому существует необходимость разработки универсальной методики построения современной сети связи, в которой возможно осуществлять адаптивное улучшение качества передаваемого речевого сигнала (РС) или его защищенности. Необходимо рассмотреть возможность организации сети IP-телефонии на основе представления Хургина-Яковлева [1].

В известных работах, посвященных проектированию сетей IP-телефонии [2...5] выделены недостатки, свойственные IP-сетям, такие как отсутствие безопасности и противодействия искажениям, потери пакетов, низкая помехоустойчивость.

Необходимо предложить методику, которая бы учитывала недостатки передачи РС, но при этом совмещался доступный и удобный способ налаживания связи.

Алгоритм, предложенный Я. И. Хургиным и В. П. Яковлевым [6], обеспечивает представление речевого сигнала (РС) с верхней граничной частотой F и финитным спектром в виде совокупности отсчетов сигнала и его $N-1$ первых производных, взятых с частотой дискретизации f_0 : $F_0 = 2F / N = f_0 / N$, где $f_0 = 2F$ – частота дискретизации, определяется в соответствии с теоремой В. А. Котельникова.

При $N = 2$ подразумевается передача речевого сигнала (РС) в виде децимированных отсчетов исходного сигнала и его производной. В данном случае схема обработки и восстановления на приеме включает два канала, в каждом из которых реализована обработка последовательности отсчетов сигнала и производной, что позволяет уменьшить задержку при коди-

ровании и обработке с использованием различных алгоритмов кодирования речевого сигнала (РС) за счет распараллеливания вычислений.

При увеличении количества используемых производных и соответствующих каналов до $N = 3$ и $N = 4$ возрастает помехоустойчивость и защищенность системы передачи, но увеличивается ошибка восстановления, что приводит к ухудшению качества восстановленного речевого сигнала (РС) на приеме [7, 8].

К достоинствам представления Хургина – Яковлева можно отнести следующее:

1) представление Хургина-Яковлева позволяет в два и более раза распараллелить обработку, снижая требования к вычислительным затратам для каждого канала, при этом увеличивается общее быстродействие;

2) увеличение помехоустойчивости при действии шумов в канале связи по сравнению с алгоритмом, основанным на теореме В. А. Котельникова (1,2 - 1,5 дБ) при этом не происходит расширения диапазона;

3) выигрыш в степени скрытности передачи при использовании алгоритмов маскирования сигнала при использовании производных высоких порядков

4) новые возможности по созданию алгоритмов маскирования сигнала в IP-сетях;

5) более простая реализация восстанавливающих нерекурсивных фильтров, которые обеспечивают выигрыш по СКО при $P=10...190$ для стационарного случайного процесса с равномерным спектром $\eta = 33...90\%$ и для РС $\eta = 10...65\%$ [9];

6) улучшение качества восстановленного РС согласно ГОСТ Р 50840-95 на 0,5 балла на выходе кодеков речи.

В сетях IP-телефонии существует проблема передачи данных, связанная с влиянием задержки сети (прохождение через канал связи с маршрутизированием пакетов), вследствие чего происходит запаздывание сигнала и появляются ошибки при сборке пакетов данных. Данный эффект возникает в системах, использующих кодирование с предсказанием.

По сравнению с системами передачи речевой информации, основанными на теореме В. А. Котельникова, представление Хургина – Яковлева позволяет добиться выигрыша в отношении сигнал-шум порядка 2,5 дБ в системе АДИКМ с фиксированным предсказателем, начиная со скорости передачи 56 кбит/с.

Представление Хургина - Яковлева требует реализацию большего количества восстанавливающих фильтров, более простых в реализации для сигнала и производных. Также понадобится дополнительная реализация дифференциатора, двух дециматоров и двух восстанавливающих фильтров (КИХ-фильтров) и сумматора.

При реализации сети IP-телефонии на основе представления Хургина - Яковлева использование низкоскоростных и более требовательных к вычислительным ресурсам кодеков является более рациональным, так как снижаются ограничения на использование кодеков, обладающих большой степенью сжатия. Системы с первичными кодеками на основе стандарта G.729a смогут обрабатывать большее число одновременных звонков, при этом, практически не увеличивая трафик [10].

Показана возможность применения данного представления при построении сети IP-телефонии на основе двух вариантов – использование нескольких каналов для передачи сигнала, его производных и с применением асинхронного маскирования при последовательной передаче отсчетов сигнала и производной по одному каналу связи.

Первый вариант построения с несколькими каналами является затратным, но существенно уменьшает вероятность получения информации третьим лицам. Использование различных технологий передачи увеличивает рост затрат, а также способствует большей задержке при получении речевого сигнала (РС).

Второй вариант построения сети обладает большим числом сочетаний параметров алгоритма и обеспечивает высокую помехоустойчивость, не уменьшая динамический диапазон. Но в сигнал вносится избыточность и требуется более сложное оборудование.

Разработана методика проектирования сети IP-телефонии при передаче РС на основе представления Хургина – Яковлева, которая включает следующие этапы:

1. Анализ задания на построение сети, осуществление выбора места расположения сети (необходимо определить для каких целей и где будет использоваться сеть IP-телефонии).

2. Определение необходимости прокладки сети или необходимости аренды существующей. Необходимо учитывать, что в офисе уже могла быть проложена сеть связи, и, используя ее можно снизить расходы, но это может повлиять на качество передаваемой информации. При любом проектировании сети необходимо учитывать технические и экономические принципы прокладки кабельной сети: оптимальное расположение районной АТС для минимизации затрат на абонентскую сеть..

3. Расчет параметров для аренды. В данный расчет входят затраты на стоимость линии связи в локальных или междугородних сетях.

4. Выбор и расчет параметров проектируемой сети IP-телефонии – выбор топологии сети, расчет и выбор параметров кабеля связи, выбор протокола сигнализации. Анализ двух способов построения сетей связи на основе представления Хургина – Яковлева и выбор наиболее подходящего для потребителя способа построения сети IP-телефонии на основе представления Хургина – Яковлева – с использованием параллельной передачи отсчетов сигнала и производной по разным каналам или асинхронного преобразования. Способ построения с несколькими каналами более затратен, но существенно уменьшает получение информации третьим лицом.

5. Выбор сетевого протокола передачи из наиболее распространенных для IP-телефонии протоколов: IPv4 (протокол IP версии 4), IPv6 6 версия протокола IP), TCP (протокол управления передачей информации) и UDP(протокол передачи пользовательских дейтаграмм).

6. Выбор вида соединения такие как: телефон-телефон, телефон-компьютер, компьютер-компьютер. Проектирование приемной части системы. В систему передачи необходимо добавить многоканальный джиттер-буфер (он записывает полученные отсчеты за время менее 250 мс), декодер для декодирования отсчетов сигнала и производной, интерполятор (производится вставка нулевых отсчетов между отсчетами входного сигнала), восстанавливающие фильтры для каждого канала сигнала и производной, сумматор.

7. Расчёт производительности узла доступа, который должен обслуживать трафик от всех групп абонентов. Необходимо учитывать суммарное число пакетов, которое должен обработать узел (количество абонентов, число вызовов в час, среднее время разговоров).

8. Выбор оборудования проектируемой сети. Если используется иерархическая сеть, то необходимо использовать оборудование для различных классов.

9. Расчет экономических показателей проектируемой сети. В данный расчет входят стоимость оборудования, амортизация, затраты на электроэнергию и др.

10. Адаптация параметров кодера РС к акустическим шумам и условиям распространения. Тестовые испытания по выбору кодера речевых сигналов и их производных в зависимости от качества восстановленного речевого сигнала (РС).

При использовании представления Хургина – Яковлева происходит оценка качества восстановленного речевого сигнала (РС) на выходе первичного кодера, но при этом появляется возможность адаптивно изменить кодек сигнала и кодек производной, что дает большие возможности для адаптации системы первичного кодирования, а также изменять кодеки и количество каналов сигнала и производных (N), осуществлять выбор кодера, методов помехоустойчивого кодирования, вносить избыточность в отдельные каналы.

Работа поддержана грантом Российского фонда фундаментальных исследований (номер договора №16-47-620544\17 от 04.05.2017) и Правительством Рязанской области

Библиографический список

1. Хургин Я.И., Яковлев В.П. Фinitные функции в физике и технике. М.: Наука. 1971. 408 с.
2. Гольдштейн Б.С., Пинчук А.В., Суховицкий А.Л. IP-телефония. М.: Радио и связь, 2001. 336 с.
3. Вишневский В. М. Теоретические основы проектирования компьютерных сетей. М.: Техносфера, 2003. 512 с.
4. Росляков А.В., Самсонов М.Ю., Шибаева И.В. IP-телефония. - М.: Эко-Тренд, 2003. 252 с.
5. Дмитриев В.Т., Кулясова Д.А. Разработка методики проектирования сетей IP-телефонии // Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. 2007. № 20. С. 108-111.
6. Хургин Я.И., Яковлев В.П. Фinitные функции в физике и технике. М.: Наука. 1971. 408 с.
7. Кириллов С.Н., Дмитриев В.Т. Реализационные возможности и помехоустойчивость процедуры восстановления сигналов на основе алгоритма Хургина-Яковлева // Радиотехника. 2003. № 1. С. 73-75.
8. Бахурин С.А., Дмитриев В.Т. Исследование точности алгоритмов оценки отсчетов производной в радиотехнических устройствах // Вестник РГРТА. 2004. №13. С. 32-35
9. Дмитриев В.Т., Лукьянов Д.И. Алгоритм маскирования на основе представления Хургина-Яковлева с использованием производных второго и третьего порядков // Вестник РГРТУ. 2012. №4. С. 13-17.
10. Дмитриев В.Т., Харланова Е.А. Алгоритм кодирования речевых сигналов на основе представления Хургина-Яковлева и вейвлет-пакетного разложения в системах компьютерной телефонии // Вестник РГРТУ. 2010. №1 (Выпуск 31). С. 98-101.

УДК 621.396.6:621.391.827; ГРНТИ 47.05.15

КОМПЕНСАЦИЯ ПОМЕХ ПРИ ПРИЁМЕ СИГНАЛОВ ОТ СИСТЕМ СПУТНИКОВОЙ СВЯЗИ, РАСПОЛОЖЕННЫХ НА ГСО

А.В. Егоров, А.Е. Нуйкина

Рязанский государственный радиотехнический университет,

Россия, Рязань, rgrtu@rsreu.ru

Аннотация. В данной работе рассмотрен способ компенсации помех методом разделения сигналов, поступающих от нескольких бортовых ретрансляторов с помощью использования ММО-антенн. Показана методика расчёта основных показателей помехоустойчивости. Проведён анализ и подбор оптимальных параметров приёмной системы ЗС

Ключевые слова. Угловой разнос, антенная решётка ИСЗ, земная станция

COMPENSATION OF INTERFERENCE WHEN RECEIVING SIGNALS FROM SATELLITE COMMUNICATION SYSTEMS LOCATED ON GSO

A.V. Egorov, A.E. Nujkina

Ryazan State Radio Engineering University,

Russia, Ryazan, rgrtu@rsreu.ru

Annotation. In this paper, a method of interference compensation by a method of separating signals from several on-board repeaters using MIMO antennas is considered. The technique of calculation of the basic indicators of noise immunity is shown. The analysis and selection of the optimal parameters of the receiving system

Keywords. Angular separation, antenna array satellite, earth station

Введение

Актуальной проблемой развития спутниковых систем связи, особенно использующих геостационарные орбиты (ГСО), является высокая загруженность орбиты. Расширение этого сегмента телекоммуникационных систем может быть достигнуто увеличением количества спутников, использующих одинаковые полосы частот. Но это сопровождается уменьшением углового разноса между спутниковыми системами до величин менее $2-3^\circ$, что неизбежно приведёт к помехам земным станциям (ЗС) со стороны спутниковых транспондеров, находящихся на соседних орбитальных позициях. Т.е. ЗС принимает информационные сигналы сразу от нескольких спутников, находящихся в пределах одного углового сектора, что при

достаточно плотном расположении спутниковых систем на ГСО, существенно снижает помехоустойчивость.

Следовательно, стоит задача пространственного разнесения приёмных антенн ЗС. В современных наземных системах связи нередко используют пространственно разнесённые ММО-антенны. Они представляют собой антенные решётки: несколько антенн используют для передачи (на входе системы связи) и для приёма (на выходе системы связи). Аналогично данная модель разнесенного приёма может быть использована в спутниковых системах связи [1]. При установке на ЗС ММО-антенн информационные сигналы, поступающие от группы ИСЗ, могут быть разделены за счет увеличения коэффициента усиления приёмной антенной решетки в направлении на конкретный спутник пропорционально числу антенн и снижения его вплоть до нуля в направлении на другие спутники.

Решением данной задачи так же может быть применение адаптивных антенных решёток. Как известно, они представляют собой антенную решётку, сигнал которой подвергается обработке процессором, адаптирующим параметры для изменения диаграммы направленности в направлении источника полезного сигнала. Главной особенностью таких антенн является возможность обнаружения источников помех и дальнейшего подавления их действий в режиме реального времени, т.е. при отсутствии априорной информации о расположении источников помех [2].

Постановка задачи

Приёмные антенны ЗС могут быть пространственно разнесены как в вертикальной плоскости по высоте их расположения, так и в горизонтальной плоскости на некоторое расстояние друг от друга. Таким образом, следует рассматривать компенсацию помех при двух условиях: горизонтальном и вертикальном разнесении антенн. В представляемой работе проведена оценка эффективности горизонтального разнесения.

Модель ситуации при параллельном разнесении показана на рисунке 1:

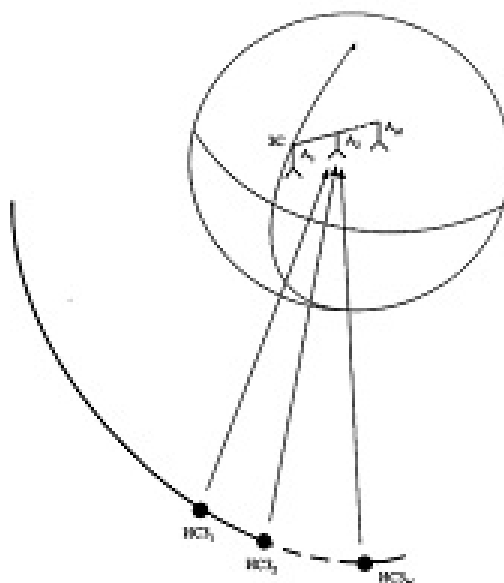


Рис. 1. Модель спутниковой системы ГСО при параллельном разнесении антенн

Как видно из рисунка 1, на дуге геостационарной орбиты расположены n спутников. С бортовых ретрансляторов каждого ИСЗ на антенные системы ЗС передаётся некоторое количество информационных сигналов, эти сигналы между собой не коррелированы. В даль-

нейшем рассмотрении не будем учитывать угловое разнесение спутников относительно диаграммы направленности ЗС, полагая одинаковым коэффициент усиления антенн ЗС в направлении на каждый транспондер. Это, не нарушая общности дальнейших рассуждений, можно учесть за счет весового суммирования обрабатываемых ветвей с учетом коэффициентов, зависящих от диаграммы направленности антенн ЗС и ИСЗ и их направлений. Эти коэффициенты подлежат коррекции в процессе девиации местоположения ИСЗ. Применяя известный [1,2,3] метод оптимальной оценки сигнала в системах ММО получим оценку выигрыша от применения антенной решетки в ЗС.

Каждый из передаваемых сигналов имеют следующий вид: $Y_k(t) = \beta^k \cdot S(t)$, где $S(t)$ задаёт форму сигнала, β^k - является комплексным числом, в состав которого входят два информационных сообщения β_{Re}^k и β_{Im}^k .

3. Методика расчёта

Анализ помехоустойчивости системы можно провести, оценивая величину вероятности ошибки при приёме:

$$P_{er}(\rho_m) = 1 - \left[1 - 2 \left(1 - \frac{1}{\sqrt{N}} \right) \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_z^\infty \exp\left(-\frac{t^2}{2}\right) dt \right]^2,$$

где $z = \frac{\sqrt{2\rho_m}}{\sqrt{N}-1};$

$N = 2^n$ - позиционность кода при использовании квадратурной амплитудной модуляции;

ρ_m - отношение мощности передаваемых сигналов к мощности шума на выходе системы связи, которое рассчитывается следующим образом:

$$\rho_m = \rho_0 \cdot K_m, \quad \rho_0 = \frac{P_S \cdot T}{N_0}.$$

Величина ρ_0 зависит от пиковой мощности сигнала, передаваемого от одного из спутниковых бортовых ретрансляторов и спектральной плотности мощности шума.

Коэффициент K_m является важнейшим показателем помехоустойчивости системы связи. Он отражает насколько отношение сигнал-шум на выходе системы отличается от отношения сигнал-шум при условии, что антенны ЗС принимают сигнал только от ретранслятора одного ИСЗ, а сигналы от других спутников отсутствуют. При расположении антенн в горизонтальной плоскости он зависит непосредственно от количества M используемых антенн ЗС, разности долгот нахождения антенны приёмной ЗС и точки расположения на орбите одного из ИСЗ, широты расположения ЗС, разности долгот расположения соседних спутников на ГСО, расстояния между двумя приёмными антеннами, а также от азимута расположения антенн и длины волны.

Он может быть найден как обратная величина дисперсии величин мнимой и реальной части матрицы вектора-столбца:

$$K_m = \frac{1}{\sum_{k=1}^M v_{km}^2},$$

v_{km} соответствует элементам вектора-столбца $\vec{n}_e$:

$$n_{em} = \sum_{k=1}^M v_{km} \cdot n_{sk} / \sqrt{N_0},$$

$n_{sk} / \sqrt{N_0}$ являются элементами вектора-столбца $\vec{n}_s / \sqrt{N_0}$. Он состоит из элементов, вычисляемых следующим образом:

$$n_{sm} = \frac{1}{T} \int_0^T n_m(t) \cdot S(t) dt,$$

где $n_m(t)$ белый гауссовский шум, действующий на выходе каждой приёмной антенны вместе с полезными сигналами.

Анализ помехоустойчивости системы

Проведём анализ помехоустойчивости представленной выше модели с целью подбора оптимальных параметров приемной системы. При этом будем учитывать рассчитанные ранее зависимости коэффициента от параметров приемной системы [3].

Значения $P_s = 40 \text{ Вт}$ и $N_0 = 30 \text{ В}^2 / \text{Гц}$ примем фиксированными, будем изменять направление диаграммы антенной решётки. Примем расположение антенн на одной широте $\eta = 40^\circ$, $\theta_1 = 0$.

Применив представленный выше алгоритм, получаем следующие значения в табл. 1:

Таблица 1. Вероятность ошибки приёма при параллельном разнесении антенн

$\psi, ^\circ$	M	$K_m, \text{дБ}$	ρ_m	P_{er}
45	1	2	$1,5 \cdot 10^3$	$4,6 \cdot 10^{-14}$
	2	2,3	$1,61 \cdot 10^3$	$2,8 \cdot 10^{-14}$
	3	3	$1,8 \cdot 10^3$	$7,4 \cdot 10^{-15}$
	4	3	$1,8 \cdot 10^3$	$1,9 \cdot 10^{-16}$
60	1	2,3	$1,61 \cdot 10^3$	$2,8 \cdot 10^{-14}$
	2	3	$1,8 \cdot 10^3$	$7,4 \cdot 10^{-15}$
	3	4,5	$2,6 \cdot 10^3$	$1,9 \cdot 10^{-16}$
	4	5,8	$3,6 \cdot 10^3$	$2,64 \cdot 10^{-18}$
90	1	2,7	$1,77 \cdot 10^3$	$1,35 \cdot 10^{-14}$
	2	3	$1,8 \cdot 10^3$	$7,4 \cdot 10^{-15}$
	3	4,8	$2,8 \cdot 10^3$	$8,7 \cdot 10^{-17}$
	4	6	$3,7 \cdot 10^3$	$1,2 \cdot 10^{-18}$

Из полученных результатов следует, что значения вероятности ошибки при приёме будут наименьшими при азимуте расположения линии установки антенн равно $\pm 90^\circ$. А чем больше количество приёмных антенн, тем выше помехоустойчивость системы. В пределах отклонения азимута линии установки антенн $\pm 30^\circ$ от оптимального (90°), коэффициент ос-

таётся практически постоянным и его значение максимально. Следовательно, для улучшения помехоустойчивости линия, на которой размещены антенны, должна быть направлена на запад или восток, т.е. быть параллельной экватору.

Стоит отметить, что если значение разности долгот нахождения антенны приёмной ЗС и точки расположения на орбите одного из ИСЗ отличается от нуля, то значения вероятности ошибки при приёме будут аналогичны рассчитанным для значений углов азимута сдвинутым на величину разности долгот [3].

Библиографический список

1. Быховский М.А. Основы управления использованием радиочастотного спектра: Обеспечение электромагнитной совместимости радиосистем. Том 2/ М.А. Быховский, А.Л. Бузов, В.В. Святогор, С.В. Севостьянов, Г.И. Сорокин, С.И. Старченко, Ю.А. Чернов – М.: Красанд, 2012. – 553 с.
2. Монзинго Р.А. Адаптивные антенные решетки/ Р.А. Монзинго, Т.У. Миллер — М.: Радио и связь, 1986. — 448 с.
3. Быховский М.А. Технические возможности выделения орбитально-частотного ресурса для новых спутниковых систем/М.А. Быховский // Электросвязь. -М.:Радио и связь, 2008,N N5.-С.9-12

УДК 621.396; ГРНТИ 49.37.01

СОВЕРШЕНСТВОВАНИЕ СИСТЕМЫ ОБМЕНА ДАННЫМИ СПЕЦИАЛЬНОГО НАЗНАЧЕНИЯ

А. Тришин, А. Буряков

*Рязанский государственный радиотехнический университет,
Россия, Рязань, tosha.trishin@bk.ru*

Аннотация. В работе рассматриваются теоретические основы построения, функционирования и анализа сетей передачи данных (СПД) в составе стационарных и полевых систем обмена данными (СОД) специального назначения (СН).

Ключевые слова. СОД СН, ЭМВОС, ОСШ, АСУВ.

PERFECTION OF THE SYSTEM OF EXCHANGE OF DATA OF SPECIAL PURPOSE

A. Trishin, A. Buryakov

*Ryazan State Radio Engineering University,
Russia, Ryazan, tosha.trishin@bk.ru*

Annotation. The theoretical bases of construction, functioning and analysis of data transmission networks (SPD) in the structure of stationary and field systems of data exchange (SOD) of special purpose (SN) are considered in the work.

Keywords. SOD SN, EMVOS, SNR, ASUV.

Введение

Развитие телекоммуникационных технологий привело к большому развитию современных телекоммуникационных сетей, специфика функционирования которых базируются на протоколах передачи данных [1].

В работе рассматриваются теоретические основы построения, функционирования и анализа сетей передачи данных (СПД) в составе стационарных и полевых систем обмена данными (СОД) специального назначения (СН).

Анализ архитектуры СОД СН

Для обеспечения оперативности, непрерывности, устойчивости и скрытности автоматизированного управления войсками и связью объединений (соединений) создаются СОД объединения (соединений).

Система обмена данными представляет собой сложную организационно-техническую систему, которая должна обеспечить обмен данными в соответствии с требованиями АСУВ и, как элемент системы связи, должна обладать следующими свойствами: боевая готовность, устойчивость, мобильность, пропускная способность, разведывательная защищенность, управляемость.

Сложность телекоммуникационных систем и многообразие процессов обработки и передачи информации различного вида привели к необходимости создания многоуровневой модели взаимосвязи средств, в которых осуществляются эти процессы[1].

ЭМВОС разработана в 1984 г., как стандарт, на основе которого пользователи телекоммуникационного оборудования могли осуществлять взаимодействие друг с другом. Модель OSI (рис. 1) разделяет сложность передачи информации на 7 менее крупных уровней или слоев, 2 низших уровня реализуются аппаратно и программно, остальные – программно.



Рис. 1. Уровни ЭМВОС

Эталонная модель имеет хорошую гибкость для дальнейшего развития технических средств и увеличения требований пользователя. Она учитывает возможность перехода от существующих многочисленных разнородных реализаций технических и программных средств обмена информацией к общим стандартам. Поэтому ее использование в системах военной связи не препятствует применению существующих систем, средств и комплексов.

Структура и принципы функционирования дискретного канала связи в СОД СН

При передаче сигналов данных через физическую среду возможно воздействие на них мультикативных и аддитивных помех, которые могут вызвать искажения сигналов. Физический канал представляет собой совокупность средств каналообразования и коммутации, а также среды распространения (рис. 2).

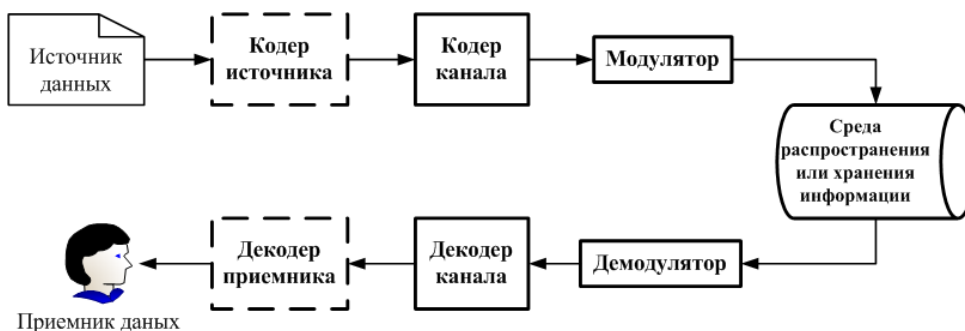


Рис. 2. Модель канала связи

В каналах ТЧ и ШК передача осуществляется аналоговыми сигналами, образованными, как правило, на основе методов амплитудной (АМ), частотной (ЧМ), фазовой (ФМ) модуляции, а также их комбинации. При этом уровни передаваемых сигналов данных должны обеспечивать нормальный режим работы группового тракта при реальной его загрузке сигналами данных и речевыми сообщениями.

Основные помеховые факторы в канале связи и методы их преодоления представлены в таблице 1.

Таблица 1. Основные помеховые факторы в канале связи и методы их преодоления

Фактор	Влияние на созвездие	Метод борьбы
1. Многолучевость		
1.1. Межсимвольная интерференция	Рассыпание 	Эквалайзер, обратный линейный фильтр
1.2. Замирания (мультипликативная помеха)	Масштабирование 	Автоматическая регулировка усиления или порога (АРУ, АРП)
2. Неоднозначность (уход) фазы	Вращение 	Автоподстройка несущей частоты (ФАПЧ), петля Костаса и др.
3. АБГШ	Рассеяние 	Метод максимального правдоподобия (МП)

Для увеличения скорости обмена данными применяют комбинированные методы модуляции. Наиболее известными являются методы квадратурной амплитудной модуляции (Quadrature Amplitude Modulation, QAM).

Применение многопозиционной системы сигналов, кроме повышения скорости передачи в дискретном канале, дополнительно позволяет повысить достоверность принимаемых дискретных сигналов при введении ограничения на скорость передачи данных. Такое решение проблемы обеспечения достоверности очень важно при использовании каналов, трактов и линий связи с высоким уровнем помех, вызывающих искажения сигналов данных в дискретных каналах связи.

Цифровое кодирование при передаче дискретной информации в СОД СН

При передаче данных наряду с традиционными методами амплитудной, частотной и фазовой модуляции в современных телекоммуникационных системах используются методы цифрового кодирования (рис. 3). При выборе конкретного метода необходимо учитывать параметры физической среды передачи и особенности передачи информации в дискретном виде.

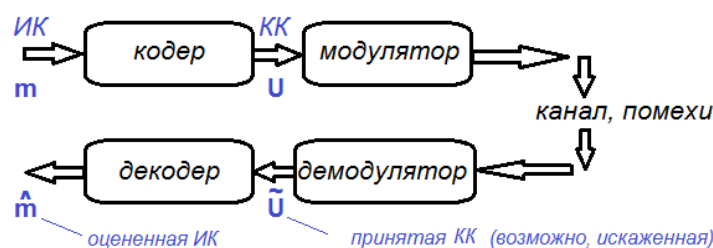


Рис. 3. Принцип кодирования

Наиболее часто применяется вариант мягкого декодирования, который сводится к декодированию со стиранием ненадежно принятых блоков. При этом с выхода декодера по-прежнему выдается сигнал «стирание» при обнаружении неисправленной ошибки в принятой кодовой комбинации.

С учетом этого наиболее распространенными режимами использования кодов являются:

- 1) обнаружение ошибок;
- 2) исправление ошибок;
- 3) исправление и обнаружение ошибок.

Проведем исследование наиболее распространенных видов помехоустойчивого кодирования, использующихся в современных СОД, вероятностей ошибок декодирования в различных условиях работы цифровых систем связи. Для исследования будем использовать программу расчета *MatLab*. Обобщенная структура для моделирования кода Хемминга в программе *MatLab* представлена на рисунке 4.

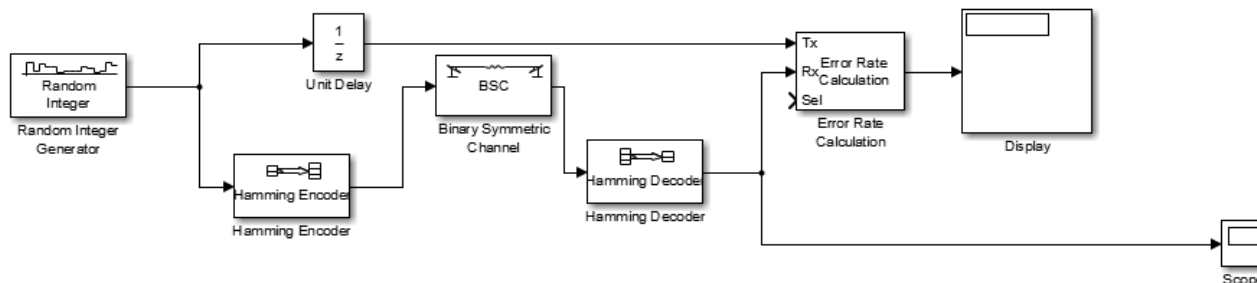


Рис. 4. Обобщенная структура для кода Хемминга

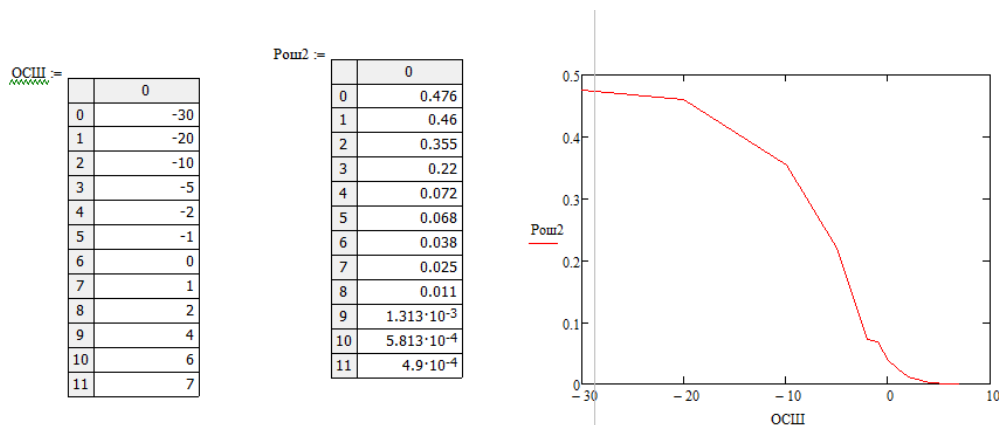


Рис. 5. Зависимость вероятности относительной ошибки от ОСШ

Анализ графических зависимостей (рис. 5) показывает, что чем меньше ОСШ, тем больше вероятность ошибки перепутывания битов.

Кодирование можно изучать как инструмент, осуществляющий различные компромиссы системы. На рисунке 6 приведен сопоставительный вид двух кривых, описывающих зависимость достоверности передачи от ОСШ. Одна кривая определяет обычную схему модуляции без кодирования (синяя кривая), а вторая с использованием кодирования (красная).

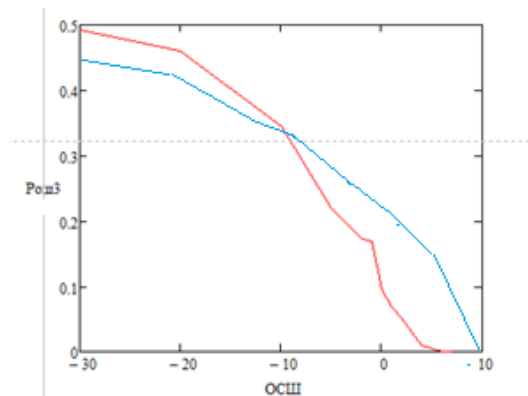


Рис. 6. Сравнение достоверности передачи при использовании схемы с кодированием и схемы без кодирования

Выводы

В современных телекоммуникационных системах одной из проблем является обеспечение требуемой достоверности передаваемой информации различного вида. Эта проблема особенно важна при передаче данных по реальным каналам и линиям связи с низкой помехозащищенностью.

В большинстве применяемых способов обеспечения достоверности используется введение избыточности в передаваемое сообщение.

Проведенные исследования показали, что преобразование последовательности данных в новую “улучшенную”, обладающую избыточностью, позволяет существенно уменьшить вероятности ошибок, тем самым повысить достоверность передаваемой информации, что в свою очередь ведет к существенному снижению сроков на принятия решений.

Библиографический список

1. Титов В. С., Аверьянов Е. Г., Ащеулов С. В., Бабич Б. И., Дормидонтов А. А., Зубакин В. В., Калюка В. И., Мишин А. И., Молокович И. А., Макаров М. И., Сазонов В. В. Теоретические основы передачи данных: Уч. пособие. / Под ред. В. С. Титова – СПб.: ВАС, 2013. – 212 с.
2. Прокис Дж. Цифровая связь. Пер. с англ./ Под ред. Д.Д. Кловского.-М.: Радио и связь. 2000.-800с.
3. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение.- М.: Изд.дом “Вильямс”, 2003.-1104с.
4. Информационные технологии, межвузовский сборник научных трудов. – Рязань: РГРТУ, 2017. – 203 с.
5. Основные направления развития телекоммуникационных технологий.- http://www.lessons-tva.info/edu/tss_tmm_tech/network_tech.html

УДК 004.932; ГРНТИ 89.57.35

РАЗРАБОТКА АЛГОРИТМА ПОДАВЛЕНИЯ АКУСТИЧЕСКИХ ПОМЕХ

В. Ворогушин

*Рязанский государственный радиотехнический университет,
Российская Федерация, Рязань, vladislavvorogushin@yahoo.com*

Аннотация. В данной работе произведена разработка устройства выделения и очистки речевого сигнала от помех на основе метода очистки в критических полосах, разностного и порогового методов. Рассматривается эффективность использования каждого алгоритма. Выбираются самые надежные методы и разрабатываются алгоритмы очистки сигналов от акустических шумов, и производится исследование данной системы.

Ключевые слова. Подавление шумов, критические полосы, разборчивость, фильтрация, речевой сигнал.

DEVELOPMENT OF THE ALGORITHM OF REDUCTION OF ACOUSTIC NOISE

V. Vorogushin

Ryazan State Radioengineering University,
Russian Federation, Ryazan, vladislavvorogushin@yahoo.com

Abstract. In the given project working out of the device of allocation and clearing of a speech signal of hindrances on the basis of critical bandwidth method, difference and threshold methods. Efficiency of use of each method are considered. In the practical part get out the most reliable methods and algorithms of clearing of signals from acoustic hindrances and research of the given system is made.

Keywords. Noise reduction, critical bands, intelligibility, filtering, speech signal.

Введение

По оценкам специалистов огромная доля передаваемой информации по общим каналам связи приходится на речевые сообщения. Постепенно все больше и больше различной информации передается посредством сети интернет. Так уже к 2003 году объем передаваемого IP-трафика сравнялся с объемом речевого трафика [1]. Но такому универсальному инструменту человеческого общения как речь, обладающему уникальными признаками эффекта присутствия, эмоциональной окраски, аутентификации, информационной избыточности и другими, присущими только данному коммуникативному (переговорному) процессу, трудно найти какую-либо эквивалентную замену во многих системах связи и передачи информации. Поэтому передача голоса активно внедрялась в сеть интернет, появилась IP-, VoIP-, SIP-телефония и т.п.

На практике речевой сигнал зачастую может быть влиянию нескольких акустических помех разного вида, которые создают общее мешающее воздействие.

Эксперимент заключался в оценке качества речевого сигнала с наложенной на него акустической помехой, прошедшего через блок подавления шумов. Подавление шумов осуществлялось несколькими методами. Одним из основополагающих факторов при выборе методов являлась простота реализации и использование современных алгоритмов кодирования.

Исходя из этого были выбраны два метода: метод, использующий критические полосы спектра, и пороговый и разностные методы.

Очистка сигнала от акустических помех с использованием критических полос.

Критические полосы — ещё одна характеристика звука наряду с частотой. В отличие от частоты критические полосы определяются в соответствии со слуховым восприятием. В данном эксперименте были выбраны критические полосы, частоты которых соответствуют каналу тональной частоты (0,3-3,4 кГц) [2].

На полезный речевой сигнал накладывались различные виды акустических помех (шум автомагистрали, звук пролетающего самолета и т.д.).

В результате таких преобразований заметно падает разборчивость речи (некоторые слова и фразы становятся полностью незаметными на фоне шума), теряются свойства голоса говорящего, пропадает эмоциональная окраска. Такой сигнал не может быть использован в телекоммуникационных системах. Поэтому к нему применяется алгоритм очистки от шумов. Весь сигнал разбивается на участки (фреймы) по 128 бит, в которых выбираются необходимые отсчеты, соответствующие выбранным критическим полосам [5].

Сравнение качества речи и разборчивости зашумленного и очищенного сигналов приведено на рисунке 1.

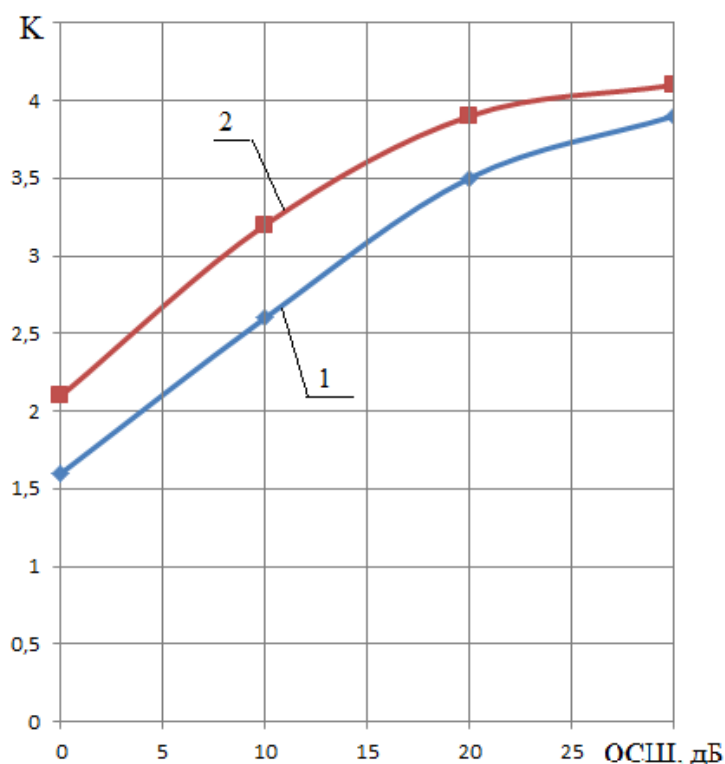


Рисунок 1 – Результат очистки от помех с использованием метода критических полос (1- зашумленный сигнал, 2- очищенный)

Очистка от акустических помех с использованием порогового и разностного метода

Суть разностного метода: происходит сравнение и вычитание зашумленного сигнала и производной, таким образом, восстанавливается только полезный сигнал [3].

Суть порогового метода: в зашумленной производной по определенному порогу находятся составляющие шума и затем со сдвигом на 1 удаляются из сигнала [4].

Результаты эксперимента были усреднены и отображены на следующих графиках (рис. 2).

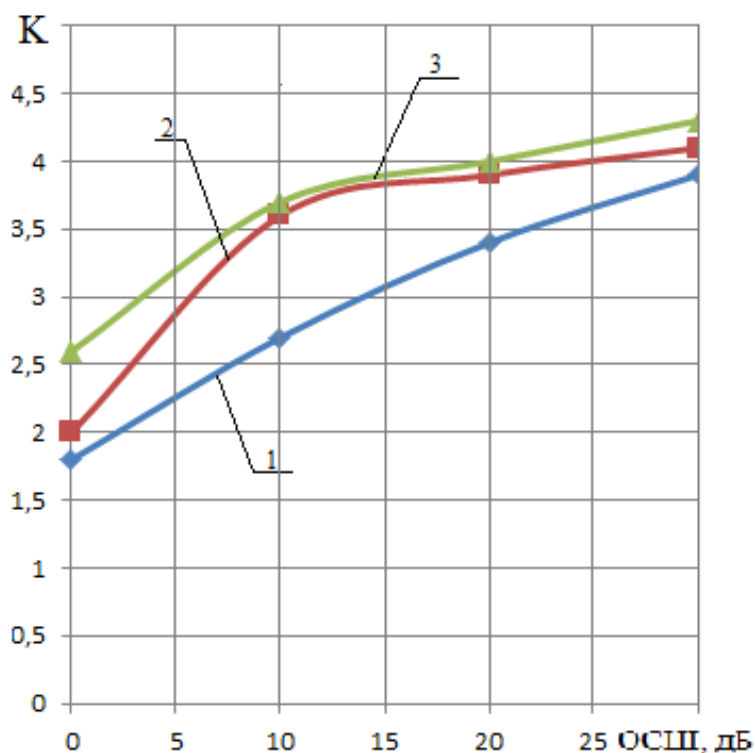


Рис. 2. Качество очистки речевого сигнала при воздействии акустической помехи (1-зашумленный сигнал, 2- пороговый метод, 3- разностный метод)

Вывод: в целом, каждый алгоритм хорошо справляется с поставленной задачей очистки речевого сигнала от акустических помех, значительно увеличивается разборчивость.

1. К недостаткам алгоритма очистки в критических полосах можно отнести то, что при его реализации частично снижается узнаваемость и свойства голоса говорящего.
 2. Подавление широкополосных шумов с помощью порогового метода эффективно, когда энергия шума в несколько раз меньше энергии сигнала.
 3. Разностный метод тоже показывает хорошие результаты. Его преимущество в том, что он более универсальный.
- Использование любого из представленных алгоритмов позволяет получить выигрыш в качестве на приемной стороне даже при очень сложной помеховой обстановке.

Библиографический список

1. Олифер В.Г., Олифер Н.А. Компьютерные сети. Принципы, технологии, протоколы. – Спб.: Питер, 2006.
2. Кириллов С.Н., Дмитриев В.Т. Алгоритм подавления шумов в канале связи на основе динамических характеристик. – РГРТУ 2011.
3. Кириллов С.Н., Дмитриев В.Т. Реализационные возможности и помехоустойчивость процедуры восстановления сигналов на основе алгоритма Хургина-Яковлева. - Радиотехника 2003.
4. Кропотов Ю.А. Алгоритм подавления акустических шумов сосредоточенных помех с формантным распределением полос режекции. – Вопросы радиоэлектроники, 2010.
5. Кириллов С.Н., Дмитриев В.Т. Влияние акустических шумов на качество речи в кодеках на основе алгоритма Хургина-Яковлева. – Научная сессия МИФИ-2004. Сборник научных трудов. МИФИ, 2004.
6. Дворняков С.В., Сауков А.М., Симонов А.Н. Патент «Способ распознавания радиосигналов» РФ №2261476 МПК 7G06K 9/00 от 27.09.2005 г.

УДК 004.934.2; ГРНТИ 47.05.17

АНАЛИЗ ОШИБКИ ВОССТАНОВЛЕНИЯ РЕЧЕВЫХ СИГНАЛОВ ПРИ ИСПОЛЬЗОВАНИИ РАЗЛИЧНЫХ ВЕЙВЛЕТ-ПАКЕТНЫХ РАЗЛОЖЕНИЙ

В.Т. Дмитриев, О.С. Филипенко

Рязанский государственный радиотехнический университет,

Российская Федерация, Рязань, smilenow170414@mail.ru, Vol77@rambler.ru

Аннотация: В данной работе описано влияние вейвлет-пакетного разложения на ошибку восстановления речевых сигналов. Рассмотрено влияние выбора порогового значения коэффициентов разложения на ошибку восстановления речевого сигнала.

Ключевые слова. Дисперсия ошибки, восстановленный сигнал, вейвлет-пакетное разложение.

ANALYSIS OF THE ERROR OF RESTORATION OF SPEECH SIGNALS WHEN USING VARIOUS WAVELET-PACKET DECOMPOSITIONS

V.T. Dmitriev, O.S. Filipenko

Ryazan State Radio Engineering University,

Russian Federation, Ryazan, smilenow170414@mail.ru, Vol77@rambler.ru

Annotation: In this paper, the effect of wavelet-packet decomposition on the error of speech signal reconstruction is described. The influence of the choice of the threshold value of the decomposition coefficients on the error of the reconstruction of the speech signal is considered.

Keywords. Dispersion of a mistake, the restored signal, wavelet-packet decomposition.

Введение

В современных инфотелекоммуникационных системах для передачи данных по каналам связи используются различные виды информации, одним из таких – является речевой сигнал (РС). Речь образуется в результате произвольного формализованного движения органов речеобразования человека.

Речевой сигнал представляет собой своего рода модулированную несущую. Его спектр $p(w) = E(w) * F(w)$, где $E(w)$ – это импульсы основного тона или шума, т.е. спектр генераторной функции; $F(w)$ – модулирующая кривая фильтровой функции речевого тракта [0]. При такой модуляции, несущая имеет широкополосный спектр, соотношение между частотными составляющими изменяется, т.е. изменяется форма огибающей спектра. В спектре огибающей и в ее временном изменении заключена почти вся информации о речи. Для воспроизведение речи необходимо передавать следующие сведения: форму огибающей спектра речи, временные изменения в темпе речи, изменения основного тона речи и перехода тон-шум.

Рассмотренные особенности речи формируют сложный многочастотный сигнал, из которого необходимо выделить информационную часть, для этого применяют различные преобразования и методы цифровой обработки.

Принцип вейвлет-пакетного разложения

Вейвлет пакетное-разложение (ВПР) можно получить, путем разбиения исходного сигнала на детализирующие и аппроксимирующие коэффициенты. Идея разложения, заключается в том, что исходный сигнал S подается на высокочастотные и низкочастотные фильтры, в результате получаем коэффициенты аппроксимации cA_1 и коэффициенты детализации cD_1 . Такая же процедура применяется к образовавшимся коэффициентам, т.е. на втором уровне разложения сигнала S уже будет 4 коэффициента. Получаем $cA_1 \rightarrow cAA_2$ и cAD_2 , $cD_1 \rightarrow cDA_2$ и cDD_2 . Процедуру можно выполнять вплоть до заданного уровня разложения (декомпозиции), после чего, в ходе реконструкции, восстанавливается сигнал до приближенного сигнала S^* . Нулевой уровень разложения соответствует восстановленному сигналу.

ВПР является адаптивным, оно широко используется для сжатия сигнала и их отчистки от шумов. За счет выбора оптимальной формы дерева разложения, ВПР точно приспосабливается к различным особенностям исследуемого сигнала. При оптимальной форме дерева разложения обеспечивается минимальное количество вейвлет-коэффициентов при известной точности реконструкции сигнала, тем самым исключает при обратном ВПР ненужные или избыточные коэффициенты сигнала [0].

Описание экспериментальных исследований

Экспериментальные исследования проводились в программной среде Matlab, с использованием вейвлет-пакетного разложения.

Для проведения исследования был собран речевой материал в виде 10 записей дикторов разного пола в возрасте от 18 до 30 лет, после экспериментальных исследований полученные результаты усреднялись.

1. В первой части эксперимента производился расчет ошибки восстановления речевого сигнала при использовании ВПР, при различной вариации заданного порога. Суть алгоритма, заключается в присвоении нулевых значений коэффициентам разложения, не превышающим некоторого значения. Такая процедура называется пороговой обработкой коэффициентов, или трешолдингом [0]. На рисунке 1 приведены зависимости ошибки восстановления РС от заданного порога, при фиксированной глубине разложения (а – уровень разложения 3, б – 4 уровень, в – 5, г – 6), при различных вейвлетах. Линия 1 соответствует вейвлет функции (ВФ) Хаара, линия 2 – ВФ Добеши, линия 3 – ВФ класса Мейера.

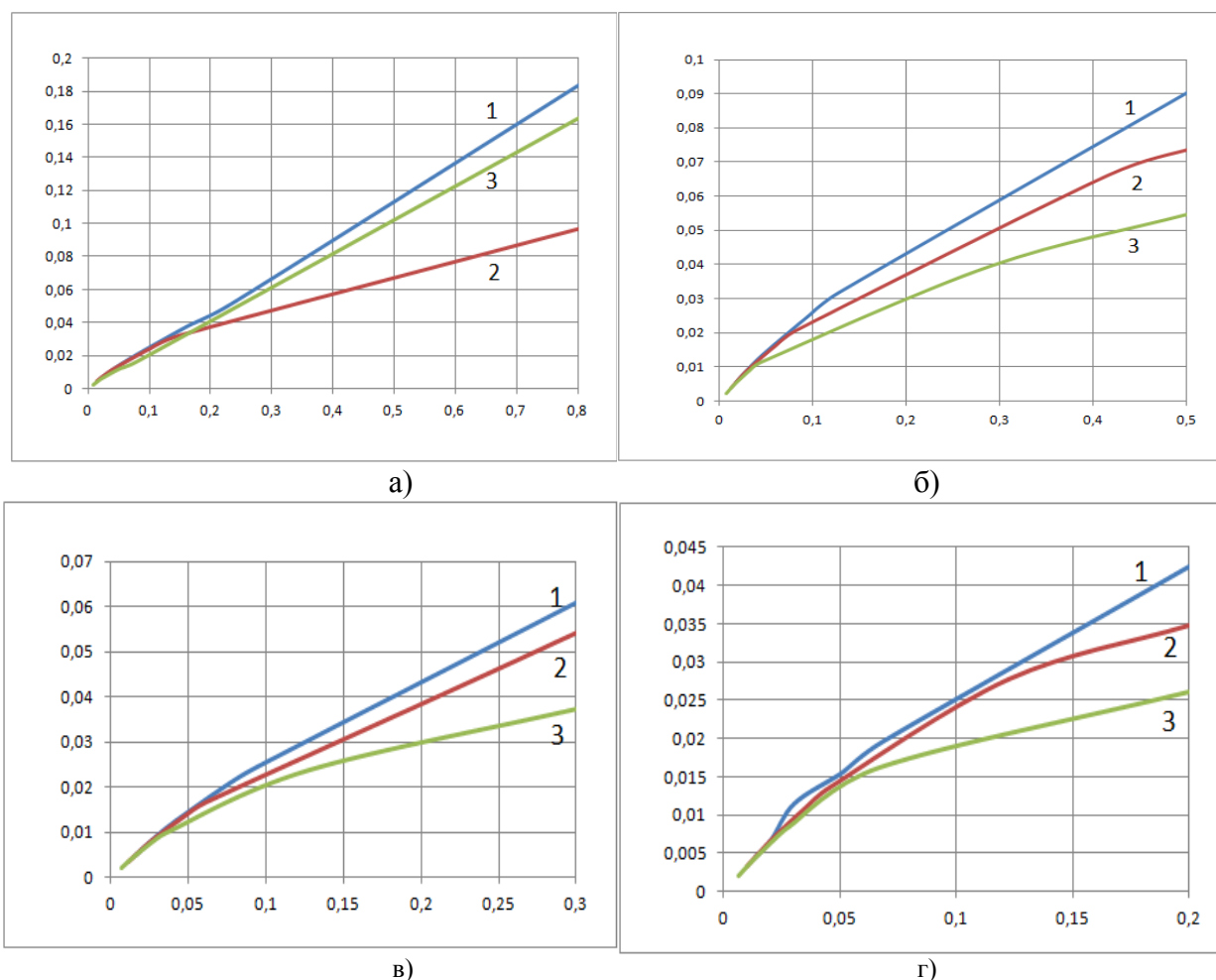


Рис. 1. Зависимость ошибки восстановления РС от порогового значения при фиксированном уровне разложения

В процессе исследования ограничились шестым уровнем разложения РС, исходя из того, что на первых 5-6 уровнях содержится примерно 95% информации сигнала, также обеспечивается оптимальное соотношение временных и вычислительных ресурсов.

Анализируя полученные данные, построим график зависимости ошибки восстановления речевого сигнала от d - глубины разложения, коэффициент сжатия речевого сигнала четыре.

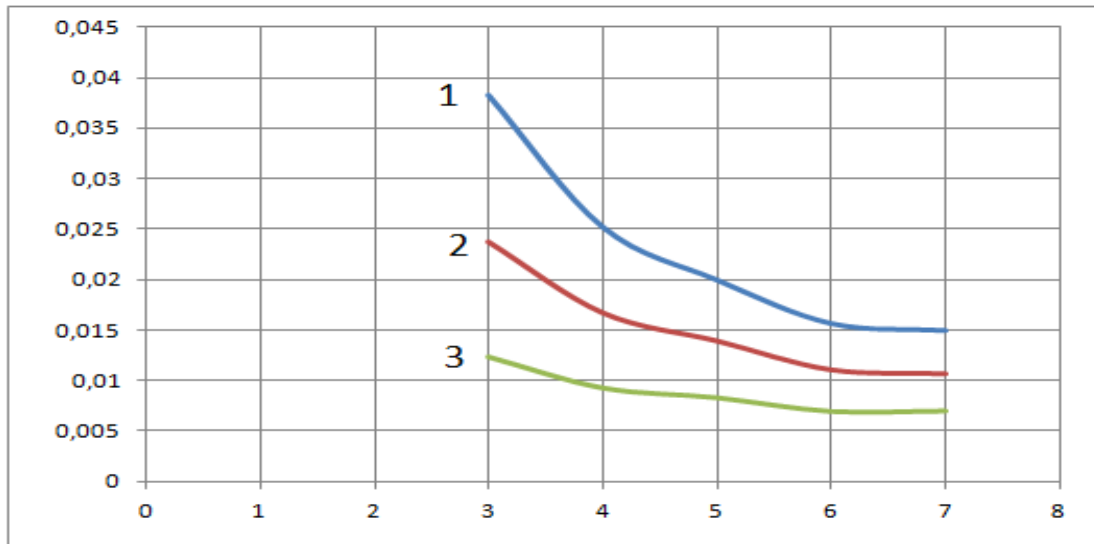


Рис. 2. Зависимость ошибки восстановления речевого сигнала от глубины разложения

2. Во второй части эксперимента, оценивалось качество речевого сигнала от выбора порога обнуления коэффициентов. Оценка РС проводилась в соответствии с ГОСТ Р-50840-95. Исследовался тот же речевой материал, который использовался и для первой части эксперимента. В результате экспериментальных выкладок была построена зависимость качества речевого сигнала от вариации порога обнуления, при глубине разложения РС равной пяти.

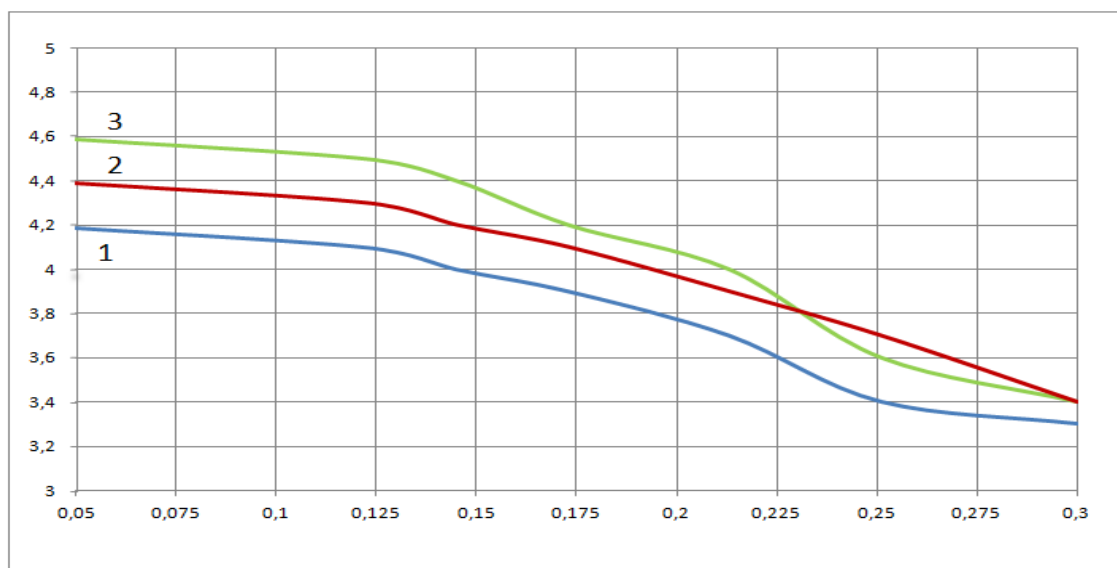


Рис. 3. Зависимость качество восстановленного речевого сигнала от выбора порога

Заключение

В результате экспериментальных исследований показано, что использование вейвлета Мейера при уровнях разложения порядка 3 ... 6 дает меньшую ошибку восстановления РС по сравнению с вейвлетом Добеши и Хаара. На маленьких уровнях разложения наименьшая ошибка восстановления у вейвлета Добеши. Стоит отметить, что при выборе уровня разложения больших порядков ($d > 7$), это приводит к возрастанию вычислительных затрат и времени задержки.

Исходя из анализа рисунка 2 следует, что с ростом глубины разложения ошибка восстановления РС уменьшается. Уменьшение ошибки восстановления с ростом глубины разложения объясняется улучшением гибкости при выборе частотных поддиапазонов передаваемых коэффициентами вейвлет-разложения. На основе полученных данных следует, что целесообразно выбирать глубину разложения РС порядка $d = 4 \dots 7$.

Анализ зависимости показывает, что использование вейвлета Мейера дает качество речи лучше по сравнению с вейвлетом Добеши и Хаара. Из рисунка 3 следует, что при увеличении порога обнуления качество РС уменьшается, это объясняется тем, что при увеличении значения порог, обнуляется большее количество коэффициентов разложения, отсюда следует, что коэффициент сжатия увеличивается. При больших значениях коэффициента сжатия качество речи ухудшается, т.к. часть полезной информации искажается.

Работа поддержана грантом Российского фонда фундаментальных исследований (номер договора №16-47-620544\17 от 04.05.2017) и Правительства Рязанской области.

Библиографический список

1. Ахмад Х.М. Введение в цифровую обработку речевых сигналов: учеб. пособие / Х.М. Ахмад, В.Ф. Жирков ; Владим. гос. ун-т. – Владимир : Изд-во Влад. гос. ун-та, 2007. – 192 С.
2. Дьяков В.П. Вейвлеты. От теории к практике. Изд. 2-е, перераб. и доп. – М.: СОЛОН-Пресс, 2010. – 400 С.
3. Обидин М.В., Серебровский А.П. Вейвлеты и адаптивный трешолдинг // Информационные процессы. – 2013. – Т.13, №2. – С.91-99.

УДК 621.395; ГРНТИ 47.05.17.

РАЗРАБОТКА МЕТОДИКИ ПРОЕКТИРОВАНИЯ СЕТЕЙ IP-ТЕЛЕФОНИИ

В.Т. Дмитриев, Н.Ю. Балашова

Рязанский государственный радиотехнический университет

Аннотация. Одними из основных элементов трафика в IP-сетях являются речевые сигналы (РС), которые являются наиболее уязвимы к задержкам сети. Поэтому необходимо проводить переосмысление методик проектирования с учетом качества восстановленного РС, при этом учитывая потребности абонентов. Существующие методики построения сетей IP-телефонии не учитывают качество РС на выходе кодеков речевых сигналов. Поэтому для эффективного проектирования сети IP-телефонии необходимо составить методику, по которой возможно построить сеть связи, позволяющую в любое время получить требуемую информацию с необходимой пользователю степенью защиты и совершить звонок с заданным качеством передачи речевого сигнала (РС). Актуальность IP-телефонии обусловлена главным образом тем, что применение данной технологии при передаче РС позволяет снизить расходы на междугороднюю и международную связь при помощи использования сети передачи данных с коммутацией пакетов и низкоскоростных кодеков РС за счет существенного уменьшения избыточности передаваемой речи.

Ключевые слова. Сети IP-телефонии, речевой сигнал, методика построения сетей IP-телефонии.

DEVELOPMENT OF METHODS OF DESIGNING NETWORKS OF IP-TELEPHONY

V.T. Dmitriev, N.Y. Balashova

Ryazan state radio engineering University

Abstract. One of the main elements of traffic in IP networks are speech signals (RS) that are most vulnerable to network latencies. Therefore, we need to rethink design methods taking into account the quality of the reconstructed RS, while considering the needs of subscribers. Existing methods of network construction of IP-telephony do not consider the RS as the output codec of speech signals. Therefore, for effective network design IP telephony you need to make the method by which it is possible to build a network of communication that allows at any time to obtain the required information with the required user level of protection and to make a call with a specified transmission quality of the speech signal (RS). The relevance of IP-telephony is mainly due to the fact that the use of this technology in the transmission of RS can reduce the cost of long-distance and international communication through the use of a packet-switched data network and low-speed RS codes by significantly reducing the redundancy of transmitted speech.

Keywords. Network IP telephony voice signal, a method of constructing a networking IP telephon.

IP-технология является наиболее востребованной в современных телекоммуникационных сетях связи. Одними из основных элементов трафика в такой сети являются речевые сигналы (РС). Поэтому, учитывая потребности абонентов к качеству предоставления услуг будет целесообразно при разработке методики проектирования сети IP-телефонии принимать во внимание требования, предъявляемые к качеству передаваемых РС.

Наиболее главными составляющими качества IP -телефонии являются:

1. Качество речи, включающее в себя:

- диалог - возможность пользователя разговаривать и связываться с другим пользователем в реальном времени и полнодуплексном режиме;
- разборчивость - чистота и тональность речи;
- эхо - слышимость собственной речи;
- уровень - громкость речи.

2. Качество сигнализации определяется такими параметрами как:

- установление вызова - время установления соединения и скорость успешного доступа;
- завершение вызова - скорость разъединения и время отбоя;
- DTMF - фиксация и определение сигналов многочастотного набора номера.

Факторы, которые оказывают влияние на качество IP-телефонии, разделяются на две категории:

1. Факторы качества IP-сети:

- максимальная пропускная способность- максимальное количество избыточных и полезных данных, которая она передает;
- задержка - интервал времени, который требуется для того что бы передать пакет через сеть;
- джиттер - задержка между двумя последовательными пакетами;
- потеря пакета – данные или пакеты, потерянные при передаче через сеть.

2. Факторы качества шлюза:

- требуемая полоса пропускания - различные вокодеры требуют различную полосу;
- задержка - время, необходимое цифровому сигнальному процессору DSP или другим устройствам обработки для кодирования и декодирования речевого сигнала;
- буфер джиттера - сохранение пакетов данных до тех пор, пока все пакеты не будут приняты, и можно будет передать в необходимой последовательности для минимизации джиттера;

- потеря пакетов - потеря пакетов при сжатии и/или передаче в оборудовании IP- телефонии;
- подавление эхо - механизм для подавления эхо, которое может возникать при передаче по сети;
- управление уровнем - возможность регулировать громкость речи.

В настоящий момент авторам не известна методика проектирования сети IP-телефонии, которая обеспечивала бы проектирование сети, подходящей под различные технические, экономические требования и в значительной степени удовлетворяющая потребителей с точки зрения качественных показателей, в частности качества восстановленных сигнала РС. Также необходимо, чтобы такая методика была не сложной и понятной для молодых специалистов и студентов.

Предложена методика построения сетей IP-телефонии, обеспечивающая удобство обработки сигналов:

1. На первом этапе данной методики проводится анализ задание на построение сети, осуществить выбор – где нужно спроектировать сеть IP-телефонии в отдельном здании или в городе (необходимо определить для каких целей и где мы будем использовать сеть IP-телефонии, так как для различного расположения сетей предъявляются свои требования.).

2. На втором этапе методики определяется необходимость прокладки сети или необходимость аренды существующей. При проектировании сети связи внутри офиса можно проложить свою кабельную систему. Но нужно учитывать факт - если офис был взят в аренду, то в нем может находиться уже проложенная сеть связи или обычная телефонная система. В таком случае, чтобы подключиться к IP-сети потребуются IP-шлюз. Таким образом, это позволит снизить расходы, но может повлиять на качество передаваемой речи.

Не зависимо от того, проектируется ли сеть между отдельными зданиями или по всему городу - необходимо учитывать, как технические, так и экономические аспекты прокладки кабельной сети.

3. На третьем этапе методики производится расчет параметров для аренды. Они включают в свой состав затраты на стоимость линии связи в локальных или междугородних сетях.

4. На четвертом этапе методики осуществляется выбор топологии сети, расчет и выбор параметров кабеля связи, выбор технологии проектирования сети IP-телефонии, а также выбор протокола сигнализации.

5. На пятом этапе методики происходит выбор сетевого протокола передачи из наиболее распространенных для IP-телефонии протоколов.

6. На шестом этапе методики происходит выбор вида соединения такие как: телефон-телефон, телефон-компьютер, компьютер-компьютер.

7. Цель седьмого этапа – выбор оптимального кодека речи с точки зрения качества восстановленного РС и избыточности передаваемого сигнала, так как во время работы сети IP-телефонии непрерывно происходит адаптация параметров кодека РС к акустическим шумам и условиям распространения, с целью обеспечения оптимального сочетания качественных и экономических показателей с учетом структуры сети, реальных задержек при соединении и требований потребителя к качеству восстановленного РС. Осуществлена классификация известных кодеков РС, приведены рекомендации по их выбору в различной акустической помеховой обстановке.

8. На восьмом этапе методики производится расчёт производительности узла доступа, который должен обслуживать трафик от всех групп абонентов. Поэтому при расчете принимает во внимание суммарное число пакетов, которое должен обработать. Оно состоит из количества абонентов, числа вызовов в час, средней длительности разговоров.

9. На девятом этапе методики осуществляется выбор оборудования проектируемой сети. Если сеть использует иерархическую структуру, то следует использовать оборудование

для различных классов (магистральный, оборудование для рабочих групп, сетевые адаптеры и т.п.).

10. На десятом этапе методики выполняется расчет экономических показателей проектируемой сети. Они состоят из стоимости оборудования, затрат на амортизацию, электроэнергии и других возможных экономических затрат.

Таким образом предложенная выше методика позволяет спроектировать сети IP-телефонии, подходящие под различные технические, экономические требования, а так же учесть все этапы проектирования, начиная от выбора локации, для которой будет проектироваться сеть, выбор необходимого вида кодека, обеспечивающего необходимое качество IP-телефонии и заканчивая расчетом экономических показателей проектируемой сети.

Работа поддержана грантом Российского фонда фундаментальных исследований (номер договора №16-47-620544\17 от 04.05.2017) и Правительством Рязанской области

Библиографический список

1. Кириллов С.Н., Стукалов Д.Н. Анализ речевых сигналов на основе акустической модели // Изв. РАН. Тех. кибернетика. 1994. №2.
2. Лысак А.П. Акустический анализ голоса в норме и патологии //Речевые технологии . –2012. –№4. –с.68-82.
3. Шиленкова В.В., Коротченко В.В. Акустический анализ голоса у поющих детей II Вестн. оторинолар. 2010. №1. С.46-48.
4. Росляков А. В., Самсонов М. Ю., Шибаета И. В. IP- телефония. – М.: Эко-Трендз, 2003. – 252с.
5. Гольдштейн Б. С., Пинчук А. В., Суховицкий А. Л. IP-Телефония. – М.: Радио и связь, 2001. – 336с.

УДК 621.391; ГРНТИ 47.05.17

ДВУХКАНАЛЬНЫЙ АЛГОРИТМ ОБРАБОТКИ РАДИОСИГНАЛОВ С УПРАВЛЯЕМОЙ СВЯЗЬЮ МЕЖДУ СИНФАЗНОЙ И КВАДРАТУРНОЙ СОСТАВЛЯЮЩИМИ

П.С. Покровский

*Рязанский государственный радиотехнический университет,
Россия, Рязань, paulps@list.ru*

Аннотация. Обоснована функциональная схема двухканального алгоритма детектирования радиосигналов с управляемой связью между синфазной и квадратурной составляющими (РУСКС). Показано, что подобная схема обеспечивает выигрыш в четыре раза по требуемым вычислительным затратам в сравнении с оптимальной процедурой обработки РУСКС, причем проигрыш по помехоустойчивости составляет не более 0,3 дБ. Проведенные исследования показали эффективность применения разработанного двухканального алгоритма детектирования для сигналов со спектрально-эффективными видами модуляции (Т-ОQPSK, GMSK и FQPSK), а также для РУСКС, синтезированных по критерию минимума пик-фактора и по критерию минимума эффективной полосы частот.

Ключевые слова. Детектирование, спектрально-эффективные радиосигналы, помехоустойчивость.

TWO-CHANNEL ALGORITHM FOR PROCESSING OF RADIO SIGNAL WITH CONTROLLED COUPLING BETWEEN QUADRATURE COMPONENTS

P.S. Pokrovskij

*Ryazan State Radioengineering University,
Russia, Ryazan, paulps@list.ru*

Abstract. The functional circuit of a two-channel demodulation algorithm for radio signal with controlled coupling between quadrature components (RCCQC) was substantiated. It is shown that this circuit has a gain in computing costs by 4 times and a loss in noise immunity no more than 0.3 dB as compared with the optimal routine of RCCQC demodulation. The executed research showed an efficiency of the use the developed algorithm for demodulation of radio signal with

bandwidth-efficient modulations (T-OQPSK, GMSK and FQPSK) and RCCQC synthesized with criterion of minimum of effective bandwidth and criterion of minimum of peak-factor.

Keywords. Demodulation, bandwidth-efficient radio signal, noise immunity.

Введение

Современные радиотехнические системы функционируют в жестких условиях дефицита частотного ресурса. В этой связи разрабатываемые системы передачи информации вынуждены делить общий частотный диапазон с уже имеющимися радиослужбами. В настоящее время для эффективного решения указанной проблемы активно развивается технология когнитивного радио, подразумевающая использование гибких, перестраиваемых приемопередающих модулей [1]. Одним из способов реализации подобных радиомодулей является применение радиосигналов с управляемой связью между синфазной и квадратурной составляющими (РУСКС) [2]. Особенностью данных сигналов является возможность представления на их основе радиосигналов с различными видами спектрально-эффективной модуляции, такими как T-OQPSK, GMSK и FQPSK [3]. Это позволяет разработать универсальные схемы формирования и обработки перечисленных спектрально-эффективных радиосигналов, которые посредством изменения всего двух коэффициентов обеспечивают перестройку структуры полезного радиосигнала [2]. Кроме того, описанная особенность РУСКС лежит в основе синтезированных новых форм радиосигналов, занимающих промежуточное положение между сигналами с фазовой и частотной модуляциями [4]. Применение подобных синтезированных РУСКС в системах связи дополнительно повышает структурную скрытность радиолиний передачи информации [4].

Несмотря на указанные достоинства известных блоков формирования и обработки РУСКС, оптимальная процедура детектирования, предложенная в [5], требует существенных вычислительных затрат, а одноканальное устройство обработки, описанное в [6], характеризуется значительным проигрышем в помехоустойчивости в классе синтезированных сигналов. Это затрудняет реализацию унифицированного тракта с применением в приемнике этих схем, в связи с чем возникает задача разработки двухканального алгоритма детектирования РУСКС, обеспечивающий компромисс между вычислительной сложностью и помехоустойчивостью процесса обработки.

Разработка двухканального алгоритма детектирования

Синтез алгоритмов обработки, как правило, ведут с использованием критерия максимума правдоподобия. При этом в случае действия в канале аддитивного «белого» гауссова шума целевая функция равна [7]:

$$\rho = \int_0^{T_0} |s(t)|^2 dt - 2 \int_0^{T_0} \operatorname{Re}\{r(t)s^*(t)\} dt, \quad (1)$$

где C – некоторый масштабный множитель;

T_0 – интервал наблюдения;

$s(t) = I(t) + jQ(t)$ – комплексная огибающая копии полезного сигнала, формируемая на приемной стороне;

$r(t) = I_r(t) + jQ_r(t)$ – комплексная огибающая принятой смеси сигнала и шума.

Составляющие комплексной огибающей РУСКС определяются в следующем виде [8]:

$$I(t) = I_1(t) - c_2 I_2(t) - c_3 I_3(t), \quad Q(t) = Q_1(t) - c_2 Q_2(t) - c_3 Q_3(t), \quad (2)$$

$$c_2 = (1 - A_1) / 2, \quad c_3 = (1 - A_2) / 2.$$

Здесь A_1 и A_2 – управляющие коэффициенты, определяющие спектральные и энергетические параметры РУСКС;

$I_1(t)$ и $Q_1(t)$ – составляющие, отвечающие за перенос информации;

$I_2(t)$ и $Q_2(t)$ – составляющие, позволяющие влиять на уровень пик-фактора посредством специальной межсимвольной интерференции;

$I_3(t)$ и $Q_3(t)$ – составляющие, обеспечивающие межкомпонентную (между синфазной и квадратурной компонентами) связь.

Эти сигналы определяются выражениями [8]:

$$I_1(t) = \sum_{i=0}^{N-1} (a_{i-1} + (a_i - a_{i-1})p_1(t - iT)), \quad Q_1(t) = \sum_{i=0}^{N-1} (b_{i-1} + (b_i - b_{i-1})p_1(t - iT - T/2)), \quad (3)$$

$$I_2(t) = \sum_{i=0}^{N-1} (a_{i-1} + a_i)p_2(t - iT), \quad Q_2(t) = \sum_{i=0}^{N-1} (b_{i-1} + b_i)p_2(t - iT - T/2), \quad (4)$$

$$I_3(t) = \sum_{i=0}^{N-1} a_i |b_{i-1} + b_i| p_2(t - iT - T/2), \quad Q_3(t) = \sum_{i=0}^{N-1} b_{i-1} |a_{i-1} + a_i| p_2(t - iT), \quad (5)$$

где $\{a_i\}_0^{N-1}$ и $\{b_i\}_0^{N-1}$ – последовательности информационных символов синфазного и квадратурного каналов;

T – символьный интервал;

$p_1(t)$ и $p_2(t)$ – элементарные импульсы, определяемые как

$$p_1(t) = \text{rect}(t/T) \cdot (1 - \cos(\pi t/T)) / 2, \quad p_2(t) = \text{rect}(t/T) \cdot (1 - \cos(2\pi t/T)) / 2,$$

$$\text{rect}(u) = \begin{cases} 1 & u \in [0, 1); \\ 0 & u \notin [0, 1). \end{cases}$$

В интересах упрощения практической реализации на приемной стороне примем допущение вида – $c_3 = 0$. Тогда с учетом выражений (2)...(5) целевая функция (1) может быть записана как

$$\rho[L] = \sum_{k=0}^{L-1} \Delta\rho_k, \quad (6)$$

$$\begin{aligned} \Delta\rho_k = & T + T(1 + 3c_2^2 - 4c_2)(b_{k-1}b_k + a_{k-1}a_k + 2) / 4 - 2(a_{k-1}I_{rf1}[k] + a_kI_{rf2}[k] + \\ & + b_{k-1}Q_{rf1}[k + 1/2] + b_kQ_{rf2}[k + 1/2]), \end{aligned} \quad (7)$$

где L – количество целых символьных интервалов, укладывающихся на отрезке времени наблюдения T_0 ;

$I_{rf1}[k]$, $I_{rf2}[k]$ – отсчеты сигналов, вычисляемые по формулам:

$$I_{rf1}[k] = I_{rM}[k] - I_{r1}[k] - c_2 I_{r2}[k], \quad Q_{rf1}[k + \frac{1}{2}] = Q_{rM}[k + \frac{1}{2}] - Q_{r1}[k + \frac{1}{2}] - c_2 Q_{r2}[k + \frac{1}{2}],$$

$$I_{rf2}[k] = I_{r1}[k] - c_2 I_{r2}[k], \quad Q_{rf2}[k + \frac{1}{2}] = Q_{r1}[k + \frac{1}{2}] - c_2 Q_{r2}[k + \frac{1}{2}].$$

Здесь

$$I_{rM}[k] = \int_0^T I_r(t + kT) dt, \quad I_{r1}[k] = \int_0^T I_r(t + kT) p_1(t) dt,$$

$$I_{r2}[k] = \int_0^T I_r(t + kT) p_2(t) dt, \quad Q_{rM}[k + \frac{1}{2}] = \int_0^T Q_r(t + (k + \frac{1}{2})T) dt,$$

$$Q_{r1}[k + \frac{1}{2}] = \int_0^T Q_r(t + (k + \frac{1}{2})T) p_1(t) dt, \quad Q_{r2}[k + \frac{1}{2}] = \int_0^T Q_r(t + (k + \frac{1}{2})T) p_2(t) dt.$$

Выражения (6) и (7) позволяют для обработки РУСКС применять алгоритм Витерби, в рамках которого формирователь опорных сигналов рассматривается как автомат с четырьмя состояниями, задаваемыми символами a_{k-1} и b_{k-1} , каждому из которых соответствует четыре перехода, определяемые символами a_k и b_k . Таким образом, данный алгоритм в отличие от оптимальной процедуры обработки, во-первых, заменяет процесс расчета метрик двухканальной фильтрацией, а, во-вторых, сокращает число рассматриваемых состояний в 2 раза для случая четырехпозиционных РУСКС, в частности для сигналов с T-OQPSK, GMSK и FQPSK. Анализ блока расчета метрик процедуры, представленной в [5], показывает, что на каждой итерации требуется вычислять 8 уникальных корреляций для каждого канала. Таким образом, выигрыш предложенного двухканального алгоритма составляет порядка 4-х раз по сравнению с оптимальной обработкой РУСКС.

С учетом свойств сигналов $p_1(t)$ и $p_2(t)$ значения $I_{rf1}[k]$ и $I_{rf2}[k]$, $Q_{rf1}[k + \frac{1}{2}]$ и $Q_{rf2}[k + \frac{1}{2}]$ можно получать в процессе одноэтапной обработки $I_r(t)$ и $Q_r(t)$ составляющих принятой смеси посредством фильтров Φ_{f1} и Φ_{f2} с импульсными характеристиками, определяемыми выражениями:

$$h_{f1}(t) = p_1(t) \text{rect}(t/T) - c_2 p_3(t), \quad h_{f2}(t) = (1 - p_1(t)) \text{rect}(t/T) - c_2 p_3(t).$$

Функциональная схема, реализующая данный подход, представлена на рисунке, где ОГ – это опорный генератор, ЛЗ – линия задержки на время $T/2$, а ключи тактируются импульсами с периодом T , генерируемыми непоказанной системой синхронизации.

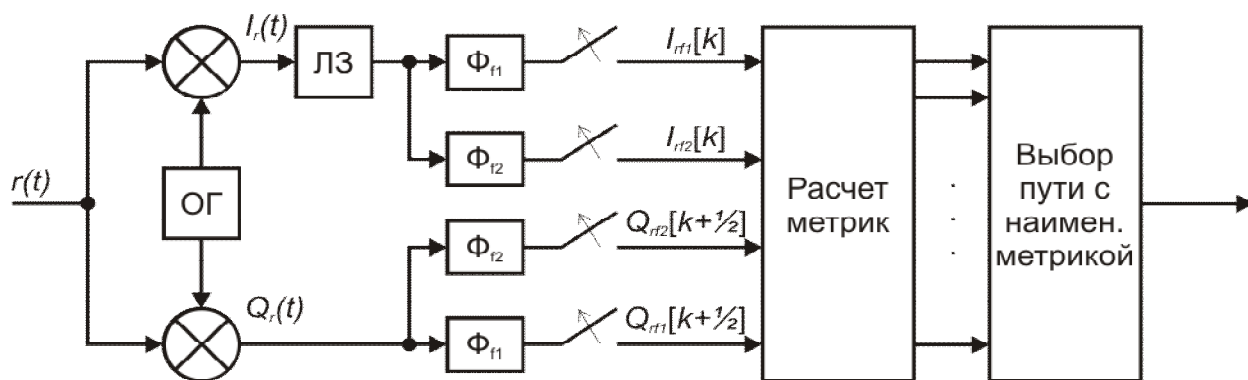


Рис. Функциональная схема реализации предложенного двухканального алгоритма детектирования РУСКС

Исследование разработанного алгоритма

Анализ помехоустойчивости предложенного алгоритма детектирования проведен методом компьютерного моделирования, в ходе которого статистика набиралась по объему переданных символов, соответствующему не менее 100 битовым ошибкам. При этом исследование проводилось на РУСКС, параметры которых соответствуют Т-OQPSK, GMSK и FQPSK, а также на РУСКС, синтезированных по критерию минимума пик-фактора ($P_{\min}$ -сигналы) и по критерию минимума эффективной полосы частот ($\beta_{\min}$ -сигналы). Длина окна анализа алгоритма Витерби равна 10 символьным интервалам. Результаты проведенных исследований в виде проигрышей предложенного двухканального алгоритма в помехоустойчивости оптимальной процедуре детектирования приведены в табл. при вероятности битовой ошибки, равной 10^{-4} . Кроме того, для сравнения в табл. приведены аналогичные данные для одноканального алгоритма детектирования, описанного в [6].

Анализ представленных в табл. данных показывает, что разработанный алгоритм по помехоустойчивости существенно выигрывает у одноканального, предложенного в [6]. При этом выигрыш в случае сигналов с Т-OQPSK составляет 1,3 дБ, а в случае $\beta_{\min}$ -сигналов достигает 2,6 дБ. Проигрыш двухканального алгоритма по помехоустойчивости относительно оптимальной процедуры на рассмотренной выборке не превышает 0,3 дБ.

Таблица. Проигрыши помехоустойчивости относительно оптимальной процедуры детектирования РУСКС

№	Вид РУСКС	Проигрыш двухканального алгоритма, дБ	Проигрыш одноканального алгоритма, дБ
1	GMSK BT=0,3	0,0	0,2
2	GMSK BT=0,4	0,0	0,2
3	GMSK BT=0,5	0,0	0,0
4	FQPSK	0,3	0,9
5	T-OQPSK	0,0	1,3
6	$P_{\min}$ -сигнал	0,2	0,5
7	$\beta_{\min}$ -сигнал	0,0	2,6

Заключение

За счет отказа на приемной стороне от учета взаимодействия между квадратурными компонентами комплексной огибающей, свойственного РУСКС, обоснована функциональная схема двухканального алгоритма детектирования данного вида радиосигналов. Показано, что подобная схема обеспечивает выигрыш в четыре раза по требуемым вычислительным затратам в сравнении с оптимальной процедурой обработки РУСКС, описанной в [5], при этом проигрыш по помехоустойчивости составляет не более 0,3 дБ при уровне вероятности битовой ошибки 10^{-4} . Проведенные исследования показали эффективность применения разработанного двухканального алгоритма детектирования для сигналов со спектрально-эффективными видами модуляции (Т-OQPSK, GMSK и FQPSK), а также для РУСКС, синтезированных по критерию минимума пик-фактора и по критерию минимума эффективной полосы частот.

Таким образом, разработан двухканальный алгоритм детектирования РУСКС, обеспечивающий по сравнению с оптимальной процедурой обработки существенное сокращение вычислительной сложности приемного устройства при незначительном ухудшении помехоустойчивости. Внедрение предложенного алгоритма наряду с универсальным формирователем РУСКС в системы передачи информации позволит обеспечить необходимую для систем когнитивного радио гибкость радиотракта, а также повысит структурную скрытность радиолинии связи за счет применения новых, нестандартных видов радиосигналов.

Работа выполнена при поддержке гранта Президента РФ № МК-3658.2018.9.

Библиографический список

1. Mitola J. Cognitive radio for flexible mobile multimedia communications // Mobile Multimedia Communications. 1999. (MoMuC'99) 1999 IEEE International Workshop on. IEEE. 1999. Pp. 3-10.
2. Кириллов С.Н., Слесарев А.С., Покровский П.С., Семин Д.С. Реализация программно-управляемого формирователя радиосигналов телекоммуникационных систем на основе прямого цифрового синтеза // 13-я Международная конференция «Цифровая обработка сигналов и ее применение – DSPA-2011». Москва, 2011. С 267-270.
3. Simon M.K. Bandwidth-Efficient Digital Modulation with Application to Deep-Space Communications. Jet Propulsion Laboratory. California Institute of Technology. URL: <https://descanso.jpl.nasa.gov/monograph/series3/complete1.pdf>.
4. Покровский П.С. Процедура синтеза радиосигналов с управляемой связью между квадратурными составляющими по двум показателям качества // Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. № 2 (выпуск 52). 2015. С.49-55.
5. Покровский П.С. Процедура детектирования радиосигналов с управляемой связью между квадратурными составляющими // Вестник РГРТУ, №3, 2013. С. 110-113.
6. Покровский П.С. Кириллов С.Н. Синтез универсального квазиоптимального устройства обработки спектрально-эффективных радиосигналов с управляемой связью между синфазной и квадратурной составляющими // Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. 2018. – №63. (в печати)
7. Прохис Дж. Цифровая связь. Пер с англ. / Под ред. Д.Д. Кловского. – М.: Радио и связь, 2000 – 800 с.
8. Кириллов С.Н., Покровский П.С. Программно-управляемый формирователь радиосигналов с нелинейными видами модуляции // Нелинейный мир, № 3, 2013. С. 150-157.

УДК 621.371.391.1; ГРНТИ 49.46.01

МОДЕЛИРОВАНИЕ ПЕРЕНОСА ИЗЛУЧЕНИЯ В ПОДВОДНОМ ОТКРЫТОМ ОПТИЧЕСКОМ КАНАЛЕ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ МЕТОДОМ МОНТЕ-КАРЛО

С. Н. Кириллов, Л. В. Аронов

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

Аннотация. Обоснована имитационная модель среды распространения подводного открытого оптического канала передачи информации. Модель основана на расчете миграции фотонов от передающего лазера к апертуре оптического приемника методом Монте-Карло. Модель позволяет рассчитывать ослабление, угловое распределение лазерного излучения, принятую мощность. Показано, что точность вычисления растет с увеличением числа итераций.

Ключевые слова. Подводный оптический канал передачи информации, оптическая связь, открытый оптический канал, имитационная модель, подводные системы передачи информации, метод Монте-Карло

RADIATION TRANSFER MODELING IN THE UNDERWATER OPTICAL COMMUNICATION CHANNEL BY THE MONTE CARLO METHOD

S. N. Kirillov, L. V. Aronov

*Ryazan State Radioengineering University,
Russian Federation, Ryazan, LVArroNov@yandex.ru*

Abstract. The propagation environment simulation model of the underwater optical communication channel is obtained. The model is based on calculating the migration of photons from the transmitting laser to the optical receiver aperture by using the Monte Carlo method. The model allows evaluating the attenuation, the angular distribution of laser radiation, the received power. The calculation accuracy is increased with increasing the number of iterations.

Keywords. Underwater optical communication channel, optical communication, wireless optical channel, simulation model, underwater communication systems, Monte-Carlo method

Введение

Системы передачи данных использующие оптический диапазон электромагнитного излучения появились во второй половине XX века. Такие системы обладают рядом достоинств, по сравнению с традиционным радиочастотным каналом: узкая диаграмма направленности и высокая пространственная избирательность, возможность создания канала передачи информации с пропускной способностью, обеспечивающей широкополосную передачу данных, помехозащищенность и др. В настоящий момент существуют и активно применяются атмосферные и космические лазерные каналы передачи информации.

Подводные открытые оптические каналы передачи информации стали развиваться сравнительно недавно. Необходимость таких каналов продиктована развитием подводной робототехники. К каналам связи с подводными аппаратами предъявляется ряд противоречивых требований, таких как высокая пропускная способность, позволяющая обеспечить передачу потоков видеоданных в реальном масштабе времени, малые масса и габариты, минимально возможное энергопотребление. Обеспечить все перечисленные требования с помощью традиционных беспроводных каналов связи, используемых под водой, технически затруднительно. Акустический канал способен обеспечить полосу канала не более 100 кГц, а радиочастотный порядка нескольких мегагерц, но его протяженность при этом не превышает 10 метров [1]. Открытый оптический канал передачи информации на основе когерентного источника оптического излучения способен обеспечить пропускную способность канала до нескольких Гбит/с, в зависимости от расстояния и состояния воды, при этом использования полупроводниковых лазеров позволяет создать устройство удовлетворяющее строгим требованиям по массе, габаритам и энергопотреблению. Изучение возможностей использования подводных оптических каналов начато недавно, однако уже в 2007 году, в лабораторных условиях была продемонстрирована возможность передачи данных со скоростью 1 Гбит/с на расстоянии около 2 м, а в 2012 году в Рязанском государственном университете совместно с компанией ЗАО Мостком, в рамках исследований по программе «Освоение океана», был разработан прототип системы обеспечивающий скорость передачи до 160 Мбит/с [2].

Целью работы является обоснование имитационной моделирование процессе распространения излучения лазера от приемника к передатчику в подводном открытом оптическом канале передачи информации.

Имитационная модель подводного оптического канала передачи информации

Модель подводного открытого оптического канала передачи информации можно построить по аналогии с уже существующими моделями каналов, например можно взять за основу модель Ваттерсона [3]. Достоинством этой модели является возможность замены высокочастотного тракта низкочастотным эквивалентом. В случае использования электромагнитных колебаний оптического диапазона это свойство очень существенно, т.к. несущие частоты оптического излучения лежат в диапазоне 405-790 ТГц при скоростях передачи данных порядка сотен Мбит/с.

В интересах разработки имитационной модели, представим импульс оптического передатчика как пучок фотонов, каждый из которых переносит энергию, определяемую по формуле:

$$E = \frac{h \cdot c_w}{\lambda_0}, \quad (1)$$

где $h = 6,626 \cdot 10^{-34}$ – постоянная Планка;
 c_w – скорость света в воде;

λ_0 – длина волны оптической несущей, м.

В таком случае, если мощность излучения оптического передатчика равна $P_{\text{ПРД}}$, то преобразуя формулу (1), получим число фотонов за период времени t_u , равное:

$$N = \frac{P_{\text{ПРД}} \cdot t_u}{E}. \quad (2)$$

Морская вода представляет мутную среду, в которой ослабление вызывается двумя факторами: поглощением и рассеянием. Многократное рассеяние пучка фотонов приводит к тому, что часть фотонов проходит напрямую от оптического передатчика к оптическому приёмнику, а часть идет по сложным траекториям, которые носят случайный характер и приходят в разные моменты времени. Временная задержка i -го фотона, зависящая от его траектории, определяется по формуле [4]:

$$\tau_i = (n_w / c_0) \cdot d_i,$$

где n_w – коэффициент преломления морской воды;

c_0 – скорость света в вакууме;

d_i – длина траектории i -го фотона.

В отличие от ионосферного канала, временные задержки в подводном оптическом канале независимы, модель такого канала показана на рисунке 1.

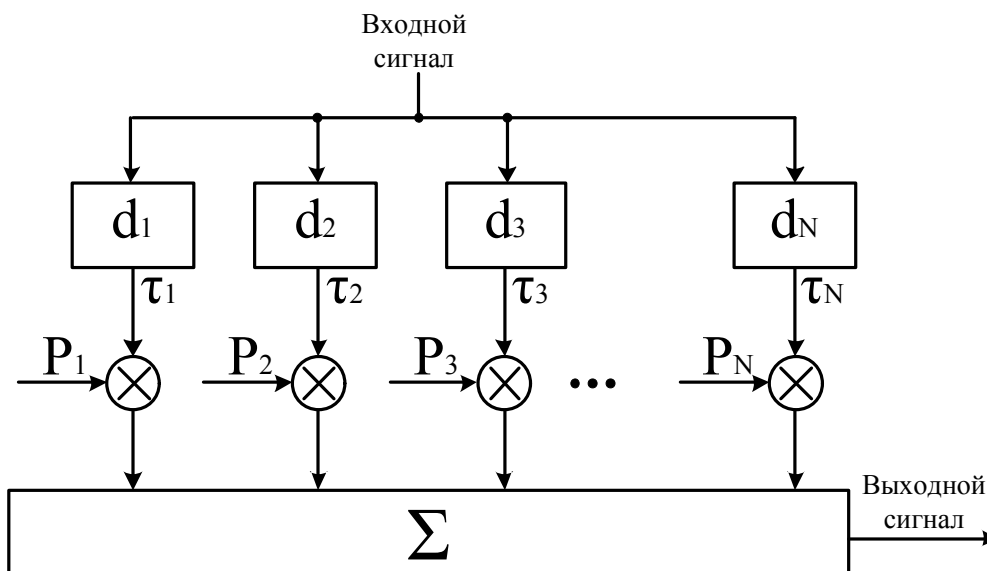


Рис. 1. Модель подводного оптического открытого канала передачи информации

Моделирование состоит из нескольких этапов, на первом производится трассировка фотонов и определяется длина траектории каждого из них [4]:

$$d_i = \sum_{j=1}^{N_H} d_j,$$

где d_j – длина пролета фотона между столкновениями с рассеивающими частицами;

N_{Π} – число пролетов фотонов (число взаимодействий луча со средой распространения).

Средняя длина пролета частицы равна $d_j = 1/b(\lambda)$, где $b(\lambda)$ – коэффициент рассеяния, $1/m$. В общем случае, d_j является случайной величиной, распределённой по экспоненциальному закону [4]:

$$w(d_j) = b(\lambda) \exp(-b(\lambda) \cdot d_j).$$

На практике, при компьютерном моделировании, для определения случайной величины d_j используется выражение [4]:

$$d_j = -\ln \xi / b(\lambda),$$

где ξ – равномерно распределенная случайная величина.

Второй этап заключается в расчете вероятности выживания каждого фотона после взаимодействия с частицей $W_{\text{посл}}$, при этом весовой коэффициент уменьшается в соответствии с выражением [5]:

$$W_{\text{посл}} = W_{\text{пред}} (1 - a(\lambda)/c(\lambda)),$$

где $W_{\text{пред}}$ – вероятность выживания фотона до взаимодействия с частицей (на выходе оптического передатчика равно $W_{\text{пред}} = 1$);

$a(\lambda)$ – коэффициент поглощения, $1/m$;

$c(\lambda)$ – коэффициент ослабления, $1/m$.

Фотон считается полностью поглощенным, если его вероятность выживания $W < 10^{-4}$. Число фотонов M равное числу фотонов, которые не были поглощены и достигли апертуры оптического приемника за время t_u , определяет мощность сигнала в точке приема, выражение для которой определяется путем преобразования выражения (2):

$$P_{\text{ПРМ}} = \frac{E \cdot M}{t_u}, \quad (3)$$

с учетом вероятности выживания фотона в точке приема W_i , формула для мощности в точке приема, выражение (3) приобретает вид [5]:

$$P_{\text{ПРМ}} = \frac{E}{t_u} \sum_{i=1}^M W_i.$$

Результирующее ослабление определяется по формуле:

$$c_{\text{рез}}(L, \lambda_0) = P_{\text{ПРМ}} / P_{\text{ПРД}},$$

где L – расстояние между приемником и передатчиком, м.

Полученная имитационная модель не учитывает внутренние шумы оптического приемника, показывая лишь мощность излучения в точке приема, при этом коэффициент ослабления носит статистический характер. Модель позволяет учесть не только энергетический потенциал системы передачи информации, но и рассчитать импульсную характеристику, с учетом временной дисперсии.

Результаты моделирования

Схема численного моделирования приведена на рисунке 2. Предполагается, что оптический канал, состоящий из приемника и передатчика, находится в воде, на достаточном расстоянии от дна и поверхности, чтобы их влиянием можно было пренебречь.

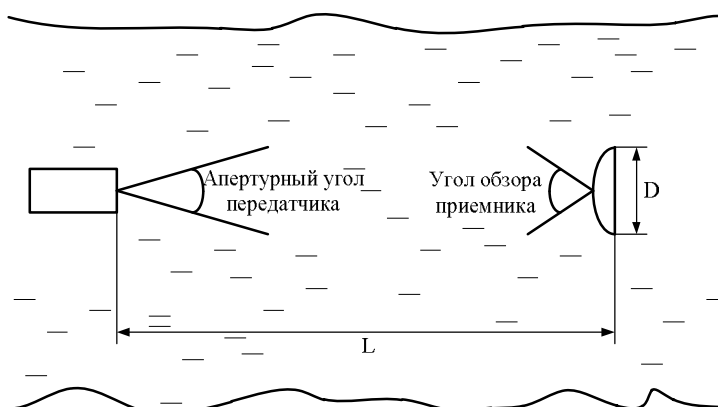


Рис. 2. Схема моделирования в процессе численного эксперимента

Апертурный угол передатчика был взят равным 4° , а угол обзора приемника принят 180° . Диаметр приемной апертуры $D=0.05$ м. Имитационное моделирование производилось для синего лазера ($\lambda_0 = 450$ нм), т.к. их излучение обладает наименьшим ослаблением в морской воде [2]. Коэффициенты поглощения $a(\lambda)$, рассеяния $b(\lambda)$ и ослабления $c(\lambda)$, рассчитанные по методике, описанной в работе [6], для различных типов морской воды приведены в таблице 1.

Таблица 1. Коэффициенты поглощения, рассеяния, ослабления

	Концентрация хлорофилла, мг/м ³			
	0,03	0,4	3	12
$a(\lambda)$, 1/м	0,0098	0,0227	0,1520	1,7470
$b(\lambda)$, 1/м	0,0112	0,1108	0,8916	5,1072
$c(\lambda)$, 1/м	0,0210	0,1335	1,0436	6,8541

Трассировка траекторий фотонов осуществляется методом Монте-Карло, который в отличие от аналитического решения уравнения переноса излучения позволяет повысить точность вычисления коэффициента ослабления путем увеличения числа фотонов, в то время как уравнение переноса излучения требует точного задания граничных условий. Определение направления рассеяния фотонов при каждом столкновении с частицами определяется методом фазовых функций [5], в частности для данного моделирования использовалась фазовая функция Хенли-Гринштейна с коэффициентом асимметрии $g=0,924$ [4,5]. Результаты расчета зависимости ослабления $c(L, \lambda=\text{const})$ от расстояния для типов вод указанных в таблице 1 показаны на рисунке 3.

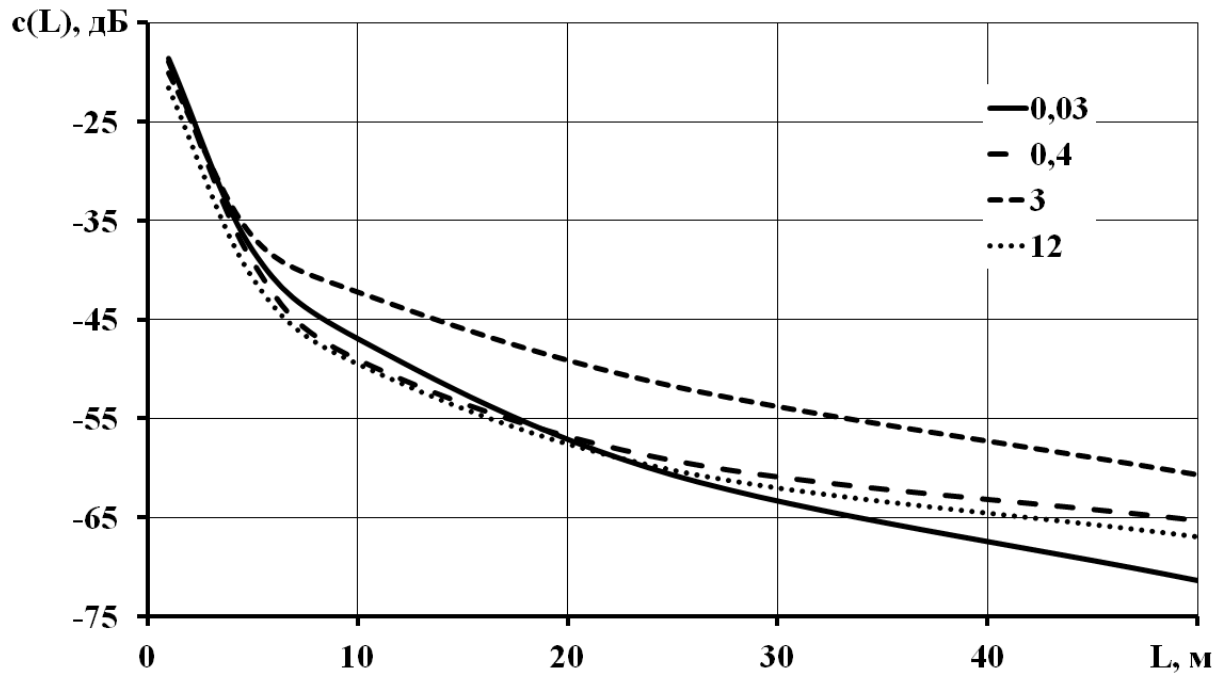


Рис. 3. Зависимость ослабления оптического излучения от расстояния

Близость кривых, особенно в начале дистанции объясняется узкой направленностью лазерного пучка. Большая часть фотонов, для всех исследуемых типов вод, рассеивается на первых метрах, в дальнейшем удельные потери на один метр трассы распространения снижаются, т.к. за счет многократного рассеяния увеличивается вероятность попадания фотонов в приемную апертуру. На дистанциях до 20-25 метров преобладает ослабление за счет поглощения, о чем говорит то, что до этой отметки, с уменьшением концентрации хлорофилла принятая мощность возрастает. В дальнейшем наблюдается рост потери мощности в чистой воде (концентрация хлорофилла $0,03 \text{ мг/м}^3$), по сравнению с мутными водами. Характер зависимости соответствующей концентрации хлорофилла 3 мг/м^3 говорит о том, что для данной длины волны (450 нм) вероятность попадания фотона в приемную апертуру больше, чем для остальных типов вод. Это можно объяснить комплексом факторов, характерных для воды данного типа, таких как вероятность выживания фотона при столкновении с частицей, длина свободного пробега (вероятностная величина, также определяемая типом воды).

Заключение

Разработана имитационная модель подводного оптического открытого канала передачи информации на основе расчета миграции фотонов когерентного источника оптического излучения методом Монте-Карло, что эквивалентно решению дифференциального уравнения переноса излучения. Модель позволяет рассчитать мощность излучения, достигшую приемной апертуры, с учетом ряда параметров, в т.ч. коэффициентов рассеяния и ослабления, угла расхождения лазерного пучка, диаметра приемной апертуры, расстояния до приемной апертуры и др.

Достоинством модели является возможность изучить процесс распространения излучения лазера в подводной среде, с учетом эффектов поглощения и многократного рассеяния. Модель позволяет описывать неоднородности в среде распространения, задавая коэффициент ослабления в границах определенной области или вводя флуктуации параметров среды.

Недостатками предложенной модели является необходимость имитации большого числа траекторий фотонов, что требует значительных вычислительных затрат. Кроме того, мо-

дель не учитывает возможность Рамановского рассеяния и вероятное наличие флуоресцентных и фосфоресцентных частиц во взвеси, а также биолюминесценции морских организмов.

Библиографический список

1. Kaushal H. Underwater optical wireless communication [Текст] / H. Kaushal, G. Kaddoum // IEEE Access, volume 4, 2016, pp. 1518-1547.
2. Кириллов С. Н. Разработка модели распространения оптического сигнала в водной среде для подводных систем передачи информации [Текст] / С. Н. Кириллов, С. А. Балюк, С. Н. Кузнецов, А. С. Есенин // Вестник РГРТУ. – 2012 – №2 – с. 3-8.
3. Калинин Р. Н. Современные подходы к моделированию каналов радиосвязи декаметрового диапазона [Текст] / Р. Н. Калинин, В. И. Попов // Техника радиосвязи. – 2016. – №1 (28), с. 45-53
4. Кочубей В. И. Спектроскопия рассеивающих сред [Текст] / В. И. Кочубей, А. Н. Башкатов. Саратов: «Новый ветер», 2014. 87 с. Secure Data Card IP Core. Altera Corporation - University Program. 2014.
5. Chadi G. Monte-Carlo-Based Channel Characterization for Underwater Optical Communication Systems [Текст] / Chadi Gabriel, Mohammad-Ali Khalighi, Salah Bourennane, Pierre Léon, and Vincent Rigaud // Journal of Optical Communications and Networking. – 2013. – Vol. 5, Iss. 1, pp. 1-12
6. 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.

УДК 004.932; ГРНТИ 89.57.35

АЛГОРИТМ УСТРАНЕНИЯ ЭФФЕКТА ДРОЖАНИЯ КАМЕРЫ В ВИДЕОПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТИ

С.Н. Кириллов, И.В. Косткин*, А.В. Елютин**

*Рязанский государственный радиотехнический университет,
Россия, Рязань, *kost_vk@mail.ru, ** aleksei_elyutin@mail.ru*

Аннотация. Предложен алгоритм обработки видеоданных с целью устранения артефакта дрожания кадра. Алгоритм основан на выделении точечных особенностей кадров, поиске на их основе соответствий между кадрами и построении модели глобального изменения кадров. Представлена структурная схема и результаты работы алгоритма.
Ключевые слова. Обработка видеоданных, устранение дрожания.

ALGORITHM OF REMOVING THE CAMERA SHAKE EFFECT IN VIDEO SEQUENCES

S.N. Kirillov, I.V. Kostkin*, A.V. Elyutin**

**Ryazan state radioengineering university,
Russia, Ryazan, *kost_vk@mail.ru, ** aleksei_elyutin@mail.ru*

Summary. The algorithm for processing video data to eliminate artifact shake frame. The algorithm is based on the allocation of point features, search based on these correspondences between frames and construction of the model of global change frames. The block diagram and the results of the algorithm are represented.
Keywords. Video processing, jitter removing.

Цифровые видеокамеры эксплуатируются в различных условиях и во многих случаях подвержены воздействию вибраций или ветра. Это приводит к появлению такого артефакта, как дрожание видеокadra. Зрительный аппарат человека очень чувствителен к этим артефактам, кроме того, дополнительные нежелательные изменения картинки от кадра к кадру приводят к уменьшению корреляционных связей между кадрами, что значительно увеличивает время работы видеокодеков.

Целью данной работы является разработка программного алгоритма обработки видеоданных с целью устранения дрожания видеопоследовательности. Предлагаемый алгоритм позволяет достичь более комфортных условий зрительного восприятия, а также повысить эффективность работы видеокодеков с преобразованной видеопоследовательностью.

Для минимизации дрожания необходимо определить модель глобального смещения видеокадра, при этом рассматривались прямые и косвенные подходы к решению данной задачи [1]. Разработанный метод основан на косвенном подходе и предполагает выделение уникальных особенностей каждого кадра. В соответствии с поведением выделенных особенностей составляется модель преобразования кадров.

Выделение особенностей кадра предполагает собой нахождение особых точек изображения и построения их дескрипторов. Для нахождения особых точек используется детектор Fast-Hessian, а для описания найденных особых точек – алгоритм построения дескрипторов SURF [2] (англ. Speed-Up Robust Features).

Детектор Fast-Hessian основан на нахождении максимальных значений определителя матрицы Гессе[2]:

$$H(x, \sigma) = \begin{bmatrix} L_{xx}(x, \sigma) & L_{xy}(x, \sigma) \\ L_{yx}(x, \sigma) & L_{yy}(x, \sigma) \end{bmatrix},$$

$$\text{где } L_{xx}(x, \sigma) = \frac{\partial^2}{\partial x^2} g(\sigma), \quad L_{xy}(x, \sigma) = L_{yx}(x, \sigma) = \frac{\partial}{\partial x} \frac{\partial}{\partial y} g(\sigma), \quad L_{yy}(x, \sigma) = \frac{\partial^2}{\partial y^2} g(\sigma) -$$

свертки вторых производных гауссиана $g(\sigma)$ (с размером ядра σ) с интегральным изображением в точке x . Для ускорения вычислений окна вторых производных гауссианов заменены бокс-фильтрами соответствующего размера (рис. 8).

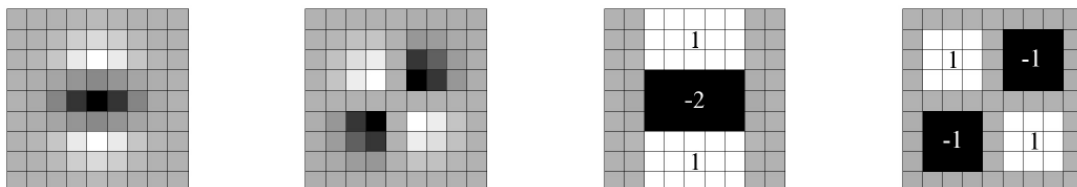


Рис. 8. Окна вторых производных гауссианов и (слева) и соответствующие им бокс-фильтры (справа)

Бокс-фильтры соответственно обозначаются как D_{xx} , D_{xy} , D_{yy} . Определитель матрицы Гессе будет иметь следующий вид: $\det(H_{approx.}(x, s)) = D_{xx} - D_{yy} - (\omega D_{xy})^2$, где ω - весовой

коэффициент для компенсации замены бокс-фильтрами $\omega = \frac{|L_{xy}(\sigma)|_F |D_{yy}(s)|_F}{|L_{xy}(\sigma)|_F |D_{xy}(s)|_F}$, s - размер

бокс-фильтра. Этот коэффициент остается неизменным для гауссианов с большими размерами ядра и соответствующих им бокс-фильтрам[2]. Если модуль аппроксимированного определителя матрицы Гессе превосходит заданное пороговое значение, то данная точка считается особой для текущего изображения.

Построение SURF дескрипторов особых точек изображения осуществляется на выделенном регионе, имеющем размер $20s$, где s - размер бокс-фильтра, с помощью которого найдена особая точка. Дескриптор каждой особой точки представляет собой сумму откликов горизонтального и вертикального вейвлетов Хаара. Так же для учета информации об из-

менении интенсивности рассчитываются суммы абсолютных значений откликов в каждом направлении (рис. 9).

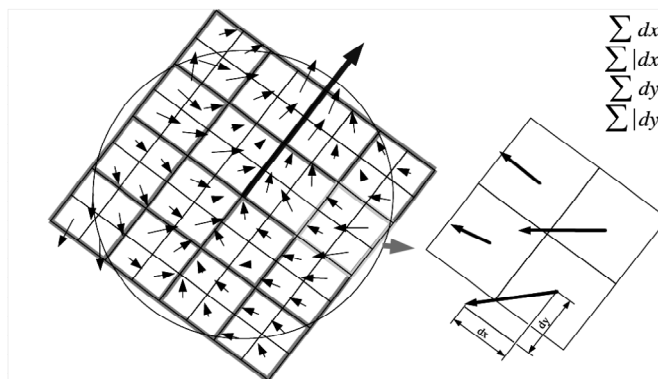


Рис. 9. Суммы откликов вейвлетов Хаара для региона (слева) и для субрегиона (справа)

Таким образом, для каждого региона дескриптор будет представляться 64-мя значениями. По вычисленным дескрипторам для пары соседних кадров определяются соответствующие друг другу особые точки, с помощью которых будет вычислена модель изменения кадра [4]. Модель изменения кадра учитывает смещение кадра в горизонтальном и вертикальном направлениях, а также поворот и масштабирование. Для построения модели, соответствующей реальному изменению используется алгоритм MLESAC [5]. С помощью алгоритма MLESAC исключаются такие особенности, которые могут привести к ошибке при построении модели смещения кадра.

Используя описанный выше подход был разработан программный алгоритм устранения дрожания видеопоследовательности. Основными особенностями предлагаемого алгоритма устранения дрожания являются выполнение в один проход, а также заполнение потерянных в результате смещений областей кадра информацией из предыдущих кадров. Структурная схема алгоритма представлена на рисунке 10.

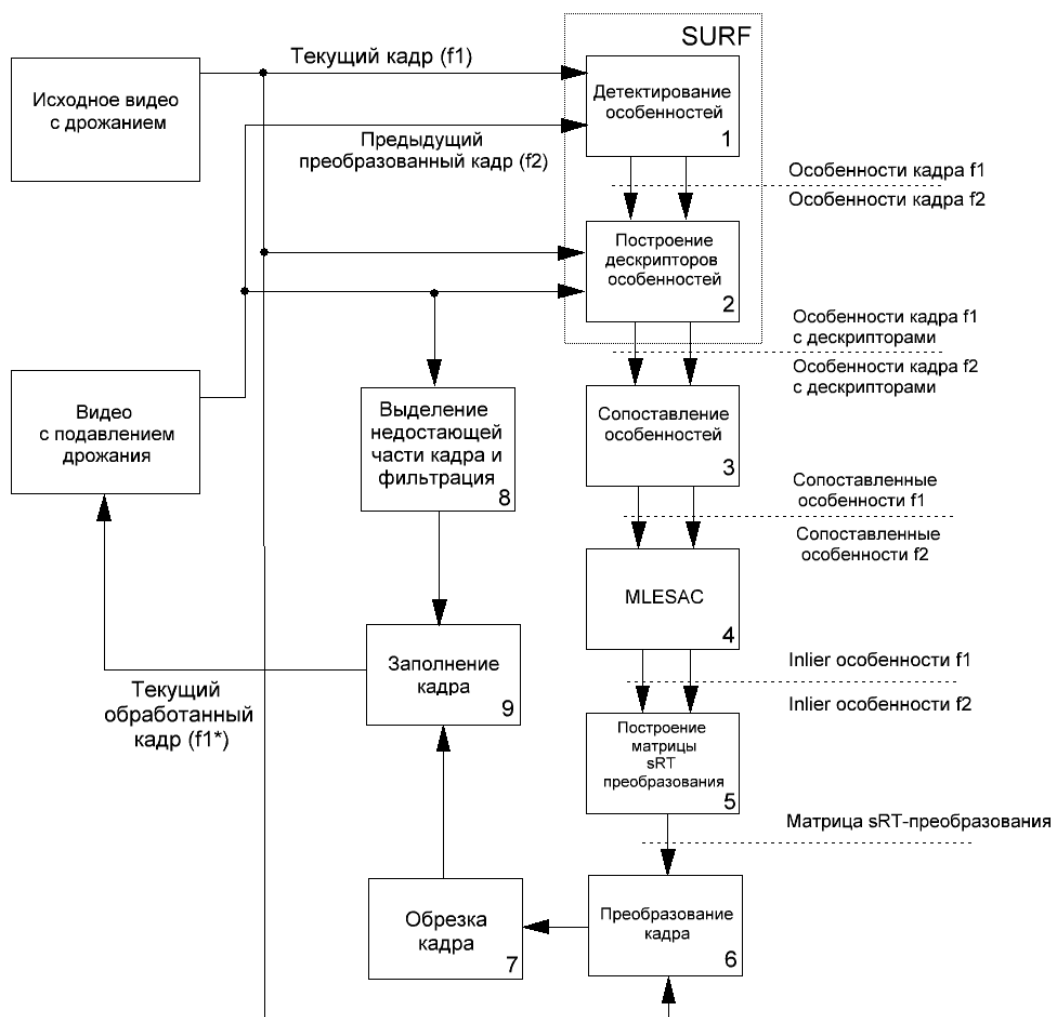


Рис. 10. Структурная схема алгоритма устранения дрожания

Экспериментальные исследования производились на цифровых видеоданных с сильно заметным эффектом дрожания, в градации серого [0...255] с разрешением 640x480 точек [6].

Результат работы алгоритма иллюстрируют зависимости суммарных смещений кадра $S(f)$ от номера текущего кадра f в горизонтальном и вертикальном направлениях.

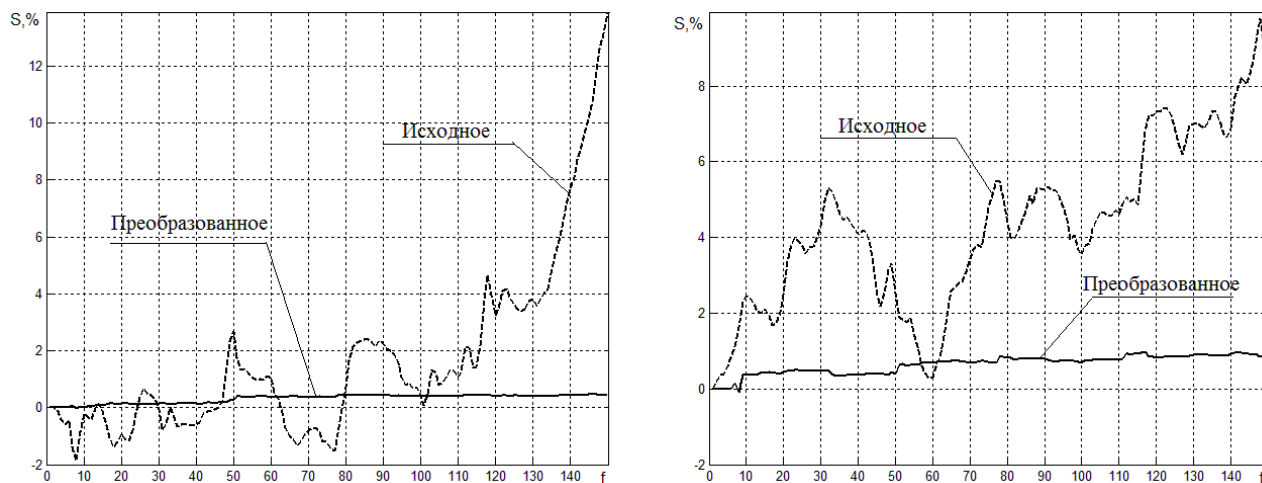


Рис. 11. Суммарное смещение кадра до и после работы алгоритма подавления дрожания в горизонтальном (слева) и в вертикальном (справа) направлениях

Анализ зависимостей (рис. 11) показывает, что после работы предложенного программного алгоритма устранения дрожания, суммарное смещение кадров значительно снизилось. В горизонтальной плоскости – с 14% до 0,3%, в вертикальной плоскости – с 9% до 0,5%. Таким образом, полученный программный алгоритм позволяет добиться существенно снижения дрожания видеопоследовательности. Кроме того, наблюдается снижения времени, затрачиваемого на сжатие видео с подавлением дрожания, по сравнению с исходным видео в среднем на 40%.

Библиографический список

1. T. Lindeberg. Scale Selection Properties of Generalized Scale-Space Interest Point Detectors. – Journal of Mathematical Imaging and Vision vol.46, 2013. – С 177-210.
2. H. Bay, T. Tuytelaars, L. van Gool SURF: Speeded Up Robust Features. – Proceedings of the 9th European Conference on Computer Vision, Springer LNCS vol. 3951, part 1, 2006. С.404–417.
3. T. Lindeberg. Detecting Salient Blob-Like Image Structures and Their Scales with a Scale-Space Primal Sketch: A Method for Focus-of-Attention. – International Journal of Computer Vision 11(3), 1993. – С. 283–318.
4. Конушин А. Устойчивые алгоритмы оценки параметров модели на основе случайных выборок. [Электронный ресурс] URL (Режим доступа): <http://cgm.computergraphics.ru /content/view/47>, (дата обращения 28.08.2015 г.)
5. P. Torr and A. Zisserman. MLESAC: A new robust estimator with application to estimating image geometry. – Computer Vision and Image Understanding, 78(1), 2000. С.138–156.
6. Кириллов С.Н., Косткин И.В., Елютин А.В. Алгоритм подавления дрожания видеопоследовательности с использованием модифицированного аппарата поиска и выделения созвездий особых точек. – Научно-технический журнал «Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета» № 57 Рязань, 2016 С. 88-93.

УДК 621.396; ГРНТИ 47.05.03

ОБОБЩЕННАЯ ПРОЦЕДУРА МНОГОКРИТЕРИАЛЬНОГО СИНТЕЗА РАДИОСИГНАЛОВ ДЛЯ АДАПТАЦИИ СИСТЕМ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ К ДЕЙСТВУЮЩЕЙ ПОМЕХОВОЙ ОБСТАНОВКЕ

А.А. Лисничук

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

Аннотация Предлагается обобщенная процедура многокритериального синтеза радиосигналов и сигнально-кодовых конструкций для адаптации систем передачи информации к действию помех. Выбор конкретных процедур производится в зависимости как от предустановленных настроек, так и от параметров окружающей среды.

Ключевые слова. Синтез сигнально-кодовых конструкций, синтез радиосигналов, адаптивные системы передачи информации, интеллектуальные системы передачи информации, многокритериальная оптимизация, минимизация действия узкополосных помех

GENERALIZED PROCEDURE OF MULTI-CRITERIAL SYNTHESIS OF RADIO-SIGNALS FOR ADAPTATION OF DATA TRANSMISSION SYSTEMS TO INTERFERENCE

A.A. Lisnichuk

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

Abstract. A generalized procedure for multi-criterion synthesis of radio signals and signal-code sequences for adapting data transmission systems to interference is proposed. The choice of specific procedures is made depending on both the preset settings and the parameters of environment.

Keywords. Synthesis of signal-code sequences, synthesis of radio signals, adaptive data communication systems, cognitive data communication systems, multi-criteria optimization, increase radio narrow-band interference immunity

Введение

Одним из эффективных способов минимизации действия помеховой обстановки на радиоканал является многокритериальный синтез радиосигналов в интересах адаптации систем передачи информации. В ряде работ [1..6] были предложены процедуры многокритериального синтеза как радиосигналов, так и различных классов сигнально-кодовых конструкций на основе определения канального алфавита. При этом, как практически любое техническое решение, данные процедуры обладают своими особенностями использования, преимуществами и недостатками. На практике представляет интерес применение разработанных процедур в таких условиях окружающей обстановки, при которых они реализуют наиболее адекватную адаптацию систем передачи информации. Следовательно, целесообразно разработать обобщенную процедуру, которая обеспечит наиболее эффективное применение результатов многокритериального синтеза радиосигналов и сигнально-кодовых конструкций в зависимости как от предустановленных настроек, так и от параметров окружающей среды.

Сравнительный анализ процедур многокритериального синтеза радиосигналов в интересах адаптации систем передачи информации к действующей помеховой обстановке

Для эффективного использования разработанных [1..6] процедур многокритериального синтеза радиосигналов в интересах адаптации интеллектуальных систем передачи информации (ИСПИ) к действующей помеховой обстановке целесообразно произвести сравнительный анализ реализуемых характеристик и определить при каких требованиях необходимо применять конкретную процедуру.

В таблицу 1 сведены показатели качества синтезированных радиосигналов и сигнально-кодовых конструкций (СКК) на основе определения канального алфавита (КА).

Таблица 1. Показатели качества радиосигналов и СКК

Вид модуляции	$q_{\min}$, дБ	$g_{\min}$, дБ	П	G_{30} , fT_s	G_{60} , fT_s
QPSK ($p_1(t)$)	16,0	7,0	1,4	4,6	32,0
QPSK ($p_2(t)$)	15,0	7,0	1,6	3,8	13,4
Синтезированный сигнал [1, 2] ($c_1 = 0,25$; $c_3 = 0,3$)	-2,0	7,0	1,4	5,1	11,1
Синтезированный сигнал [1, 2] ($c_1 = 0,5$; $c_3 = 0,3$)	-14,5	7,0	1,6	5,6	9,9
TCM PSK-8 ($p_2(t)$)	17,0	5,3	1,6	3,8	13,4
Синтезированная СКК (решетчатое кодирование $c_1 = 0,4$; $c_3 = 0,3$) [6]	-7,0	5,3	1,6	5,5	9,0
FQPSK-сигнал	20,0	7,0	1,0	2,2	8,3
Синтезированная СКК («зависимые сигналы» $c_1 = 0,3$; $c_3 = 0,3$) [5]	-3,0	7,0	1,4	3,2	10,6

Здесь $q_{\min}$ – минимальное значение отношения сигнал-помеха (q) (ширина спектра действующей узкополосной помехи (УП) – 5 % от ширины спектральной плотности мощности (СПМ) синтезированного радиосигнала (или СКК соответственно), расположение – на

несущей частоте) при котором помехоустойчивость сохраняется на уровне (показатель порога помехоустойчивости $g \leq 8$ дБ, т.е. ухудшение составляло менее 1 дБ) QPSK-сигнала при воздействии только аддитивного «белого» гауссовского шума (АБГШ); $g_{\min}$ – минимальное значения порога помехоустойчивости g (т.е. отношения E_b / N_0 при вероятности битовой ошибки $P_o = 10^{-3}$, в условиях действия АБГШ и УП). Для характеристики внеполосного излучения использовались значения ширины СПМ радиосигнала по уровням -30 и -60 дБ (G_{30} и G_{60} соответственно); а в качестве показателя энергоэффективности – пик-фактор (Π).

QPSK $p_1(t)$ – сигнал, у которого форма элементарного импульса $p_1(t) = \sin(\pi t / T_s)$, $0 \leq t \leq T_s$, (T_s – символный интервал), и QPSK $p_2(t)$: $p_2(t) = \sin^2(\pi t / T_s)$, $0 \leq t \leq T_s$; TCM – trellis coded modulation (известная СКК на основе решетчатого кодирования); c_i – весовые коэффициенты, определяющие компромисс между показателями качества.

Из анализа таблицы 1 следуют следующие рекомендации по применению разработанных процедур в случае преобладания некоторого требования:

1) в условиях действия сравнительно мощной УП (при отношении сигнал-помеха до -14,5 дБ) целесообразно применение синтезированного радиосигнала в [1, 2] ($c_1 = 0,5$; $c_3 = 0,3$), при этом помехоустойчивость сохранялась на уровне (ухудшение составляло менее 1 дБ) QPSK-сигнала при воздействии только АБГШ;

2) при необходимости реализации минимального значения порога помехоустойчивости в условиях действия АБГШ и УП целесообразно применение синтезированной СКК на основе решетчатого кодирования ($c_1 = 0,4$; $c_3 = 0,3$), при этом помехоустойчивость (при отношении сигнал-помеха $q > -4$ дБ) сохранялась на уровне (показатель $g \leq 6$ дБ, т.е. ухудшение составляло менее 1 дБ) известной СКК TCM PSK-8 ($p_2(t)$) при воздействии только АБГШ;

3) при требованиях минимизации воздействия УП (при отношении сигнал-помеха до -3 дБ) и дополнительного сокращения ширины СПМ по уровню -30 дБ целесообразно применение синтезированной СКК на основе «зависимых» сигналов ($c_1 = 0,3$; $c_3 = 0,3$), при этом помехоустойчивость сохранялась на уровне (ухудшение составляло менее 1 дБ) QPSK-сигнала при воздействии только АБГШ.

При количестве отсчетов на символ $l_s = 32$, скорости передачи информации $R_s = 8$ кбит/с и количестве битовых интервалов, через которое производится очередной акт оптимизации КА $n_{opt} = 1000$ (оперативность адаптации к УП – менее 125 мс) оценка необходимой производительности цифрового сигнального процессора (ЦСП) составила 24; 25,4 и 25 GOPS соответственно для процедур многокритериального синтеза радиосигналов [1, 2], СКК на основе решетчатого кодирования и СКК при помощи «зависимых сигналов». Следовательно, наиболее ресурсоемкая часть данных процедур – алгоритм определения локального минимума для адаптации ИСПИ к УП может быть реализован на отечественном ЦСП 1892BM7Я, который обеспечивает производительность 25,6 GOPS при 16-значных операциях [7].

Кроме того, как отмечалось в [2], при использовании функциональной зависимости $S(f_N)$ взамен алгоритма определения локального минимума целевой функции на примере

многокритериального синтеза радиосигналов происходит существенное сокращение вычислительных затрат: на ЦСП 1892ВМ7Я данный алгоритм может быть реализован в режиме реального времени при $R_S = 10$ Мбит/с, $n_{opt} \leq 1$. При этом такой способ сокращения вычислительных затрат возможно применить и к процедурам многокритериального синтеза СКК в интересах существенного улучшения скоростных характеристик.

При применении класса радиосигналов с прямым расширением спектра целесообразно использование процедур синтеза четырехпозиционных радиосигналов на основе определения ансамбля кодовых последовательностей (КП) для адаптации ИСПИ к действующим УП и структурным помехам (СП) [4].

Процедура многокритериального синтеза четырехпозиционных радиосигналов на основе определения ансамбля КП при воздействии АБГШ и УП (центральная частота $f_N = 0 fT_S$, ширина спектра УП $\Delta f_{N_КП} = 6\%$ от ширины СПМ синтезированного радиосигнала) при отношении сигнал-помеха $q > 0$ дБ обеспечивала порог помехоустойчивости на уровне (ухудшение составляло менее 1 дБ) QPSK-сигнала при воздействии только АБГШ, что на 2,0 дБ лучше данного показателя для рассмотренных известных радиосигналов (QPSK с расширением спектра ансамблем дополненных М-последовательностей). При этом у синтезированного четырехпозиционного радиосигнала показатель качества перепутывания информационного символа при погрешностях системы тактовой синхронизации улучшен более чем в 5 раз, а уровень боковых лепестков автокорреляционной функции (АКФ) по соответствующему критерию при $f_N = 0 fT_S$ возрос на 4 %, а при $f_N = 0,25 fT_S$ обеспечивался выигрыш на 10 % по сравнению с сигналом с расширением спектра ансамблем дополненных М-последовательностей.

Процедура многокритериального синтеза четырехпозиционных радиосигналов на основе определения ансамбля КП при воздействии АБГШ и СП (в виде QPSK-сигнала с расширением спектра ансамблем случайных КП; частотно-временные диапазоны для СП и полезного сигнала совпадают) при отношении сигнал-помеха $q > -5$ дБ обеспечивала порог помехоустойчивости на уровне (ухудшение составляло менее 1 дБ) QPSK-сигнала при воздействии только АБГШ, что на 5 дБ лучше данного показателя для рассмотренных известных радиосигналов (QPSK с расширением спектра ансамблем дополненных М-последовательностей). При этом у синтезированных радиосигналов показатель качества перепутывания информационного символа при погрешностях системы тактовой синхронизации улучшен более чем в 2 раза, а уровень боковых лепестков АКФ по соответствующему критерию на 5 % меньше по сравнению с сигналом с расширением спектра ансамблем дополненных М-последовательностей.

При этом возможно реализовать процедуры многокритериального синтеза четырехпозиционных радиосигналов на основе определения ансамбля КП для адаптации ИСПИ как к УП ($I_{КП} = 32$, $R_S = 8$ кбит/с, $n_{opt} = 120$, оперативность адаптации к УП – менее 20 мс), так и к СП ($I_{КП} = 32$, $R_S = 8$ кбит/с, $n_{opt} = 15$, оперативность адаптации к СП составит менее 2 мс) на современной отечественной элементной базе (ЦСП 1892ВМ7Я).

Оценки необходимой производительности ЦСП для реализации наиболее ресурсоемких частей предлагаемых процедур свидетельствуют о том, что на современной отечественной элементной базе (ЦСП 1892ВМ7Я) возможна реализация функций ИСПИ по адаптации к действующей помеховой обстановке при обозначенных временных характеристиках.

Заключение

Разработана обобщенная процедура, обеспечивающая наиболее эффективное применение результатов многокритериального синтеза радиосигналов и сигнально-кодовых конструкций в зависимости как от предустановленных настроек, так и от параметров окружающей среды.

Обобщенная процедура адаптации ИСПИ к помеховой обстановке имеет следующий вид:

I. При применении класса радиосигналов с прямым расширением спектра в зависимости от действующей помеховой обстановки используется соответствующая процедура синтеза четырехпозиционных радиосигналов на основе определения ансамбля КП (при УП выполняется процедура из [3]; при СП – из [4]). При отсутствии воздействия помех на ИСПИ осуществляется либо выход из процедуры, либо – многокритериальный синтез ансамбля КП без учета соответствующего критерия для минимизации действия помеховой обстановки.

II. При применении класса узкополосных радиосигналов и воздействии УП последовательно проверяются следующие условия:

- 1) при действии сравнительно мощной УП (отношение сигнал-помеха $q < -4$ дБ) выполняется процедура многокритериального синтеза радиосигналов, приведенная в [1, 2], иначе переход к проверке следующего условия;
- 2) при необходимости реализации минимального значения порога помехоустойчивости в условиях действия АБГШ и УП выполняется процедура многокритериального синтеза СКК на основе решетчатого кодирования, иначе переход к проверке следующего условия;
- 3) при требованиях дополнительного сокращения ширины СПМ по уровню -30 дБ выполняется процедура многокритериального синтеза СКК на основе «зависимых» сигналов, иначе производится выход из процедуры.

При отсутствии воздействия УП на ИСПИ также осуществляется либо выход из процедуры, либо – многокритериальный синтез соответствующего КА без учета критерия для минимизации воздействия УП.

Работа выполнена при поддержке гранта Президента РФ № МК-3658.2018.9.

Библиографический список

1. Покровский П.С., Лисничук А.А. Алгоритм синтеза радиосигналов для адаптации интеллектуальных систем передачи информации к действию помех // Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. 2014. № 48. С. 20-26.
2. Кириллов С.Н., Покровский П.С., Лисничук А.А. Многокритериальный синтез четырехпозиционных радиосигналов на основе канального алфавита // Радиотехника. 2015. №11. С. 14-21.
3. Кириллов С.Н., Покровский П.С., Лисничук А.А. Процедура синтеза 4-позиционных сигналов с расширением спектра // Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. 2014. № 50-1. С. 29-33.
4. Кириллов С. Н., Покровский П. С., Лисничук А. А. Многокритериальный синтез четырехпозиционных радиосигналов на основе ансамбля кодовых последовательностей в интересах адаптации радиосистем передачи информации к структурным помехам // Радиотехника. 2016. №8. С. 117-124.
5. Кириллов С. Н., Лисничук А. А. Многокритериальный синтез сигнально-кодовых конструкций на основе зависимых сигналов для адаптации радиосистем передачи информации к действию узкополосных помех // Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. 2017. № 4. С. 3-12.
6. Кириллов С.Н., Покровский П.С., Лисничук А.А. Процедура многокритериального синтеза сигнально-кодовых конструкций для адаптации систем передачи информации к действию узкополосных помех // Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. 2016. № 55. С. 3-9.
7. Цифровой сигнальный процессор 1892BM7Я / НИЦ «ЭЛВИС» [Электронный ресурс], URL: http://multicore.ru/download.php?file=mc/data_sheets/1892VM7YA_brief.pdf (дата обращения 12.02.18).

УДК 621.395 ГРНТИ 49.01.11

ВЫБОР ОПТИМАЛЬНОГО МЕТОДА КОДИРОВАНИЯ РЕЧЕВОЙ ИНФОРМАЦИИ НА ОСНОВЕ МНОГОКРИТЕРИАЛЬНОГО СИНТЕЗА

В.А. Беликов

Рязанский государственный радиотехнический университет

Аннотация. В данной работе осуществлен обзор основных алгоритмов кодирования речевой информации, выбор критериев качества, осуществлен поиск оптимального метода кодирования на основе многокритериального подхода.

Ключевые слова. Оптимального метода кодирования, критерий качества, Скорость передачи, вычислительные затраты, качество восстановленного сигнала, искажения в канале связи.

THE CHOICE OF THE OPTIMAL METHOD OF CODING OF VOICE INFORMATION ON THE BASIS OF MULTI-CRITERIAL SYNTHESIS

V.A. Belikov

Ryazan State Radio Engineering University

Abstract. In this paper, we have reviewed the main algorithms for encoding speech information, the selection of quality criteria, and the search for an optimal coding method based on a multicriteria approach.

Keywords. Optimum coding method, quality criterion, transmission rate, computational costs, quality of the recovered signal, distortion in the communication channel

Введение

Речь является важнейшим средством коммуникации между людьми. По своим характеристикам и свойствам она достаточно специфична и уникальна. Соответственно речь, как основа человеческого общения и взаимодействия, является предметом пристального внимания множества научных исследований и технических разработок в сфере управления и телекоммуникаций. Задачей современных разработок является создание качественно новых систем передачи речевой информации. Результатами развития в этом направлении становятся высокоэффективные и надежные средства связи, системы автоматического голосового управления с возможностью верификации, справочные системы с речевым ответом, новые возможности в сферах медицинского обслуживания, обучения или развлекательного характера. [1]

Во всех современных речевых кодерах, входной аналоговый речевой сигнал оцифровывается, т.е. дискредитируется (8000 Гц) и квантуется. В этом процессе преобразуются аналоговые электрические колебания, записываемые микрофоном в последовательность чисел. Последовательность обрабатывается в кодере для получения кодированного оцифрованного сигнала, который передается в декодер, или хранится для будущего декодирования. Декодер восстанавливает сигнал ближе к исходному речевому сигналу. Таким образом, мы можем сказать, что кодирование речи это в целом сжатие речи с потерями или техника, связанная с получением компактных цифровых представлений речевых сигналов с целью эффективной передачи или хранения. [2]

Показатели качества

В связи с выше сказанным важнейшей задачей являются исследования речевого сигнала в области низкоскоростной передачи. Главной задачей на сегодня является уже не только достижение минимальной избыточности, но и качество звучания речевых сигналов, восстановленных в низкоскоростных системах передачи, т.е. восприимчивость и разборчивость для человеческого слуха, без значительного снижения эффективности обработки и передачи при наличии шумов. При этом следует найти оптимальный баланс между качеством и скоростью передачи. [1]

В результате исследования были найдены и предложены оптимальные методы кодирования речевой информации на основе многокритериального синтеза.

В данной работе ставились задачи:

- анализ существующего «парка» методов кодирования речевой информации;
- поиск и обоснование выбора наиболее значимых критериев показателя качества;
- выбор оптимального метода кодирования речевой информации на основе выделенных критериев качества.

Для многокритериального обоснования были выделены следующие показатели качества:

- Скорость передачи;
- Вычислительные затраты;
- Качество восстановленного сигнала;
- Искажения в канале связи.

Скорость передачи- объём данных, передаваемых за единицу времени. Чем ниже скорость передачи кодированного битового потока, тем меньше пропускная способность требуется для передачи, что приводит к более эффективной системе.

Вычислительные затраты- количество операций в единицу времени. Для того, чтобы речевой кодер был реализован на практике, возможные расходы, связанные с его реализацией должны быть низкими. И это включает вычислительные требования, необходимый для поддержки его функционирования.

Качество восстановленного сигнала. Восстановленный речевой сигнал должен иметь качество, приемлемое конечному пользователю.

Искажения в канале связи. Это очень важно для цифровых систем связи, где ошибки канала связи (шумы и помехи) имеют негативное влияние в качество речи. Поэтому данный критерий оценивается, как максимальное количество ошибок на бит при котором вокодер еще способен работать. [1,2,3]

Поиск оптимального метода кодирования

На данный момент современный парк методов первичного кодирования речевой информации достаточно велик и охватывает диапазон скоростей от 64кбит/с до 0,7 кбит/с. Поэтому весь парк был разделен на 4 категории по скоростям, в результате чего образовались такие группы: (64-32) кбит/с, (16-8) кбит/с, (8 – 4,6) кбит/с, (2,4-0,7) кбит/с

Дальнейший выбор осуществлялся по каждой из категорий.

Для удобства анализа можно составить таблицу где по горизонтали будут представлены показатели качества, а по вертикале алгоритмы кодирования речевых сигналов.

На основании показателей качества сделаем вывод, что:

1. скорость передачи следует уменьшать;
2. вычислительные затраты следует уменьшать;
3. качество восстановленного сигнала – увеличивать;
4. искажения в канале связи – увеличивать.

Затем произведем нормировку показателей качества по каждой из групп. Для этого воспользуемся следующей формулой:

$$ПК_{i \text{ норм}} = \frac{ПК_i}{ПК_{\max}},$$

где $ПК_i$ – нормируемый показатель качества;

$ПК_{\max}$ – максимальное значение показателя качества в группе

Для осуществления выбора проведем минимизацию всех показателей качества. Для этого воспользуемся следующей формулой:

$$ПК_{i \text{ норм}}^* = 1 - ПК_{i \text{ норм}} ,$$

где $ПК_{i \text{ норм}}$ – нормируемый показатель качества, требуемый пересчета для минимизации Произведем анализ показателей качества и присвоим им весовые коэффициенты с условием, что $\alpha_{\Sigma} = 1$.

Скорость передачи следует минимизировать. Так как основная цель сегодняшних кодеков это уменьшение скорости передачи присвоим этому показателю качества $\alpha_1 = 0,3$.

Вычислительные затраты следуем минимизировать, но сегодняшняя микропроцессорная техника позволяет обеспечить высокие вычислительные затраты и поэтому весовой коэффициент $\alpha_2 = 0,1$.

Качество восстановленного сигнала следует повышать и этот показатель качества очень ощутим для конечного пользователя присвоим $\alpha_3 = 0,3$.

Искажения в канале связи. Этот показатель влияющий на возможность кодека работать с высокими ошибками, образующимися при передачи по тракту, поэтому $\alpha_4 = 0,3$.

Для осуществления выбора умножим все показатели качества на соответствующие коэффициенты и суммируем результат. Для этого воспользуемся формулой:

$$ПК_{\Sigma i} = \sum_1^4 \alpha_i * ПК_{i \text{ норм}} , \quad \text{где}$$

где $ПК_{i \text{ норм}}$ – нормируемый показатель качества соответствующего метода кодирования;
 α_i – весовой коэффициент, соответствующий показателю качества

Выводы

В результате был предложен оптимальный методов первичного кодирования для каждой из групп:

1. При достаточно высоких скоростях кодирования более 32 кбит/с наиболее эффективно использовать адаптивную дифференциальную импульсно-кодовую модуляцию.
2. При скоростях от 16 до 8 кбит/с наиболее хорошо проявляет себя вокодер CS-ACELP.
3. При достаточно низких скоростях до 4,6 кбит/с наиболее эффективно использовать INMARSAT-M, применяемый в мобильной связи.
4. При скоростях ниже 2,4 кбит/с главенствующую роль занимает алгоритм MELP и его модификации. Наиболее выгодным является алгоритм CODEC2 700C, являющийся на сегодняшнее время экспериментальным вариантом основанным на алгоритме MELP-2400.

Библиографический список

1. Шелухин О.И., Лукьянцев Н.Ф. Цифровая обработка и передача речи – М.: Радио и связь, 2000. – 456с
2. Джон К Беллами. Цифровая телефония: Пер. с англ./ Под. ред. А.Н.Берлина, Ю.Н.Чернышова. – М.: Эко-Трендз, 2004. – 640 с.
3. Электронный ресурс: <https://geektimes.ru/post/284676>

УДК 621.395; ГРНТИ 49.03.05

К ВОПРОСУ ОБ ЭФФЕКТИВНОМ СЖАТИИ РЕЧЕВОГО СИГНАЛА**М. Илюшин, М. Стремоухов, П. Литвин***Академия федеральной службы охраны Российской Федерации,
Российская Федерация, mike.ilushin@gmail.com*

Аннотация. Представлено описание одного из перспективных методов эффективного сжатия речевого сигнала, предполагающего представление речевых отсчетов в виде псевдоизображения, когда данные представляют собой не одномерный, а двумерный массив. Изображение сформировано на основе телевизионной (построчной) развертки последовательности звуковых отсчетов. К полученному псевдоизображению был применен алгоритм сжатия неподвижных изображений JPEG.

Ключевые слова. Перспективный метод, псевдоизображение, JPEG.

TO THE QUESTION OF EFFECTIVE COMPRESSION OF SPEECH SIGNAL**M. Ilyushin, M. Stremoukhov, P. Litvin***Academy of the Federal Security Service of the Russian Federation,
Russian Federation, mike.ilushin@gmail.com*

Abstract. In this paper, we describe one of the promising methods of effective speech signal compression, which involves the representation of speech samples in the form of a pseudo-image, when the data is not a one-dimensional but a two-dimensional array. The image is formed on the basis of a television (progressive) scan of the sequence audio samples. The JPEG still image compression algorithm was applied to the resulting pseudoimage.

Keywords. Speech signal, pseudo-image, JPEG.

Введение

Процесс передачи речевого сигнала (РС) по цифровым каналам связи подразумевает его преобразование в цифровой вид. Устройством, обеспечивающим аналого-цифровое и цифроаналоговое преобразование РС с заданной скоростью и качеством передачи является кодек РС (КРС). В составе КРС выделяют передающую (кодер) и приемную (декодер) части. Основой функционирования современных КРС являются алгоритмы обработки РС.

Следует отметить, что КРС является одним из важнейших элементов современной системы связи при передаче по ним речевой информации, так как качественные показатели процедуры кодирования РС определяют верхнюю границу качества речевых услуг, предоставляемых абонентам на основе цифровых инфокоммуникационных систем.

После аналого-цифрового преобразования РС к нему применимы различные алгоритмы обработки. В частности, существует множество методов сжатия оцифрованного сигнала, которые снижают требования к пропускной способности линии связи, необходимой для передачи речевого сообщения, а также методов повышения качества и разборчивости речи.

На сегодняшний день известно довольно много форматов и стандартов сжатия РС, все многообразие которых можно разделить на методы непосредственного кодирования, параметрические и гибридные методы. Одни, например, обеспечивают приемлемое качество воспринимаемой речи, но низкую степень сжатия; другие, наоборот, предусматривают хорошую степень сжатия, но высокую сложность реализации алгоритма, что, в свою очередь, сильно влияет на скорость компрессии и декомпрессии РС.

Сжатие речевого сигнала

Существующие потребности в повышении качества речепреобразования и эффективности использования сетевых ресурсов, а также необходимость учета новых особенностей, определяемых тенденциями развития современных инфокоммуникационных систем, определяют актуальность научного поиска в области разработки новых и совершенствования существующих методов и алгоритмов кодирования РС. Решение этой задачи связано с созданием эффективных речепреобразующих устройств (РПУ) – кодеков РС.

Перспективными способами сжатия РС могут являться методы, основанные на:
 устранении перцептуальной избыточности исходного РС;
 устранении временной избыточности смежных речевых кадров, имеющих периодическую структуру;

представлении отсчетов РС в виде псевдоизображения [1–4].

Исследования в области сжатия речевой информации [1, 2] показали преимущество передачи широкополосного речевого сигнала (ШРС), обладающего лучшими психофизическими характеристиками по сравнению с качеством, обеспечиваемым традиционными телефонными каналами связи, а также GSM и IP-телефонией. В частности, вспомогательные форманты, характеризующие индивидуальную для каждого человека окраску произносимых звуков и тембр речи, остаются за границами используемой полосы частот; ухудшение качества речи по причине ограничения частотного диапазона приводит к увеличению концентрации внимания абонента и, следовательно, к повышению усталости.

Алгоритмы обработки РС, за исключением методов, учитывающих звуковую перцепцию, предполагают малую степень или полное незнание природы обрабатываемого сигнала, вследствие чего наблюдается незначительное сокращение избыточности сигналов, а значит, преобладают высокие скорости передачи. Известно, что даже при использовании сравнительно сложных процедур обработки устранение статистической избыточности аудиоданных приводит к уменьшению требуемой пропускной способности канала связи на 15–25% по сравнению с ее исходной величиной.

Как известно при восприятии звука слуховой аппарат человека разделяет его на частотные группы, называемые критическими частотными полосами [5]. Существенно, что одна и та же критическая частотная полоса характеризуется разной перцептуальной важностью (ПВ) в различных сегментах ШРС, т.е. несет разную перцептуальную значимость для абонента. Данный факт указывает на необходимость использования учета психоакустических особенностей восприятия речи человеком при сжатии речевого сигнала.

На рисунке 1 показано распределение перцептуальной важности по частотным полосам гласного и согласного звуков русской речи.

Проведенные исследования (рис. 1) показали, что субполосная перцептуальная важность имеет различное математическое ожидание для разных критических частотных полос. ПВ верхних критических частотных полос (для $n=6, 7, 8$) не ниже (в некоторых случаях выше) ПВ нижних частотных полос. Поэтому использование в качестве объекта обработки ШРС является важным условием для повышения качества синтезированной речи по показателям естественности ее звучания и узнаваемости говорящего.

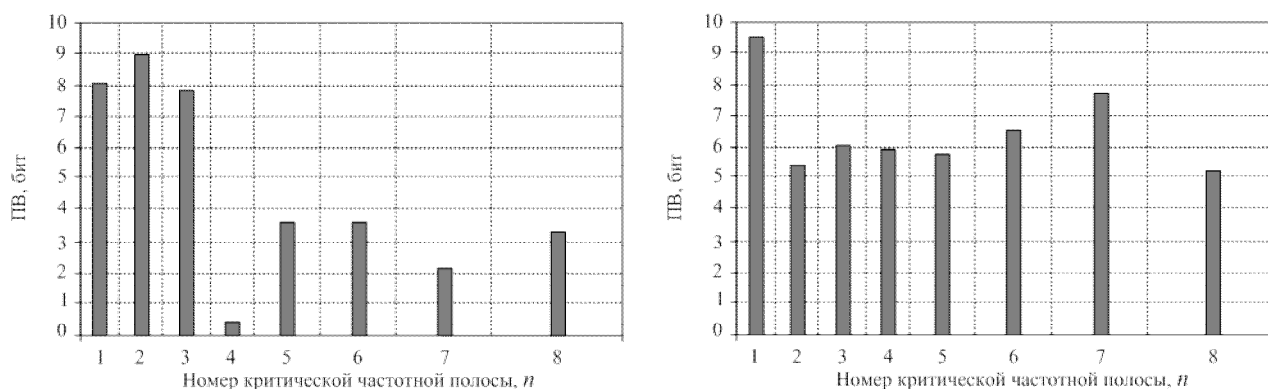


Рис. 1. Распределение перцептуальной важности по частотным полосам некоторых звуков русской речи (звуки: слева- «а», справа – «ф»)

На рисунке 2 показано временное представление речевого фрагмента, полученное с помощью программы Matlab.

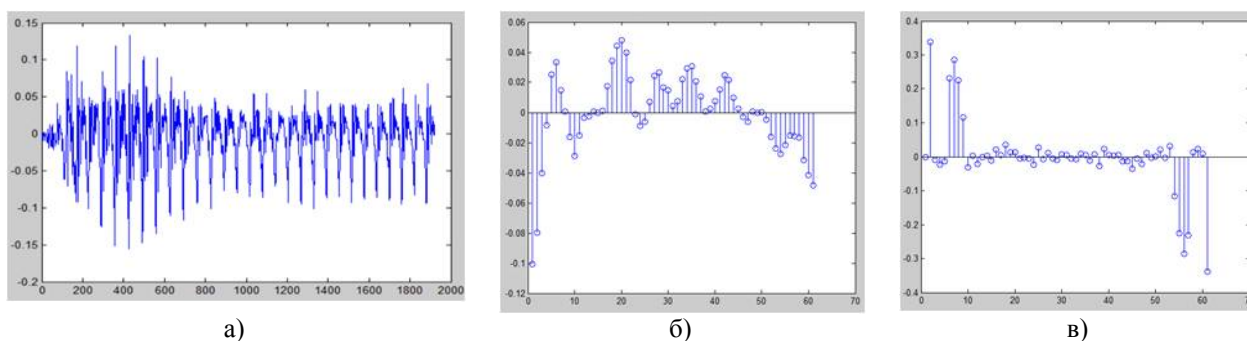


Рис. 2. Представления речевого фрагмента, полученное с помощью программы Matlab: а) временное; б) спектральное кодируемого сегмента; в) спектральное разностного сегмента

Из рисунка 2 а) видно, что повторяемые (похожие) участки РС обладают временной избыточностью. В [3,4] предлагается производить межкадровую обработку аудиосигналов, предполагающую оценку повторяемости фрагментов относительно опорного сегмента, по отношению к которому затем будут формироваться разностные составляющие сигнала.

Как видно из рисунков 2 б) и в) при обработке фрагментов РС указанным подходом разностные составляющие, после их обработки в спектральных преобразователях на основе БПФ, имеют меньшие величины спектральных коэффициентов, а следовательно появляется возможность дополнительного увеличения степени сжатия речевого сигнала.

Еще одним перспективным методом эффективного сжатия РС является представление речевых отсчетов в виде псевдоизображения, когда данные представляют собой не одномерный, а двумерный массив. На рисунке 3 представлены примеры временного, спектрального и в виде псевдоизображения представлений речевого фрагмента, полученные с помощью программ Adobe Audition и Mathcad.

Изображение (рис. 3, в) сформировано на основе телевизионной (построчной) развертки последовательности речевых отсчетов блоками размером 8×8 (1 блок = 64 последовательно идущих отсчетов исходного фрагмента РС, картинка = 16×16 блоков). Такой размер блока выбран исходя из общей практики поблочной обработки изображений. Объем полученного псевдоизображения составил около 16 Кбайт. К полученному псевдоизображению был применен алгоритм сжатия неподвижных изображений JPEG. Коэффициент сжатия фрагмента исходного РС равен 6.

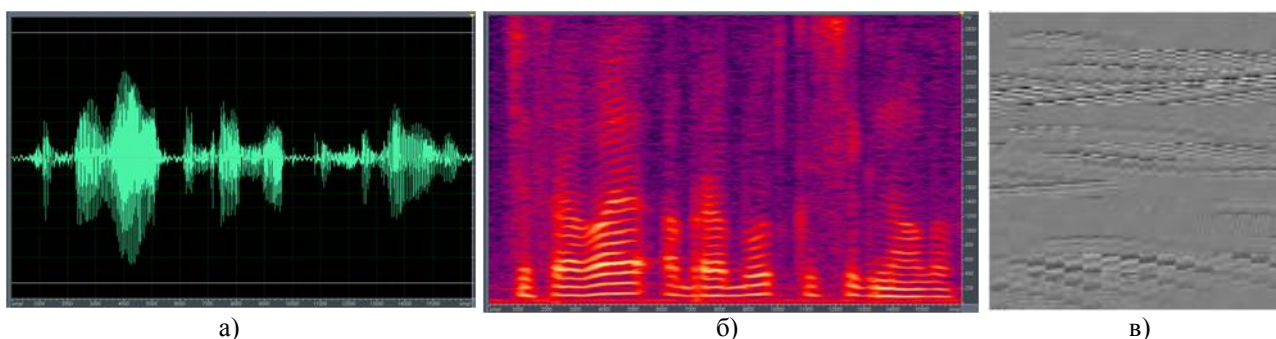


Рис. 3. Примеры временного а) спектрального (б) и в виде псевдоизображения (в) представлений фрагмента исходного речевого сигнала

На рисунке 4 представлены примеры временного, спектрального и в виде псевдоизображения представлений фрагмента РС, сжатого алгоритмом JPEG. Изображения также получены с помощью программ Adobe Audition и Mathcad.

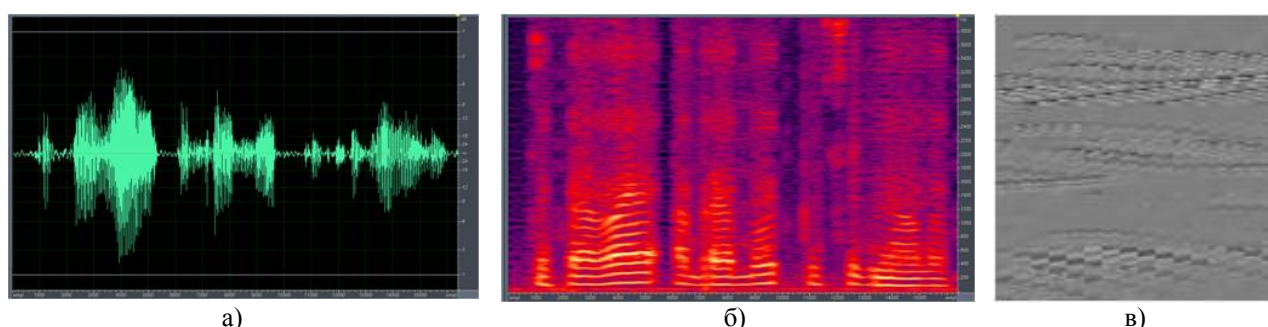


Рис. 4. Примеры временного а) спектрального (б) и в виде псевдоизображения (в) представлений фрагмента речевого сигнала, сжатого алгоритмом JPEG

Анализ рисунков 3 и 4 позволяет сделать вывод о сохранении в восстановленном фрагменте РС разборчивости и узнаваемости на достаточно высоком уровне. Заметные визуально и на слух оттенки так называемой «металлизированной речи» объясняются способностью алгоритма JPEG сглаживать высокочастотные составляющие, резкие переходы (на границах отдельных фонем) и шумоподобные отрезки сигнала.

К фрагменту исходного РС были применены преобразования популярными кодеками речи. Значения объективных мер искажений между исходным и восстановленным фрагментами РС представлены на рисунке 5.

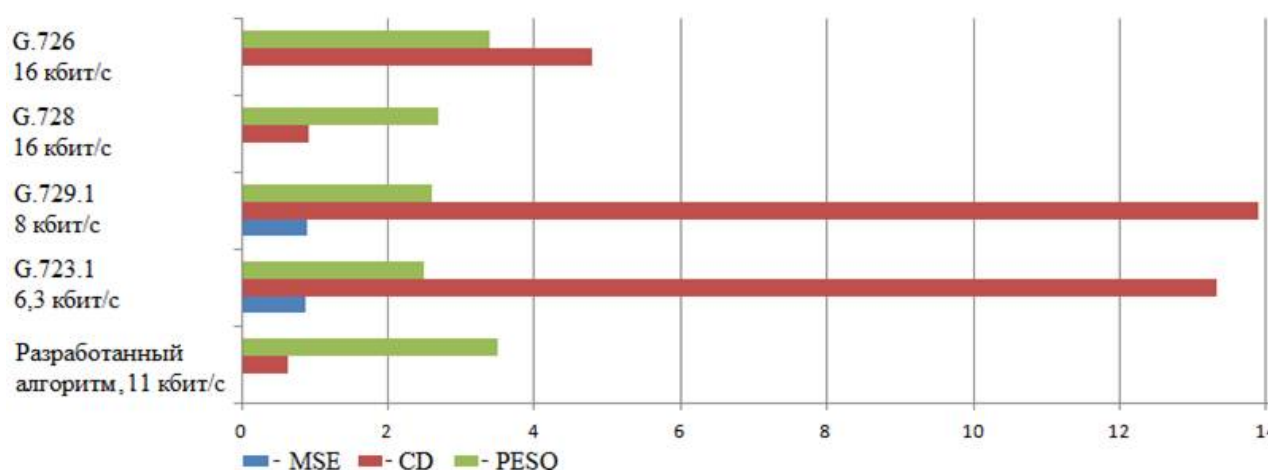


Рис. 5. Значения объективных мер искажений между исходным и восстановленным речевыми фрагментами

В качестве объективных мер искажений между исходным и восстановленным фрагментами РС использовались MSE (Mean Square Error) – среднеквадратичная ошибка, CD (Spectral Distance) – кепстральное расстояние, PESQ (Perceptual Evaluation of Speech Quality) – перцептуальная оценка качества речи. Значения MSE для разработанного алгоритма и кодеков G.726 и G.728 равны 0,00069; 0,017; 0,028 соответственно, поэтому выбранный масштаб рисунка 5 не позволил отобразить указанные значения.

Выводы

Прослушанные речевые фрагменты исходного и восстановленного РС, а также значения объективных мер искажений (рис. 5) позволяют сделать выводы о том, что предложенный алгоритм сжатия речевого сигнала позволит обеспечить его передачу по более узкополосным каналам связи при незначительном ухудшении качества воспринимаемой речи.

Библиографический список

1. Лившиц М. З. Широкополосный CELP – кодер с мультиполосным возбуждением и многоуровневым векторным квантованием по кодовой книге с реконфигурируемой структурой / М. З. Лившиц, М. Парфенюк, А. А. Петровский. Цифровая обработка сигналов № 2, 2005. – С. 20–35.
2. Илюшин М. В. Кодирование широкополосного речевого сигнала с адаптацией к психоакустическим особенностям восприятия синтезированной речи человеком / М. В. Илюшин, К. С. Беспалов, А. П. Бочарников. – Научно-технический журнал "Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета" №4 (выпуск 42). – 2012. Часть 1. – С. 8–13.
3. Гаврилов И. А. Сжатие аудиосигналов на основе межаудиокадровой обработки и псевдоизображений / И. А. Гаврилов, Х. Х. Носиров, М. Р. Мансурова. – Электросвязь. – № 2, 2010. С. 64–66.
4. Носиров Х. Х. Фрактально-спектральный метод сжатия широкополосных аудиосигналов / Х. Х. Носиров, И. А. Гаврилов, Т. Г. Рахимов. – Электросвязь. – № 2, 2010. С. 64–66.
5. Цвикер Э., Фелькеллер Р. Ухо как приемник информации / Э. Цвикер, Р. Фелькеллер Р. 1971. – 316 с.

УДК 62-529; ГРНТИ 47.51.29

ПРОЦЕДУРА ВЫДЕЛЕНИЯ КОНТУРОВ ОБЪЕКТА НА ИЗОБРАЖЕНИИ ДЛЯ РАСПОЗНАВАНИЯ В СИСТЕМАХ ТЕХНИЧЕСКОГО ЗРЕНИЯ МОБИЛЬНЫХ РОБОТИЗИРОВАННЫХ ПЛАТФОРМ

П. Сконников, П. Покровский

Рязанский государственный радиотехнический университет,
Россия, Рязань, skonnikovpn@yandex.ru

Аннотация. Разработана процедура выделения контуров на изображениях для системы технического зрения мобильных роботизированных платформ, в основе которой лежит алгоритм поворота поисковой маски и последовательных переходов к новым точкам с шагом между выборками, равным 8 пикселям, и с 64-мя возможными направлениями движения. Показано, что при подобном подходе ошибка квантования в привязке к пиксельной сетке не превышает 7%, а средняя ошибка – 3%. Подтверждена возможность работы разработанной процедуры в сложных помеховых условиях (неравномерности фона, бликов, теней, и т.п.), а также инвариантность предложенной процедуры выделения контуров к повороту объектов на изображениях.

Ключевые слова. Выделение контура, цепной код Фримана, фурье-дескрипторы, распознавание образов.

PROCEDURE OF OBJECT'S CONTOUR EXTRACTION IN IMAGE FOR RECOGNITION IN VISION SYSTEMS OF MOBILE ROBOTIZED PLATFORMS

P. Skonnikov, P. Pokrovskij

Ryazan State Radio Engineering University,
Ryazan, Russia, skonnikovpn@yandex.ru

Abstract. Procedure of contour extraction in image for mobile robotized platforms technical vision systems is developed. This procedure is based on search mask rotation and sequential transitions to new points algorithm. Accepted sampling interval is equal to 8 pixels, number of probable directions is equal to 64. The maximum value of quantization error is no grater than 7% and the root-mean-square error does not exceed 3%. The introduced procedure provides contour extraction in conditions of nonuniform background, glares, shadows etc. and is invariant to objects rotation.

Keywords. Contour extraction, chain code, Fourier-descriptor, form recognition.

В системах технического зрения (СТЗ) мобильных роботизированных платформ (МРП) для решения задачи распознавания образов на изображении применяются различные признаки: яркостный, структурный, а также контурный [1, 2]. При этом использование контурного признака является наиболее близким к процессу становления образа в зрительном аппарате человека [1]. Для решения задачи распознавания образов в реальном масштабе вре-

мени на борту необходимо сокращать вычислительную сложность алгоритмов обработки при обеспечении заданных вероятностей правильного обнаружения и классификации объектов. Этим противоречивым требованиям в полной мере удовлетворяют методы, использующие информацию о выделенных на изображении контурах [3]. В данной работе под термином «контур» понимается совокупность точек, лежащих на границе областей с различными уровнями яркости. Для выделения данных совокупностей в настоящее время используются процедуры, основанные на предварительной сегментации изображения с последующим вычислением границ между полученными сегментами [3...7]. Эти процедуры при работе с реальными изображениями СТЗ МРП зачастую дают некорректные результаты, связанные с отличием выделенного контура от истинных очертаний рассматриваемого объекта в следствие неравномерности фона, бликов, теней, прочих помех на изображении, нечёткости границ объекта, а также в случаях, когда объект не полностью попадает в кадр или перекрывается другими объектами.

Таким образом, для решения этой проблемы в интересах СТЗ МРП актуальной представляется разработка процедуры выделения контуров объектов без проведения предварительной сегментации и без учёта пикселей, не лежащих в окрестности контура объекта.

При распознавании и анализе объектов на изображениях с СТЗ МРП используются представление контуров в виде фурье-дескрипторов [3]. При этом контур описывается в виде упорядоченной последовательности равноудалённых точек [4]. Для данной цели на практике широко применяется представление последовательности точек контура цепным кодом Фримана [8]. Как известно [8], подобный подход имеет следующие недостатки: при использовании 8-компонентной окрестности для построения цепного кода выборки не являются равноудалёнными, а в случае 4-компонентной окрестности – участки граничной кривой могут идти только в горизонтальных и вертикальных направлениях, из-за чего значительно увеличивается периметр выделяемого контура [8]. С другой стороны, как показывает практика, высокое разрешение видеокамеры СТЗ МРП при условии анализа сравнительно крупных объектов на изображении позволяют ограничить минимальный радиус кривизны рассматриваемых контуров, то есть увеличить шаг выборки. Однако данное обстоятельство при прочих равных приводит к увеличению ошибки описания контура, для минимизации которой представляется целесообразным увеличение количества возможных направлений.

В связи с вышеизложенным, предложена процедура для описания контура, использующая многокомпонентные окрестности в сочетании с достаточным расстоянием между выборками. В рамках данной процедуры выделение кривой контура заключается в вычислении локального направления контура в рассматриваемой точке и последующем переходе в выбранном направлении на шаг равный 8 пикселям. При этом локальное направление предложено вычислять с использованием 64 масок, образованных поворотом показанной на рисунке 1 опорной маски на углы $2\pi i / 64$, $i = 0; 63$, соответственно.

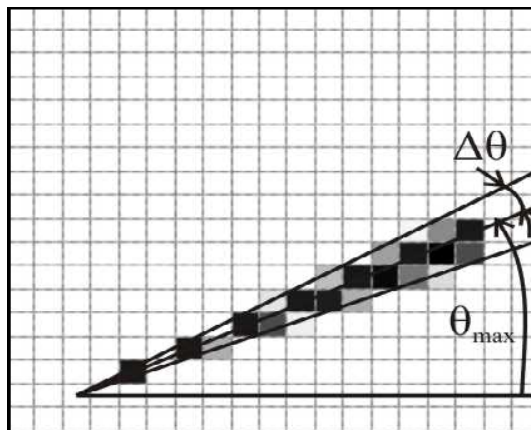


Рис. 1. Инвертированная оконная маска

Значения яркости пикселей опорной маски определяются по формулам:

$$\begin{cases} F_{\theta_{\max}}(\theta) = \frac{1 + \cos\left((\theta - \theta_{\max}) \cdot \frac{\pi}{\theta_0}\right)}{2}, & |\theta - \theta_{\max}| < \theta_0, \\ F_{\theta_{\max}}(\theta) = 0, & |\theta - \theta_{\max}| \geq \theta_0 \end{cases} \quad (1)$$

где θ - направление от центра маски на элемент;

$\theta_{\max}$ - направление луча;

θ_0 - ширина луча.

Значения элементов масок нормируются, чтобы шум квантования не нарушил изотропию масок.

Вычисление локального направления начинается с поочередного поэлементного умножения каждой маски на окрестность текущей точки. После чего для каждого из 64-х полученных массивов определяется сумма всех элементов. Эти суммы далее рассматриваются как отсчеты функции яркости от угла локального направления $S(\theta_{\max})$. В качестве примера на рисунке 2 приведена зависимость этой функции в точке границы темного объекта на светлом фоне.

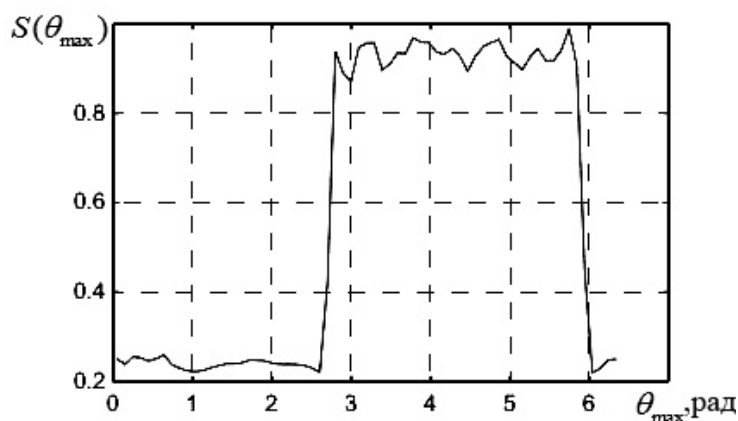


Рис. 2. Пример зависимости яркости окрестности точки от направления

После этого вычисляется модуль первой разности данной функции, т.е. функция $|\dot{S}(\theta_{\max})|$. Для рассматриваемого примера характерная зависимость величины $|\dot{S}(\theta_{\max})|$ представлена на рис. 3.

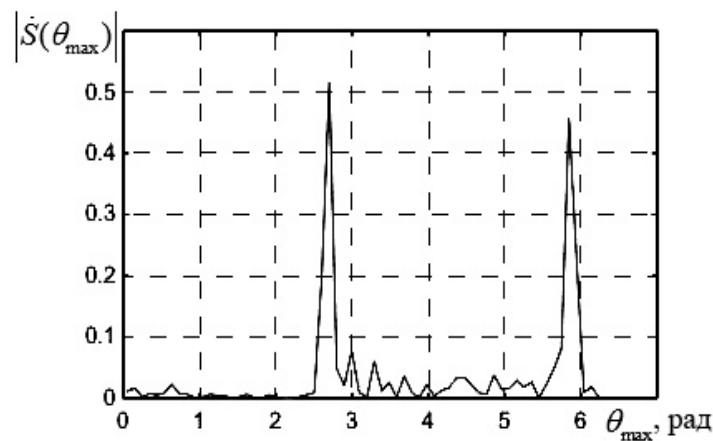


Рис. 3. Функция модуля первой разности

Далее полученная зависимость $|\dot{S}(\theta_{\max})|$ используется для определения направления на следующую точку согласно приведенным ниже правилам.

Для начальной точки кривой контура направлением на следующую точку считается абсцисса максимума этого модуля, сдвинутая на половину углового шага

$$\alpha = \arg\left(\max |\dot{S}(\theta_{\max})|\right) - \Delta\theta / 2, \quad (2)$$

что соответствует абсциссе середины отрезка с наибольшей крутизной графика функции $S(\theta_{\max})$. Здесь $\Delta\theta = 2\pi / N$ - угловой шаг, $N = 64$ - количество возможных направлений.

Последующие направления определяются согласно формуле:

$$\alpha = \arg\left(\max |C(\alpha)\dot{S}(\theta_{\max})|\right) - \Delta\theta / 2, \quad (3)$$

где $C(\alpha)$ – корректирующая функция, исключающая возможность перехода в обратном направлении, т.е. в уже включенную в контур точку на предыдущей итерации. В качестве, данной функции выбрана зависимость вида:

$$C(\alpha) = \cos^2((\alpha - \alpha_{np}) / 2). \quad (4)$$

Для рассматриваемого примера зависимость подобной скорректированной функции $|C(\alpha)\dot{S}(\theta_{\max})|$ приведена на рисунке 5.

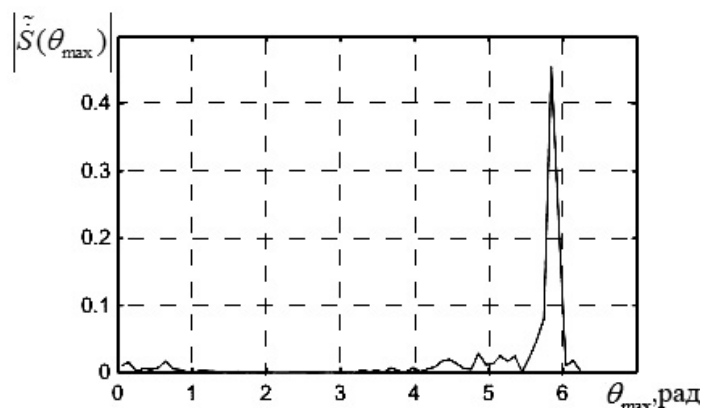


Рис. 5. Скорректированная функция

Останов процедуры определения следующей точки кривой рассматриваемого контура осуществляется при выполнении хотя бы одного из следующих условий:

- если значение $\max |\dot{S}(\theta_{\max})|$ становится меньше заранее установленного порога,
- если линия контура приближается к ранее учтенной точке или к краю изображения.

Другой важной задачей процедуры выделения контуров является определение координат начальной точки. Для решения этой проблемы предложено за начальную точку линии принимать самую яркую точку изображения J , полученного из исходного изображения I в результате применения стандартного детектора краев. Для рационального выбора подобного детектора в ходе предварительных исследований рассмотрены наиболее распространенные схемы, такие как Первитта, Собела, Робертса, Лапласиана, Гауссиана и Канни [4, 5]. При этом преобразование Хафа не анализировалось, так как оно сопряжено со значительными вычислительными затратами. Полученные результаты показали, что наилучшим сочетанием вычислительной сложности и точности определения точек, принадлежащих контурам, собственных изображениям СТЗ МРП, обладает детектор краев Первитта.

Кроме того, для исключения случаев закликивания процедуры выделения контуров яркость пикселей изображения J в окрестностях уже проанализированных точек приравнивается к нулю (закрашивается чёрным).

С учетом вышеизложенного разработанная процедура выделения контуров объекта состоит из следующих этапов:

- 1) Вычисление опорных масок согласно формуле (1).
- 2) Получение изображения J детектором краев Первитта.
- 3) Определение очередной начальной точки. Она выбирается как самая яркая точка изображения J .
- 4) Выделение кривой контура согласно описанному выше правилу с использованием формул (2)...(4).
- 5) Выделение кривой контура в обратном направлении из той же начальной точки, для чего используется корректирующая функция $C(\alpha)$.
- 6) Корректировка изображения J для исключения из анализа точек, принадлежащих уже выделенным контурам.
- 7) Если есть точки на изображении J , яркость которых выше некоторого порога, то переход к п. 2
- 8) Постобработка выделенных контуров

Заключительным этапом разработанной процедуры является постобработка выделенных кривых, которая заключается в замыкании и объединении линий с встречно направленными концами. Это позволяет заполнить разрыв в выявленном контуре, вызванный различ-

ными помехами. Таким образом, обеспечивается возможным провести линию контура объекта даже на участках, где контур неразличим, используя информацию о контуре до и после помехи.

В результате применения разработанной процедуры на серии эталонных изображений, свойственных СТЗ МРП, выделены контуры объектов в условиях действия таких мешающих факторов, как шум, блики, тени, неоднородный фон. В основе данной процедуры лежит алгоритм вращения поисковой маски и последовательных переходов к новым точкам. Показана возможность выделения контуров при работе алгоритма с шагом между выборками, равным 8 пикселям, и с 64-мя возможными направлениями движения. При подобном подходе ошибка квантования в привязке к пиксельной сетке не превышает 7%, а средняя ошибка – 3%, что на практике позволяет считать выборки равноудалёнными. Число возможных направлений не менее 64 обеспечивает в сложных помеховых условиях инвариантность предложенной процедуры выделения контуров к повороту объекта на изображении.

Работа выполнена при поддержке гранта Президента РФ № МК-3658.2018.9.

Библиографический список

1. Барабаш Ю.Л., Варский Б.В. Вопросы статистической теории распознавания. – М.: Радио и связь, 2003. – 640 с.
2. Горелик А. Л., Скрипкин В. А. Методы распознавания: Учебное пособие для вузов. – 1985. 3. Прэтт У. Цифровая обработка изображений: Пер. с англ. - М.: Мир, 1982. - Кн.1 - 312 с.
4. Гонсалес Р., Вудс Р., Эддинс С. Цифровая обработка изображений в среде MATLAB. М.: Техносфера, 2006. - 616 с.
5. Гонсалес Р., Вудс Р. Цифровая обработка изображений. М.: Техносфера, 2005. - 1072 с.
6. Tolga Birdal, Emrah Bala. A Novel Method for Vectorization/ 2014/ <http://arxiv.org/pdf/1403.0728.pdf>
7. S. Battiato, G. Puglisi. Rendering Order Optimization for SVGStat Improvement. Dipartimento di Matematica e Informatica, University of Catania, Italy. Image Processing Laboratory. 2007/ http://www.dmi.unict.it/~battiato/download/SVG_STAT_39920334.pdf
8. Яне Б. Цифровая обработка изображений. М.: Техносфера, 2007. - 584 с.

УДК 621.3.018.51; ГРНТИ 49.27.31

ПРОЦЕДУРА ОБРАБОТКИ МНОГООБЛОЧНОГО СИМВОЛА ПРЕАМБУЛЫ НА ОСНОВЕ ДРОБНОГО ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ФУРЬЕ В ИНТЕРЕСАХ ОЦЕНКИ ВРЕМЕННОГО РАССОГЛАСОВАНИЯ

И.В. Лукашин

*Рязанский государственный радиотехнический университет
Россия, Рязань, lukashin.iv@yandex.ru*

Аннотация. Предложен алгоритм обработки многоблочного символа преамбулы на основе дробного преобразования Фурье. Предложенный алгоритм позволяет значительно уменьшить дисперсию оценки временного рассогласования при функционировании в условиях низких отношений сигнал-шум и многолучевого распространения по сравнению с алгоритмом Minn.

Ключевые слова. Дробное преобразование Фурье, ЛЧМ, последовательности Задова-Чу, символ преамбулы.

THE PROCESSING PROCEDURE OF MULTI-BLOCK PREAMBLE BASED ON FRACTIONAL FOURIER TRANSFORM IN THE INTEREST OF SYMBOL TIME OFFSET ESTIMATION

I.V. Lukashin

*Ryazan State Radio Engineering University,
Ryazan, lukashin.iv@yandex.ru*

Abstract. An algorithm for processing a multiblock preamble based on a fractional Fourier transform is proposed. An algorithm for processing a multiblock preamble based on a fractional Fourier

transform is proposed. The proposed algorithm can significantly reduce the variance of symbol time offset estimation when operating in conditions of low signal-to-noise ratio and multipath comparison with the Minn algorithm.

Keywords. Fractional Fourier transform, chirp, Zadoff-Chu sequence, preamble.

В современных системах передачи данных, использующих технологию OFDM (Orthogonal frequency-division multiplexing) для решения проблемы высокой чувствительности к ошибкам временной и частотной синхронизации широко используются алгоритмы синхронизации, основанные на периодической передаче символов преамбулы. Наиболее широкое распространение получил алгоритм синхронизации, предложенный Schmidl T. и Cox D. [1]. Дальнейшим развитием этого подхода стал алгоритм Minn [2], основанный на использовании многоблочного символа преамбулы $\mathbf{P} = [p(0) \cdot \mathbf{A}, p(1) \cdot \mathbf{A}, \dots, p(M-1) \cdot \mathbf{A}]$, где $\mathbf{A} = \{p(k)\}_{k=0}^{N_1/M-1}$ – блок преамбулы, состоящий из значений псевдослучайной последовательности, N_1 – длина символа преамбулы, M – количество блоков, $\mathbf{p} = \{p(m)\}_0^{M-1}$ – взвешивающая последовательность. Предложенная в [2] структура преамбулы и алгоритм ее обработки на этапе грубой оценки временного рассогласования позволяют существенно снизить дисперсию оценки временного рассогласования. Дальнейшее повышение эффективности алгоритма Minn при функционировании в условиях низкого отношения сигнал-шум и многолучевого распространения возможно при переходе от автокорреляционных алгоритмов обработки к корреляционным. При наличии в канале передачи данных доплеровского смещения спектра применение корреляционных алгоритмов обработки требует дополнительных каналов по частоте, что приводит к росту вычислительных затрат.

При использовании в символе преамбулы дискретных сигналов с линейным законом частотной модуляции (ЛЧМ), к которым также относятся последовательности Задова-Чу [3, 4] целесообразно использовать дробное преобразование Фурье (ДрПФ). Поскольку, в указанном классе сигналов ДрПФ позволяет обеспечить существенную локализацию спектра таких сигналов, практически неизменную при частотно-временных рассогласованиях, что позволяет осуществлять оценку временного рассогласования принятого сигнала и не требует наличия дополнительных каналов по частоте [5].

Дробное преобразование Фурье порядка a для произвольного угла $\phi = a\pi/2$ определяется следующим выражением [6]:

$$X_a(u) = F_a \{x(t)\} = \int_{-\infty}^{\infty} x(t) K_a(t, u) dt, \quad (1)$$

где F_a – оператор преобразования ДрПФ;

$K_a(t, u)$ – ядро преобразования:

$$K_a(t, u) = \begin{cases} \sqrt{\frac{1 - j \operatorname{ctg}(\phi)}{2\pi}} \exp\left(j \frac{t^2 + u^2}{2} \operatorname{ctg}(\phi) - j \frac{ut}{\sin(\phi)}\right), & \phi \neq n\pi, \\ \delta(t - u), & \phi = 2n\pi, \\ \delta(t + u), & \phi = (2n + 1)\pi, \end{cases} \quad (2)$$

При условии, что $x(t)$ является функцией с линейным законом изменения частоты, то для сигнала $x(t)$ существует оптимальный порядок $a_{opt} = 2/\pi\phi_{opt}$, при котором функция

$|X_a(u)|$ имеет форму одиночного выброса максимальной амплитуды. Величина оптимального значения a_{opt} для дискретного ЛЧМ сигнала определяется как [7]

$$a_{opt} = -\frac{2}{\pi} \arctg \left(\frac{F_s \cdot N}{\Delta f \cdot L} \right), \quad (3)$$

для последовательности Задова-Чу

$$a_{opt} = \begin{cases} -\frac{2}{\pi} \arctg \left(\frac{N}{R \cdot L} \right), & R \geq N/2, \\ \frac{2}{\pi} \arctg \left(\frac{N}{R \cdot L} \right), & R < N/2, \end{cases} \quad (4)$$

где F_s – частота дискретизации, Гц;
 N – длительность сигнала, отчетов;
 L – длительность анализируемого сигнала, отчетов;
 R – порядковый номер последовательности Задова-Чу [3, 4].

Анализ спектра дробного преобразования Фурье (рис. 1) показывает, что форма спектра схожа с взаимнокорреляционной функцией (ВКФ) (рис. 2) преамбулы **P**, блоки которой взвешены последовательностью $\mathbf{p} = [1 \ -1 \ 1 \ 1]$. При этом расстояние между откликами ВКФ определяется длительностью сигнала N , а расстояние между откликами спектра ДрПФ дополнительно зависит от угла a_{opt} и определяется как

$$\mu_m = \frac{\cos(a_{opt} \pi / 2)}{\sin(a_{opt} \pi / 2)} \cdot m \cdot N, \quad m = \overline{0, M-1}. \quad (5)$$

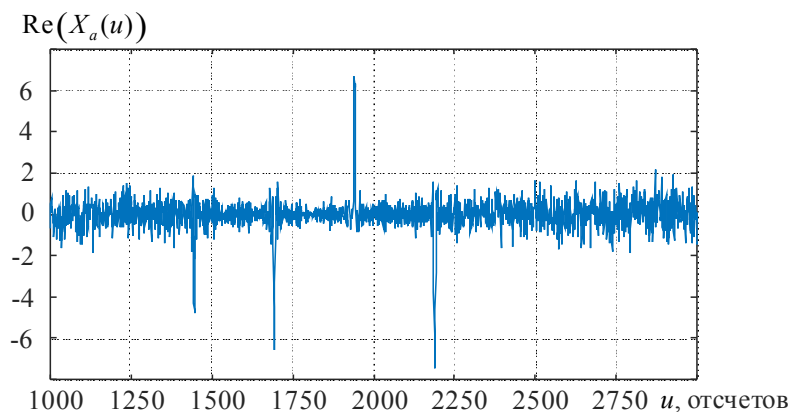


Рис. 1. Участок спектра ДрПФ последовательности дискретных ЛЧМ сигналов

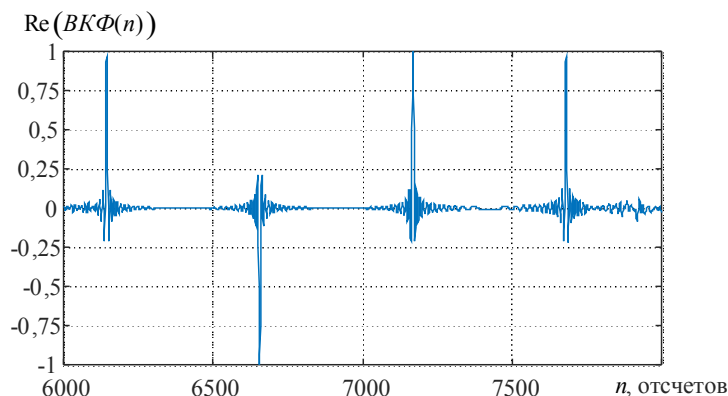


Рис. 2. Участок ВКФ последовательности дискретных ЛЧМ сигналов

Таким образом, предлагаемая процедура оценки временного рассогласования многоблочного символа преамбулы состоит из следующих этапов

- 1) вычисление ДрПФ от принятого сигнала $X_a(u) = F_a \left\{ x(t), t = 0, (N-1)/F_s \right\}$ для выбранного угла a_{opt} ,
- 2) когерентное сложение откликов спектра ДрПФ $X_a(u)$

$$X_{вых,a}(u) = \sum_{m=0}^{M-1} p(m) X_a(u - \mu_m), \quad (6)$$

- 3) пересчет аргумента функции из области ДрПФ $X_{вых,a}(u)$ во временную [4]

$$F(d) = X_{вых,a} \left(\frac{u - P_p - L/2}{\cos(a\pi/2)} \right), \quad (7)$$

$$P_p = \sin(a\pi/2) \left(\frac{\Delta f \cdot (L/N - 1)}{2F_s/L} \right), \quad (8)$$

- 4) определение временного положения символа преамбулы

$$\hat{d} = \arg \max_d \left\{ |F(d)|^2 \right\}. \quad (9)$$

Полученная функция $|F(d)|^2$ по сравнению с корреляционной функцией $M(d)$ алгоритма Minn [2] при использовании преамбулы $\mathbf{P}$, состоящей из дискретных ЛЧМ сигналов, взвешенных последовательностью $\mathbf{p} = [1 \ -1 \ 1 \ 1]$, характеризуется узким главным лепестком (рис. 3), что, как известно из [8], позволяет значительно уменьшить дисперсию оценки временного рассогласования в условиях отсутствия многолучевого распространения. Боковые лепестки функции $|F(d)|^2$, характеризующиеся максимальным уровнем, расположены ближе к главному, что при функционировании в условиях многолучевого распространения приведет к снижению дисперсии оценки временного рассогласования. Поскольку, предло-

женная процедура обработки символа преамбулы основана на дробном преобразовании Фурье, согласованном с используемым видом сигнала, что позволяет значительно уменьшить отношение сигнал-шум требуемое для обеспечения заданного уровня дисперсии оценки временного рассогласования.

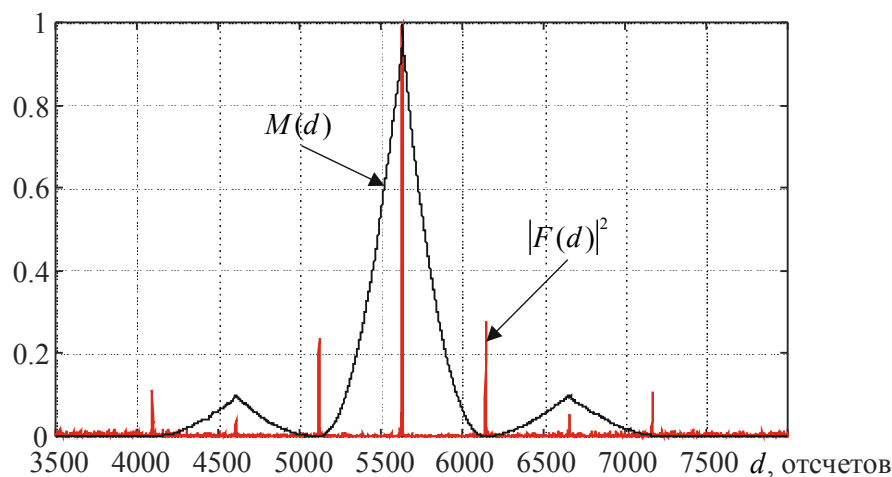


Рис. 3. Участок функции $M(d)$ и $|F(d)|^2$

Библиографический список

1. Schmidl T.M., Cox D.C. Robust Frequency and Timing Synchronization for OFDM // IEEE Trans. Communications. 1997. vol. 45. no 12. pp. 1613-1621.
2. Minn H, Bhargava V.K., Ben Letaief K. A Robust Timing and Frequency Synchronization for OFDM Systems // IEEE Transactions on Wireless communications. 2003. vol. 2. no. 4. P. 822-838.
3. Chu D. C. Polyphase codes with good periodic correlation properties // IEEE Trans. Inf. Theory. 1972. V. 18. № 4. P. 531-532.
4. Frank R. L., Zadoff S. A. Phase shift pulse codes with good periodic correlation properties // IRE Trans. Inform. Theory. 1962. V. 8. № 6. P. 381-382.
5. Бакке А.В., Лукашин И.В. Усовершенствованный алгоритм временной синхронизации с использованием дробного преобразования Фурье // Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. 2015. № 4-1 (54). С. 20-24.
6. Ozaktas H. M., Arikan O., Kutay M. A. Digital computation of the fractional Fourier transform// Signal Processing, IEEE Transactions. 1996. V. 44, no 9. P. 2141-2150.
7. Elgamel S. A., Clemente C., Soraghan J. J. Radar matched filtering using the Fractional Fourier Transform // Sensor Signal Processing for Defence (SSPD 2010). 2010. P. 1-5.
8. Кук Ч., Бернфельд М. Радиолокационные сигналы. – М.: Советское радио, 1971, – 568 с.

УДК 621.391.84; ГРНТИ 47.47.31

ОБОСНОВАНИЕ СТАТИСТИЧЕСКОЙ МОДЕЛИ СИГНАЛА СИСТЕМЫ ПЕРЕДАЧИ ТЕЛЕМЕТРИЧЕСКОЙ ИНФОРМАЦИИ С ПРИМЕНЕНИЕМ КРИТЕРИЕВ СОГЛАСИЯ

П.С. Писака

Рязанский государственный радиотехнический университет,
Россия, Рязань, pisaka-pavel@rambler.ru

Аннотация. В данной работе проанализированы особенности использования критериев согласия для систем передачи телеметрической информации (ТМИ). Для разработанной на основе анализа натурной ТМИ статистической модели сигнала системы передачи ТМИ при территориально-распределенных приемных станциях проведено обоснование с использованием критерия согласия χ^2 .

Ключевые слова. Телеметрическая информация, приемные станции, системы передачи ТМИ

VALIDATION OF THE STATISTICAL MODEL SIGNAL SYSTEM TELEMETRY DATA TRANSMISSION WITH THE APPLICATION OF THE CRITERIA OF CONSENT

P.S. Pisaka

*Ruazan State Radioengineering University,
Russia, Ryazan, pisaka-pavel@rambler.ru*

Abstract. This article describes the use of criteria consent for the transmission of telemetry information (TMI). For developed based on analysis of field TMI of the statistical model of the signal transmission system of TMI with geo-located reception stations, a rationale for using the criterion of consent χ^2 .

Keywords. Telemetry information, receiving stations, TMI transmission systems

Введение

Для объективной оценки состояния изделий ракетно-космической техники (РКТ) на всех стадиях жизненного цикла необходима качественная обработка телеметрической информации (ТМИ), переданной с аппаратуры, установленной на борту объектов [1]. В процессе летных испытаний изделий РКТ, прием переданной ТМИ осуществляется последовательно на территориально-распределенных приемных станциях, установленных на протяжении всей трассы полета.

При передаче ТМИ от объекта к приемной станции, в канале передачи ТМИ присутствуют различные мешающие факторы в виде помех и шумов естественного и искусственного происхождения. Влияние мешающих факторов приводит к искажению структуры переданной информации, а, следовательно, к увеличению вероятности ошибки при приеме и обработке ТМИ.

С учетом вышеизложенного, обработка и использование ТМИ, принятой на одной приемной станции, не всегда может обеспечить качественную объективную оценку состояния изделия РКТ. Кроме того, обычно приемная станция имеет конечную зону радиовидимости. Поэтому ТМИ, принятая на одной приемной станции не содержит информацию о состоянии изделия РКТ на всей трассе полета. Повысить качество обработки ТМИ можно путем объединения результатов обработки ТМИ от нескольких приемных станций.

Отсюда, особое значение имеет создание алгоритмов обработки и объединения ТМИ от нескольких территориально-распределенных приемных станций с учетом наличия мешающих факторов в канале передачи в целях повышения качества результата обработки. Для разработки указанных алгоритмов обработки ТМИ необходимо обоснование статистической модели системы передачи ТМИ изделий РКТ при одновременном использовании информации от нескольких территориально-распределенных приемных станций.

В работе [2] на основе проведенного анализа натурной ТМИ, полученной при проведении натурного эксперимента (летных испытаний изделий РКТ) показано что модель канала связи системы передачи ТМИ космических ракет-носителей можно представить в виде двухкомпонентного гамма-распределения как

$$f(x) = (1 - \kappa)W_1(x) + \kappa W_2(x), \quad \kappa = \overline{0,1},$$

$$W_1(x) = \frac{0,047x^{2,42}}{\Gamma(3,42)} e^{-0,411x},$$

$$W_2(x) = \frac{0,007x^{5,44}}{\Gamma(6,44)} e^{-0,46x}.$$

где $f(x)$ - функция плотности вероятности распределения случайной величины $x = \bar{q}$ (среднего отношения сигнал-шум);

k - вес компоненты распределения;

$W_1(x)$ - компонента функции плотности вероятности распределения случайной величины $x = \bar{q}$ при независимых флуктуациях амплитуд сигнала;

$W_2(x)$ - компонента функции плотности вероятности распределения случайной величины $x = \bar{q}$ при дружных флуктуациях амплитуд сигнала.

В целях использования предложенной модели в практике обработке ТМИ, необходимо ее обоснование за счет применения критериев согласия.

Особенности использования критериев согласия для систем передачи ТМИ

Для построения оптимальной системы обработки ТМИ от нескольких территориально-распределенных приемных станций необходимо знать статистическую природу сигнала ТМИ. При этом, одной из важнейших задач является установление адекватности выбранного статистического описания модели сигнала ТМИ, в частности вида распределения функции плотности вероятности, результатам экспериментальных измерений. Для обоснования вида функции плотности вероятности, описывающей результаты эксперимента, обычно применяются различные критерии согласия. Однако, использование этих критериев в условиях, характерных для систем передачи ТМИ, имеет свои особенности, игнорирование которых приводит к ошибочным выводам.

Первая из отмеченных особенностей состоит в том, что параметры теоретической функции распределения определяются, как правило, по тем же экспериментальным данным, которые служат для проверки согласия опытного и теоретического распределений. В этих условиях характеристики, используемые для оценки критериев согласия, существенно меняются. Другой особенностью является структура экспериментальных данных. Во многих случаях результаты экспериментальных измерений представляют собой совокупность отдельных массивов, причем отсутствует возможность объединения этой совокупности в один массив.

Постановка задачи проверки статистической модели сигнала системы передачи ТМИ по критериям согласия

С учетом указанных особенностей рассмотрим следующую задачу. Имеется совокупность массивов $Q = \{Q_i\}$, $Q_i = \{x_{ij}\}$, $i = 1, \dots, m$, $j = 1, \dots, n$, где n - объем выборки случайной величины $x = \bar{q}$ с функцией плотности вероятности в виде двухкомпонентного гамма-распределения. Требуется проверить гипотезу о том, что эта совокупность описывается заданной функцией распределения. Решение задачи будет осуществлено с помощью критерия согласия А.В. Колмогорова и критерия согласия χ^2 . Характеристики критериев согласия А.В. Колмогорова и χ^2 рассчитывались на основании ТМИ, полученной со всех территориально-распределенных приемных станций при проведении натурного эксперимента. В работе [3] приведены результаты проверки статистической модели сигнала системы передачи ТМИ по критерию согласия А.В. Колмогорова. Показано, что при выбранном уровне значимости $\alpha = 0,01$ теоретическая модель канала передачи ТМИ соответствует экспериментальным данным по критерию согласия А.В. Колмогорова.

Проверка статистической модели сигнала системы передачи ТМИ по критерию согласия χ^2

Для применения критерия χ^2 был выбран уровень значимости $\alpha = 0,01$. Теоретическая функция плотности вероятности случайной величины $x = \bar{q}$ для гамма-распределения задается двумя коэффициентами: параметром формы k и параметром масштаба θ . На основании количества параметров для гамма-распределения r вычислено число степеней свободы J в соответствии с выражением вида [4]

$$J = a - r - n,$$

где a - число интервалов выборки значений случайной величины $x = \bar{q}$ (шагов гистограммы распределения).

Рассчитанное значение числа степеней свободы J составляет 6 ($J = 6$). В соответствии с [5] для уровня значимости $\alpha = 0,01$ и числа степеней свободы $J = 6$ определена критическая точка $\chi_{\alpha,J}^2 = 16,8$.

Далее для значений массива $Q = \{x_j\}$, $j = 1, \dots, n$ вычисляется выборочное значение статистики критерия согласия χ^2 в соответствии с выражением вида [6]

$$\chi_{набл}^2 = n \sum_{j=1}^a \frac{(f(x_j) - p_j)^2}{f(x_j)},$$

где j - номер интервала значений случайной величины $x = \bar{q}$ (шага гистограммы распределения), $j = 1, \dots, 9$, $\chi_{набл}^2$ - выборочное значение статистики критерия согласия χ^2 .

По результатам анализа ТМИ натурального эксперимента для области независимых флуктуаций амплитуд сигнала выборочное значение статистики составляет $\chi_{набл}^2 = 16,5364$. Полученное значение показателя $\chi_{набл}^2$ необходимо сравнить с рассчитанным значением критической точки $\chi_{\alpha,J}^2$. В случае, если значение показателя $\chi_{набл}^2$ не превышает значения критической точки $\chi_{\alpha,J}^2$ ($\chi_{набл}^2 \leq \chi_{\alpha,J}^2$) можно сделать вывод о соответствии теоретической функции распределения эмпирической. Анализ значений показателей $\chi_{набл}^2 = 16,5364$ и $\chi_{\alpha,J}^2 = 16,8$ позволяет сделать вывод о том, что по критерию согласия χ^2 , для выбранного уровня значимости $\alpha = 0,01$ теоретическая функция плотности распределения вероятности случайной величины $x = \bar{q}$ соответствует экспериментальной функции плотности распределения вероятности.

По результатам анализа ТМИ натурального эксперимента для области дружных флуктуаций амплитуд сигнала выборочное значение статистики составляет $\chi_{набл}^2 = 16,6364$. Анализ значений $\chi_{набл}^2 = 16,6364$ и $\chi_{\alpha,J}^2 = 16,8$ позволяет сделать вывод о соответствии теоретической и эмпирической функций плотности вероятности распределения по критерию согласия χ^2 для выбранного уровня значимости $\alpha = 0,01$.

Аналогичные расчеты были проведены и для других статистических моделей сигнала системы передачи ТМИ, полученных на основе анализа ТМИ территориально-распределенных приемных станций. Результаты применения критерия согласия χ^2 показали соответствие теоретических и эмпирических функций плотности вероятности распределений случайной величины.

Выводы

Проведена проверка статистической модели системы передачи ТМИ изделий РКТ при территориально-распределенных приемных станциях. Для проверки соответствия теоретического закона распределения случайной величины $x = \bar{q}$ использованы критерии согласия А.В. Колмогорова [3] и χ^2 для областей независимых и дружных флуктуаций амплитуды сигнала. Показано, что по критерию согласия χ^2 при уровне значимости $\alpha = 0,01$ выборочное значение статистики $\chi^2_{набл}$ для областей независимых и дружных флуктуаций амплитуд сигнала меньше значения критической точки $\chi^2_{\alpha, J}$. Отсюда можно сделать вывод об адекватности статистической модели сигнала системы передачи ТМИ изделий РКТ в виде смеси распределений для областей независимых и дружных флуктуаций амплитуд сигнала.

Библиографический список

1. Кириллов С.Н., Писака П.С. Квазиоптимальный алгоритм объединения телеметрической информации от территориально-распределенных приемных станций // Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. 2017. № 62. С. 104-109.
2. Кириллов С.Н., Писака П.С. Имитационная модель канала связи системы передачи телеметрической информации космических ракет-носителей // 7-я международная научно-техническая конференция «К.Э. Циолковский – 160 лет со дня рождения. Космонавтика, Радиоэлектроника, Геоинформатика»: Тез. докл. Рязань: Рязанский государственный радиотехнический университет, 2017. С. 291-293.
3. Писака П.С. Обоснование модели канала передачи телеметрической информации // Материалы XXII Всероссийской научно-технической конференции студентов, молодых ученых и специалистов «Новые информационные технологии в научных исследованиях». Рязань: Рязанский государственный радиотехнический университет, 2017. С. 118-119.
4. Кассандрова О.Н. Лебедев В.В. Обработка результатов наблюдений: Учебное пособие для вузов. – М.: Наука, 1970 – 300 с.
5. Волошина М.С. Элементы теории оценок и проверки гипотез: метод. указ. – Новокузнецк: Изд. центр СибГИУ, 2014 – 36 с.
6. Дунин-Барковский И.В., Смирнов Н.В. Теория вероятностей и математическая статистика в технике (общая часть) . – М.: Государственное издательство технико-теоретической литературы, 1955 – 557 с.

УДК 621.395.73; ГРНТИ 49.27.01

МЕТОДЫ ЗАЩИТЫ ОТ ИМПУЛЬСНОГО ШУМА В СИСТЕМАХ ПЕРЕДАЧИ XDSL

О.Н. Катков

Академия ФСО России,
Россия, Орёл, onkatkov@mail.ru

Аннотация. В работе проведен анализ методов защиты систем передачи от воздействия импульсных шумов.

Ключевые слова. Методы защиты, технология xDSL, системы передачи, импульсный шум

PROTECTION METHODS AGAINST IMPULSE NOISE IN TRANSMISSION SYSTEMS XDSL

O.N. Katkov

Academy of Federal Guard Service,

Russia, Orel, onkatkov@mail.ru

Abstract. The article describes modern methods of protection from the impact of impulse noise on transmission systems.

Keywords. Protection methods, xDSL technology, transmission systems, impulse noise

Введение

С помощью технологии DSL (Digital Subscriber Line) – цифровой абонентской линии осуществляется высокоскоростная передача информации по витой паре для обеспечения заданной скорости и надежности передачи. Для выполнения заданных требований по качеству передачи необходимо обеспечить защиту от воздействия различных типов помех и шумов, в том числе и от импульсных шумов.

Импульсный шум представляет последовательность энергетических флуктуаций со случайными амплитудами, спектральными и временными характеристиками [1]. Он порождается электромагнитными волнами как искусственного, так и естественного происхождения. Высокий уровень импульсного шума может привести к значительным ошибкам, возможно, даже к необходимости перезапуска модемов.

Для защиты систем передачи на основе xDSL от ошибок вследствие воздействия на них импульсного шума и радиопомех могут быть использованы следующие методы:

1. кодирование - декодирование на основе кодов Рида-Соломона с упреждающей коррекцией ошибок и чередованием (FEC – Forward Error Correction);
2. повторная передача;
3. затухание / повтор кадров;
4. метод отсечения и обнуления (гашения);
5. итерационный метод;
6. метод кодовой коррекции ошибок.

Кодирование - декодирование на основе кодов Рида-Соломона

Воздействие импульсного шума как правило, полностью повреждает множество кодовых комбинаций в затронутом символе [2]. При этом корректирующая способность кода Рида-Соломона обеспечивает недостаточную защиту от повреждения импульсным шумом. Эффективная коррекция и защита от импульсного шума может быть получена путем комбинирования кода Рида-Соломона с перемежением на передаче и соответствующего деперемежения на приеме.

Несмотря на то, что воздействие импульсного шума приводит к повреждению ряда последовательных байтов перемеженного потока, операции перемежения и деперемежения распределяют ошибки пакетов, вызванных импульсным шумом, в нескольких кодовых словах, что позволяет обеспечить заданную вероятность ошибки передачи информации. В случае, если местоположение байтов ошибки заранее известно, то они могут быть исправлены методом очистки Рида-Соломона, которая, теоретически, удваивает защиту от импульсного шума.

В то же время, упреждающая коррекция ошибок и перемежение имеет ряд недостатков. Перемежение вводит дополнительную задержку в поток данных, которая в некоторых случаях может быть неприемлемой. Кроме того, защита от импульсного шума требует фиксированной избыточности по кодовому слову, которая вводится независимо от наличия импульсного шума. Для длинных импульсов при строгих требованиях максимальной задержки

исправляющая способность кода может увеличиваться до 50%, даже если наихудший импульс происходит нечасто.

Защита от импульсного шума на основе кодов Рида-Соломона с упреждающей коррекцией ошибок и перемежением лучше всего подходит для систем передачи с часто возникающими импульсами короткой и средней продолжительности.

Повторная передача

Повторная передача - это механизм, используемый для передачи данных и обеспечивающий надежную связь между передатчиком и приемником. Он может использоваться в системах xDSL для обеспечения правильного приема данных, поврежденных импульсным шумом. Общий принцип схемы повторной передачи представлен в материалах [3], [4]. Переданные данные сохраняются в буфере повторной передачи со стороны передатчика. Запрос на повторную передачу отправляется, если обнаружена ошибка. При повреждении, блок данных помещается в буфер приема. Если ретранслируемый блок данных поступает, пока поврежденный присутствует в буфере приема, то поврежденный блок заменяется. Если ретранслируемый блок данных не приходит вовремя, поврежденные данные подвергаются дополнительной обработке в тракте приема.

Схемы повторной передачи для низкой частоты ошибок являются технически осуществимыми, они эффективны и обеспечивают надежную и производительную передачу xDSL.

Важными параметрами управления для этой технологии являются:

1. Максимальное время задержки.
2. Задержка в оба конца (задержка по запросу от получателя до передатчика).
3. Минимальное время доставки.

Достоинством метода повторной передачи является то, что задержки вносятся только при непосредственном воздействии импульсного шума на передаваемые данные. При отсутствии импульсного шума повторная передача не несет задержек и не изменяет скорость передачи данных.

Одним из недостатков повторной передачи является присутствие джиттера скорости передачи данных. Это означает, что поток входящих данных прерывается всякий раз, когда пакет необходимо повторно передать, чтобы исправить пакет, который был неправильно принят с первой попытки. Кроме того, максимальная скорость передачи данных, которая может быть достигнута системой, зависит от размера буферов передачи и приема (или, наоборот, максимальная скорость передачи данных будет определять необходимый минимальный размер буфера).

Затухание / повтор кадров

Метод затухание / повтор кадров используется для уменьшения величины ошибки, вызванной повторяющимся импульсным шумом. В рамках затухания нет передачи данных в течение периода импульса [5, 6], как в методе повторения кадров [7], кадр повторяется немедленно, если в данный момент действует импульсная помеха. Повторение кадра используется для изоляции перекрытия импульсного импульса между двумя символами. Существует несколько конструктивных соображений, которые должны быть рассмотрены при оценке пригодности схемы, относительно импульсного шума. Так, для умеренных требований по защите от импульсных шумов, лучше использовать наименее сложную схему.

Метод отсечения и обнуления (гашения)

Отсечение или обнуление порогового значения используется для обнаружения импульсного шума в принятом сигнальном векторе перед демодуляцией. Отсечение и обнуление отличаются при обнаружении импульсного шума в принятом сигнальном векторе.

Если обнаружено, что входной образец поврежден импульсным шумом, его величина ограничена в соответствии с заданным порогом или устанавливается на ноль.

Для системы OFDM отсечение и обнуление порога называется заменой. Действие замены использует порог, который находится между обрезкой и обнулением пороговых значений и заменяет искаженные импульсы сигнала на сигналы со средней величиной бесшумного OFDM сигнала.

Итеративный метод

Суть итеративного метода состоит в том, чтобы как можно точнее оценить импульсный шум, а затем вычесть шум из принятого сигнального вектора. Оценка шума может быть выполнена во временной и/или частотной областях. Для хороших итерационных методов свойственно то, что чем больше итераций, тем лучше оценка импульсного шума. При этом существует предел для количества итераций, при котором происходят незначительные улучшения или не происходят вовсе.

Итеративный метод [8], является общим подходом к классу обратимых операторов при конечном числе итераций. Для более широкого класса обратимых и линейных необратимых операторов показана схожесть этого метода к псевдообратному решению [9]. Обратимый оператор может быть нелинейным и/или изменяться во времени.

Итеративный метод может быть использован для восстановления поврежденных образцов при использовании определенного оператора искажения.

Метод кодовой коррекции ошибок

Коды коррекции ошибок используются для исправления ошибок, вызванных воздействием импульсного шума. Большинство исследований по использованию кодов с коррекцией ошибок для борьбы с импульсными шумовыми эффектами в системах многоканальной связи, как правило, используют сверточное кодирование [10, 11], турбокодирование [12, 13] и кодирование низкоплотностными кодами с контролем четности [14, 15] или коды, которые итеративно декодируются [16].

Метод отсечения и/или обнуления и итерационный метод, являются методами предварительной обработки, поскольку они обрабатывают полученные вектора перед работой демодулятора. Кодирование (декодирование) с коррекцией ошибок не является методом предварительной обработки, так как реализован после демодулятора для исправления ошибок, вызванных импульсным шумом. Его можно использовать как отдельно, так и совместно с методами предварительной обработки.

Общепринятой практикой является сочетание трех методов в одной системе для борьбы с импульсными шумами. Явным примером является импульсная схема подавления шума, которая объединила итеративный метод и метод отсечения и обнуления в OFDM. Итерационный метод и метод обнуления [17] используются совместно в OFDM, а метод отсечения [17] и кодирования с исправлением ошибок используются для борьбы с импульсными шумовыми эффектами в системах OFDM.

Выводы

При передаче информации с использованием технологии xDSL к ухудшению качества приводит воздействие множества факторов: характеристики кабеля, перекрестные помехи, радиопомехи, а также импульсный шум. Данная статья описывает различные методы борьбы с импульсным шумом, как наиболее сложным воздействием.

Библиографический список

1. Rahul Garg, Sunita Meena, Hemant Samdani and Patrick Duvaut, Impulse Noise Protection Initiatives in VDSL2 Systems, Conexant Systems Inc, Vol 2008.
2. I. Mann, S. McLaughlin, W. Henkel, R. Kirkby, and T. Kessler, Impulse generation with appropriate amplitude, length, inter-arrival, and spectral characteristics, IEEE Journal on Selected Areas in Communications, vol. 20, pp. 901 – 912, June 2002.
3. Broadcom, Retransmission for DSL PHY layer, San Francisco, CA, December 2006.
4. CD-067, Broadcom, G.vdsl:ADSL: Retransmission mode for DSL, ITU-T SG15/Q4, Denver, CO, September 2006.
5. HA-093, 2 Wire, Frame-Blanking: A Simple and Effective Method of REIN Protection, ITU SG15/Q4 contribution, Huntsville, Alabama, March 2005.
6. Gb-081r1, 2 Wire, VDSL2: REIN, Go away-The return of Frame Blanking, Ghent, Belgium, June 2006.
7. GB-064, Infineon Technologies, VDSL2: Frame Repetition to combat REIN, ITU SG25/Q4 contribution, Ghent, Belgium, June 2006.
8. F. Marvasti, Nonuniform Sampling Theory and Practice. Kluwer Academic / Plenum Publishers, 2001.
9. A. Amini and F. Marvasti, Convergence analysis of an iterative method for the reconstruction of multi-band signals from their uniform and periodic nonuniform samples, to appear in Sampling Theory in Signal and Image Processing (special issue in nonuniform sampling), January 2008.
10. D. H. Saragrad and J. W. Modestino, Errors-and-erasures coding to combat impulse noise on digital subscriber loops, IEEE Transactions on Communications, vol. 38, no. 8, pp. 1145–1155, Aug. 1990.
11. T. Li, W. H. Mow, and M. Siu, Joint erasure marking and viterbi decoding algorithm for unknown impulsive noise channels, IEEE Transactions on Wireless Communications, vol. 7, no. 9, pp. 3407–3416, Sept. 2008.
12. T. Faber, T. Scholand, and P. Jung, Turbo decoding in impulsive noise environments, Electronics letters, vol. 39, no. 14, pp. 1069–1071, July 2003.
13. A. Burnic, A. Hessamian-Alinejad, T. Scholand, T. E. Faber, G. H. Bruck, and P. Jung, Error correction in impulsive noise environments by applying turbo codes, in Proceedings of the 2006 IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, Helsinki, Finland, Sept. 11–14, 2006, pp. 1–5.
14. H. Nakagawa, D. Umehara, S. Denno, and Y. Morihira, A decoding for low density parity check codes over impulsive noise channels, in Proceedings of the 2005 International Symposium on Power Line Communications, Vancouver, Canada, Apr. 6–8, 2005, pp. 85–89.
15. H.-M. Oh, Y.-J. Park, S. Choi, J.-J. Lee, and K.-C. Whang, Mitigation of performance degradation by impulsive noise in LDPC coded OFDM system, in Proceedings of the 2006 IEEE International Symposium on Power Line Communications, Orlando, Florida, USA, Mar. 26–29, 2006, pp. 331–336.
16. C.-H. Yih, Iterative interference cancellation for OFDM signals with blanking nonlinearity in impulsive noise channels, IEEE Signal Processing Letters, vol. 19, no. 3, pp. 147–150, Mar. 2012.
17. D.-F. Tseng, Y. S. Han, W. H. Mow, L.-C. Chang, and A. J. H. Vinck, Robust clipping for OFDM transmissions over memoryless impulsive noise channels, IEEE Communications Letters, vol. 16, no. 7, pp. 1110–1113, July 2012.

УДК 004.3; ГРНТИ 20.53

ОБОСНОВАНИЕ ВЫБОРА ВЫЧИСЛИТЕЛЬНОГО УСТРОЙСТВА ДЛЯ РЕГУЛЯТОРА МАНИПУЛЯТОРА

Е.М. Гайнутдинов

Рязанский государственный радиотехнический университет.

Россия, Рязань, vip.shatlov@mail.ru

Аннотация. В данной работе описан способ выбора вычислительного устройства на основе многокритериального подхода. Выбор производится на основе четырёх критериев. Всего рассмотрено три возможных варианта, среди которых имеются как микроконтроллер, так и микропроцессоры.

Ключевые слова. Вычислительное устройство, многокритериальный подход, ATmega328, BCM2837, AthenaIII.

THE SUBSTANTIATION OF THE SELECTION OF A COMPUTER FOR A MANIPULATOR REGULATOR

E.M. Gainutdinov

Ryazan State Radio Engineering University,

Russia, Ryazan, vip.shatlov@mail.ru

Annotation. In this paper there is described a method of selecting the computing device based on multi-criteria approach. The choice is made on the basis of four criteria. In total, three possible options are considered, among which there are both a microcontroller and microprocessors.

Keywords. A computing device, a multi-criteria approach, ATmega328, BCM2837, AthenaIII

Введение

При проектировании управляемой системы – регулятор манипулятора, одним из важных решений является выбор оптимального вычислительного устройства. Конечная задача такого устройства – способность посылать сигналы на управляемое оборудование и обрабатывать информацию, поступающую с неё.

Весь процесс можно представить в виде совокупности следующих пунктов:

Обосновать показатели качества.

Убрать коррелированные между собой показатели качества.

Проанализировать показатели качества на предмет минимизации/максимизации.

Выбрать весовые коэффициенты α_i и обосновать выбор.

Для объекта сравнения определить значение обобщённого показателя качества. Сравнить системы.

Для решения задачи были выбраны три вычислительных устройства:

- ATmega328 – высокопроизводительный 8-битный микроконтроллер малой мощности на базе AVR RISC, Чаще всего базируется на плате Arduino Uno, которая позволяет удобно работать с микроконтроллером. Объединяет 32КБ ISP flash памяти с возможностями считывания во время записи, 1 КБ EEPROM, 23 универсальных I/O, 32 универсальных регистра, три гибких счётчика/таймера с режимом сравнения, программируемый сторожевой таймер с внутренним генератором и пять режимов энергосбережения[1]. Плюс ко всем достоинствам, этот микроконтроллер имеет очень низкую стоимость.
- BCM2837 – процессор, который чаще всего располагается на плате Raspberry Pi 3 model - B, процессор, который чаще всего располагается на плате Raspberry Pi 3 Model B. Эта плата в свою очередь уже является одноплатным компьютером третьего поколения на основе 64-битного четырёх ядерного ARM v8 Cortex-A. В плату встроено четыре порта USB 2.0, HDMI, выход MIPI, microUSB, mini-jack, слот под карту microSD, которая заменяет встроенную память. Набор интерфейсов позволяет полноценно пользоваться собранной техникой и подключать к ней различные внешние устройства. Частота процессора составляет 1.2 ГГц, используется 4 ядра. Дополняется система видеопроцессором Videocore 4, он изымает ресурсы для работы из оперативной памяти. ОЗУ основана на элементе типа SDRAM. Ее объем – 1 ГБ, чего будет достаточно для работы с несколькими задачами одновременно. Подключение к сети может осуществляться при помощи BL или Wi-Fi [2].
- Athena III – сочетает в себе функциональность одноплатного компьютера с полноценной схемой аналогового и цифрового ввода данных. Обеспечивая потребности любых прикладных задач, расширенный набор портов ввода-вывода включает Gigabit Ethernet, SATA, 4 последовательных порта, порты PS/2 для клавиатуры и мыши и 4 порта USB 2.0. Программируемый (до 2 сек) стороже-

вой таймер защитит в случае программных сбоев. Встроенная шина расширения PC/104 позволяет Athena III работать со всеми модулями ввода-вывода и оцифровки данных как производства Diamond Systems, так и с сотнями плат других производителей. Компактный форм-фактор (106 x 114 мм), несколько больший, чем PC/104, позволяет вместить больше возможностей на одной плате, при этом помещаясь в корпус Pandora [3].

Применение многокритериального подхода

Все три устройства могут в той или иной степени выполнить поставленные задачи, однако чтобы сделать оптимальный выбор необходимо воспользоваться следующими критериями:

- Частота работы устройства – F – влияет на скорость, с которой оно может рассылать управляющие сигналы на периферийное оборудование и обрабатывать информацию, поступающую из вне. Чем выше этот параметр, тем лучше.

- Объем памяти – S – влияет на общее количество данных, с которым устройство может работать и сколько может этих данных хранить. Также память необходима для расположения и работы операционной системы. Этот параметр должен быть как можно выше.

- Количество цифровых вводов/выводов – N – отвечает за количество подключаемых подконтрольных устройств и устройств обмена данными. В работе подразумевается большое количество периферийного оборудования, поэтому чем больше количество вводов/выводов, тем лучше.

- Потребляемая мощность – P – ввиду возможности устройства работать автономно этот параметр должен быть минимальным.

В таблице 1 приведены значения критериев для каждого устройства.

Таблица 1 – Значения критериев

	F, Гц	S, Б	N, б/п	P, Вт
ATMega328	$20 \cdot 10^6$	$32 \cdot 10^3$	23	0,0011
BCM2837	$1.25 \cdot 10^9$	10^9	40	12,5
Athena III	$1.6 \cdot 10^9$	10^9	24	9,35

Для возможности сравнения каждый критерий необходимо нормировать по следующим формулам:

$$ПК_i^* = \frac{ПК_i}{ПК_{i\max}}, \quad ПК_i^* = \left(1 - \frac{ПК_i}{ПК_{i\max}} \right), \quad [4]$$

где ПК – показатель качества i-го устройства.

Результаты нормирования представлены в Таблице 2.

Таблица 2 – Нормированные значения критериев

	F ↓	S ↓	N ↓	P ↓
ATMega328	0,9875	0,999968	0,425	0,000088
BCM2837	0,21875	0	0	1
Athena III	0	0	0,4	0,748

Весовые коэффициенты для нормированных значений были распределены следующим образом:

$\alpha_1 = 0,15$ – частота имеет не очень большую важность, так как любой из этих устройств будет успевать подавать команды на управляемые элементы.

$\alpha_2 = 0,4$ – объем памяти – самый важный критерий, это связано с большими объемами программного кода и буфером вычислений.

$\alpha_3 = 0,15$ – количество цифровых вводов/выводов не обладает особой важностью, так как существуют особые «расширяющие платы», которые позволяют увеличить их количество.

$\alpha_4 = 0,3$ – потребляемая мощность – один из главных критериев, который влияет на автономную работоспособность устройства.

Теперь необходимо объединить нормированные значения в обобщенный показатель качества для каждого устройства по формуле:

$$\sum_{i=1}^n \alpha_i \text{ПК}_i, [4]$$

ATMega328:

$$\sum_{i=1}^4 \alpha_i \text{ПК}_i = (0,15 * 0,9875) + (0,4 * 0,999968) + (0,15 * 0,425) + (0,3 * 0,000088) = 0,611888,$$

BCM2837:

$$\sum_{i=1}^4 \alpha_i \text{ПК}_i = (0,15 * 0,21875) + (0,4 * 0) + (0,15 * 0) + (0,3 * 1) = 0,3328125,$$

Athena III:

$$\sum_{i=1}^4 \alpha_i \text{ПК}_i = (0,15 * 1) + (0,4 * 0,375) + (0,15 * 0,4) + (0,3 * 0,748) = 0,3844.$$

В итоге обобщенные показатели качества для каждого из устройств получились следующими:

- ATMega328 – 0,6118;
- BCM2837 – 0,3328;
- Athena III – 0,3844;

Так как нормировка значений проводилась с точки зрения минимизации, то устройство с наименьшим обобщенным критерием качества оказывается лучше.

Вывод

Таким образом, было произведено сравнение трёх вычислительных устройств разных видов, используя четыре показателя качества: частота работы, объем памяти, количество цифровых вводов/выводов, потребляемая мощность. При сравнении систем с учетом минимизации было получено, что наиболее выгодно выбрать для реализации целей микропроцессор BCM2837. Он сочетает в себе отличную производительность и имеет большое количество цифровых вводов\выводов, хоть и потребляет достаточно большую мощность.

Библиографический список

1. Atmel, "ATmega328/P. Datasheet complete", 2016, с 9-10
2. Farnell and Newark, "RaspberryPi 3 model B datasheet"
3. Diamond Systems Corporation, "Athena III, PC/104 Single Board Computer"
4. В.Д. Ногин, «Принятие решений в многокритериальной среде», Москва, 2002 г

УДК 004.3; ГРНТИ 20.53

ОБОСНОВАНИЕ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНОГО УСТРОЙСТВА ДЛЯ РЕАЛИЗАЦИИ БЛОКА ОБНАРУЖЕНИЯ БЫСТРО ДВИЖУЩИХСЯ ОБЪЕКТОВ НА ФОНЕ ПОДСТИЛАЮЩЕЙ ПОВЕРХНОСТИ

Р.Р. Юсупов

*Рязанский государственный радиотехнический университет,
Российская Федерация, rust995@mail.ru*

Аннотация. В данной работе описано обоснование вычислительного устройства для реализации блока обнаружения быстро движущихся объектов на фоне подстилающей поверхности по показателям качества.

Ключевые слова. Блок, показатели качества, параметры

THE RATIONALE FOR A COMPUTING DEVICE TO IMPLEMENT BLOCK DETECTION OF FAST-MOVING OBJECTS AGAINST THE UNDERLYING SURFACE

R. R. Yusupov

*Ryazan State Radio Engineering University,
Russian Federation, rust995@mail.ru*

Annotation. In this work the substantiation of the computing device for realization of the device of detection of fast-moving objects on the background of the underlying surface on quality indicators is described.

Keywords. device, quality indicators, parameters

Введение

Для реализации блока обнаружения быстро движущихся объектов необходимо выбрать микроконтроллер, который будет вычислять координаты объекта, а также формировать и отправлять команды и донесения во взаимодействующие блоки. Исходя из закона импортозамещения, элементная база блока будет подбираться у отечественных производителей.

Для того, чтобы блок мог решать задачи поставленные перед ним, необходимо выбрать микроконтроллер, который быстро будет выполнять операции, а цена должна быть не очень большой. Исходя из этих требований, оптимальный выбор будет осуществляться по следующим показателям качества:

- Частота работы микроконтроллера;
- Объем ОЗУ;
- Количество цифровых вводов/выводов;
- Стоимость;
- Время для выполнения одного цикла;

Произведём выбор из трёх микроконтроллеров фирмы АО «ПКК Миландр» в качестве примера. Сведем данные показатели качества в табл. 1:

Таблица 1 – Показатели качества сравниваемых микроконтроллеров

Название	F, МГц max	S, Кбайт max	N max	Стоимость, Руб. min	t, нс min
1967BH028	450	3000	576	20500	2.2
K1986BE1QI	144	48	132	16700	14
1967BH044	200	1500	256	22100	2

Нормировка

Проанализируем показатели качества на предмет минимизации/максимизации.

Частота работы микроконтроллера характеризует производительность подсистемы, то есть количество выполняемых операций в секунду.

Говоря о частоте, надо понимать, что указанная является рабочей частотой ядра микроконтроллера (той части, которая выполняет основные вычисления), при максимальной загрузке.

ОЗУ определяет сложность используемых алгоритмов и возможность их модифицирования, поэтому важно увеличивать объем памяти.

Стоимость – не менее важный фактор, который определяет бюджет, его следует минимизировать.

Время для выполнения одного цикла – это параметр, который указывает на скорость выполнения операций, чем меньше он, тем больше вычислений будет сделано.

Произведем нормировку по следующим формулам:

Максимизация показателей качества производится по формуле 1.

$$ПК_i^* = \frac{ПК_i}{ПК_i \max} ; \quad (1)$$

Максимизируются: частота работы микроконтроллера, объем ОЗУ, количество цифровых вводов/выводов.

Минимизация показателей качества производится по формуле 2.

$$ПК_i^* = \left(1 - \frac{ПК_i}{ПК_i \max} \right) . \quad (2)$$

Минимизируется и преобразуется в максимум: стоимость, время для выполнения одного цикла.

В таблице 2 приведены нормированные показатели качества:

Таблица 2 – Нормированные показатели качества

Название	F, МГц max	S, Кбайт max	N max	Стоимость, Руб. min	t, нс min
1967BH028	1	1	1	0.08	0.945
K1986BE1QI	0.33	0.016	0.23	0.25	0.65
1967BH044	0.44	0.5	0.44	0	0.95

Выбор весовых коэффициентов

Чем больше частота работы микроконтроллера, тем больше операций выполнятся, что является важным при обнаружении быстро движущихся объектов.

ОЗУ определяет сложность используемых алгоритмов, а так же дает возможность их модификации, что предполагается в исследовательской работе, поэтому этот показатель качества так же важен.

Стоимость исходит из требуемых параметров микроконтроллера, для поставленных задач имеет низкое значение.

Время для выполнения одного цикла важный параметр, который указывает на скорость выполнения операций, ведь за короткий промежуток времени необходимо сделать огромное количество операций, чтобы блок мог выполнять поставленные перед ним задачи, а для обнаружения быстро движущихся объектов это чрезвычайно важно

Расставим весовые коэффициенты следующим образом:

- Частота работы микроконтроллера – 0.25;
- Объем ОЗУ – 0.2;
- Количество цифровых вводов/выводов – 0.2;
- Стоимость – 0.1;
- Время для выполнения одного цикла – 0.25;

Сравнение микроконтроллеров

Использование обобщенного показателя качества позволяет сравнить рассматриваемые системы, в данном случае – высокопроизводительные микроконтроллеры. Этот метод применяют в тех случаях, когда наиболее целесообразно оценивать качество сложных изделий только одним числом, что серьезно упрощает выбор необходимого для работы устройства. Необходимость объединения совокупности единичных показателей с целью получения одного комплексного определяется чисто практическими задачами.

$$ПК_{\Sigma} = \sum_{i=1}^n \alpha_i ПК_i, \quad (3)$$

где α_i – весовые коэффициенты, $ПК_i$ – показатели качества.

Таблица 3 – Нормированные показатели качества

Название	F, МГц max	S, Кбайт max	N max	Стоимость, Руб. min	t, нс min
1967ВН028	1	1	1	0.08	0.945
K1986BE1QI	0.33	0.016	0.23	0.25	0.65
1967ВН044	0.44	0.5	0.44	0	0.95
α	0.25	0.2	0.2	0.1	0.25

$$\text{1967BH028:}$$

$$\sum_{i=1}^4 \alpha_i \text{ПК}_i = (0.25 * 1) + (0.2 * 1) + (0.2 * 1) + (0.08 * 0.1) + (0.25 * 0.945) = 0.89$$

$$\text{K1986BE1QI:}$$

$$\sum_{i=1}^4 \alpha_i \text{ПК}_i = (0.25 * 0.33) + (0.2 * 0.016) + (0.2 * 0.23) + (0.25 * 0.1) + (0.25 * 0.65) = 0.2192$$

$$\text{1967BH044:}$$

$$\sum_{i=1}^4 \alpha_i \text{ПК}_i = (0.25 * 0.44) + (0.2 * 0.5) + (0.2 * 0.44) + (0.25 * 0.95) = 0.4355$$

Вывод

На основе данного метода можно сравнивать вычислительные устройства по показателям качества: частота работы микроконтроллера, ОЗУ, количество цифровых входов/выводов, стоимость, время для выполнения одного цикла. Исходя из значений полученных из расчётов по формулам приведённых выше, можно сделать вывод о том, какой микроконтроллер наиболее выгодно использовать, в примере это микроконтроллер 1967BH028. Также выбор его должен основываться на том, чтобы данное устройство могло выполнять поставленные перед ним задачи не на пределе своих возможностей, а чтобы был какой-то запас возможностей, для дальнейших доработок систем, которых будет использоваться данный микроконтроллер.

Библиографический список

1. В.Д. Ногин, «Принятие решений в многокритериальной среде», Москва, 2002 г
2. Дубов Ю.А. Многокритериальные модели формирования и выбора вариантов систем / Ю.А. Дубов, С.И. Травкин, В.Н. Якимец. М.: Наука, 1986 г.
3. Кини Р.Л. Принятие решений при многих критериях: предпочтения и замещения / Р.Л. Кини, Х. Райфа. М.: Радио и связь, 1981 г.
4. Milandr, "K1986BE1QI /Datasheet"
5. Milandr, "1967BH028/Datasheet"
6. Milandr, "1967BH044/Datasheet"

СОДЕРЖАНИЕ

ИНФОРМАЦИЯ О МЕЖДУНАРОДНОМ ФОРУМЕ «СОВРЕМЕННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ В НАУКЕ И ОБРАЗОВАНИИ» СТНО-2018».....	3
МЕЖДУНАРОДНАЯ НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКАЯ КОНФЕРЕНЦИЯ «СОВРЕМЕННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ В НАУКЕ И ОБРАЗОВАНИИ. РАДИОТЕХНИКА И ЭЛЕКТРОНИКА».....	5
Секция «РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ И УСТРОЙСТВА».....	5
Клочко В.К., Нгуен К.Х.	
Модель стереопары и совмещение изображений объектов в системах тепло- и радиовидения.....	5
Кельн Э.Э., Кошелев В.И., Логинов Д.С.	
Цифровое приёмное устройство на базе ПЛИС.....	11
Колупаева А.С.	
Передача данных в ММО-системе. Способы кодирования.....	19
Самойлов А.Г., Куракова Т.П., Массонжи Л.Д.	
Моделирование замираний сигналов миллиметрового диапазона волн.....	22
Столяров А.А.	
Помехозащищенность многочастотных РЛС.....	26
Набатчиков В.Ю.	
Исследование влияния параметров наземной РЛС на обнаружение сигнала для обеспечения заданного уровня ложной тревоги.....	30
Потапов А.А.	
Фрактальная радиоэлектроника	36
Матвеев И.С., Самойлов В.С., Самойлов С.А., Таланов Я.Д.	
Аппаратно-программный комплекс разработчика цифровых устройств.....	48
Бугаев Ю.Н., Иванов В.А., Филатов В.Л.	
Устранение неоднозначности фазовых измерений методом подобия траекторий.....	52
Ибрагимов А.	
Адаптивные режекторные фильтры.....	58
Кожин П.Е.	
Анализ использования когерентных и некогерентных последовательностей радиоимпульсов как способ устранения неоднозначностей при одновременном измерении дальности и скорости метеобъектов в доплеровских метеорологических РЛС....	62
Недвигина И.Ш.	
Моделирование работы смесителя радиолокационного приемника.....	65
Зверев Е.Г., Васильев Е.В.	
Разработка прецизионного детектора амплитуды для аналитической техники.....	69
Адамов Т.Н., Васильев И.В., Козин И.Д., Проценко В.А., Федulina И.Н.	
Возможности использования РЛС П-18М для обнаружения морских целей.....	72
Камердинеров В.В., Паршин А.Ю.	
Обнаружение протяженных объектов на радиолокационных изображениях с использованием методов текстурной обработки.....	76

Гудков С.М.

Оценки пространственных координат объектов в многопозиционной радиометрической системе..... 80

Алехин В.И., Паршин А.Ю.

Исследование параметров канала связи между устройствами в диапазоне 2,2-2,5 ГГц в закрытых помещениях..... 84

Ксендзов А.В., Дунцев Р.В.

Предсказание состояния объекта на сфере в Калмановском фильтре..... 89

Батищев А.

Моделирование системы передачи видеоизображения с беспилотных наземных транспортных средств..... 94

Быков Е.М.

Математическая модель фазового моноимпульсного пеленгатора с учетом погодных условий..... 99

Давыдов С.А., Зоркин В.С.

Установка измерения разностной частоты в Зеemanовских активных элементах..... 104

Секция «ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ И УСТРОЙСТВА»..... 108**К.А. Батенков**

Анализ устойчивости типовых структур сетей связи на основе линейного функционала связности 108

Корольков Д.А.

Влияние помехи в виде пуассоновского потока на помехоустойчивость оптимального решающего устройства..... 113

Шустиков О., Кулагин Д., Епишкина М.

Лабораторный комплекс для оптимизации параметров в интерфейсах стандарта GSM..... 117

Игнатов И.

Проектирование бортовой антенны в качестве невыступающего излучателя..... 123

Ломов И.Р.

Выбор оптимальных вейвлетов для сжатия изображений при передаче по МТКС..... 129

Золотарев Г.

Проектирование ЦРПЛ с помощью программного комплекса profedit + DRRL..... 133

Светиков С.

Разработка алгоритма сжатия цифровых изображений..... 137

Байе Л.Д.

Использование метода «OKUMURA-HATA» для определения количества базовых станций сети LTE..... 141

Лукьянов Д.И., Михайлова А.С.

Определение оптимального метода оценки речевых сигналов..... 144

Кириллов С.Н., Михайлов А.С.

Улучшение качества видеоизображения методом попиксельного слияния с ИК-изображением..... 148

Чекренёва А.С.

Исследование субъективной оценки качества речевых сигналов в сложной акустической обстановке..... 151

Расходчикова Л.

Сегментация речевого сигнала..... 154

Благонадеждин В.В., Звездочкин А.В., Егоров А.В.

Сравнение методов додетекторного объединения ветвей при разнесенном приеме..... 157

Дмитриев В.Т., Степина А.В.

Разработка методики построения сетей IP-телефонии на основе представления Хургина – Яковлева..... 161

Егоров А.В., Нуйкина А.Е.

Компенсация помех при приёме сигналов от систем спутниковой связи, расположенных на ГСО..... 164

Тришин А., Буряков А.

Совершенствование системы обмена данными специального назначения..... 168

Ворогушин В.

Разработка алгоритма подавления акустических помех..... 172

Дмитриев В.Т., Филипенко О.С.

Анализ ошибки восстановления речевых сигналов при использовании различных вейвлет-пакетных разложений..... 176

Дмитриев В.Т., Балашова Н.Ю.

Разработка методики проектирования сетей IP-телефонии..... 179

Покровский П.С.

Двухканальный алгоритм обработки радиосигналов с управляемой связью между синфазной и квадратурной составляющими 182

Кириллов С.Н., Аронов Л.В.

Моделирование переноса излучения в подводном открытом оптическом канале передачи информации методом Монте-карло..... 187

Кириллов С.Н., Косткин И.В., Елютин А.В.

Алгоритм устранения эффекта дрожания камеры в видеопоследовательности..... 193

Лисничук А.А.

Обобщенная процедура многокритериального синтеза радиосигналов для адаптации систем передачи информации к действующей помеховой обстановке..... 197

Беликов В.А.

Выбор оптимального метода кодирования речевой информации на основе многокритериального синтеза..... 202

Илюшин М., Стремоухов М., Литвин П.

К вопросу об эффективном сжатии речевого сигнала..... 205

Сконников П., Покровский П.

Процедура выделения контуров объекта на изображении для распознавания в системах технического зрения мобильных роботизированных платформ..... 209

Лукашин И.В.

Процедура обработки многоблочного символа преамбулы на основе дробного преобразования Фурье в интересах оценки временного рассогласования..... 214

Писака П.С.

Обоснование статистической модели сигнала системы передачи телеметрической информации с применением критериев согласия.....218

Катков О.Н.

Методы защиты от импульсного шума в системах передачи XDSL..... 222

Гайнутдинов Е.М.

Обоснование выбора вычислительного устройства для регулятора манипулятора.....226

Юсупов Р.Р.

Обоснование вычислительного устройства для реализации блока обнаружения быстро движущихся объектов на фоне подстилающей поверхности.....230

СОВРЕМЕННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ В НАУКЕ И ОБРАЗОВАНИИ

Научное издание

В 10 томах

Том 1

Под общей редакцией О.В. Миловзорова.

Подписано в печать 15.06.18. Формат 60х84 1/8.

Бумага офсетная. Печать офсетная.

Гарнитура «Times New Roman».

Усл. печ. л. 14,874.

Тираж 100 экз. Заказ № 3334.

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