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
ИМЕНИ В.Ф. УТКИНА

СОВРЕМЕННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ В НАУКЕ И ОБРАЗОВАНИИ

СТНО-2020

III МЕЖДУНАРОДНЫЙ НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКИЙ ФОРУМ

Сборник трудов

Том 1

Рязань
Book Jet
2020

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

Современные технологии в науке и образовании – СТНО-2020 [текст]: сб. тр. III междунар. науч.-техн. форума: в 10 т. Т.1./ под общ. ред. О.В. Миловзорова. – Рязань: Рязан. гос. радиотехн. ун-т, 2020; Рязань. –208 с.,: ил.

Сборник включает труды участников III Международного научно-технического форума «Современные технологии в науке и образовании» СТНО-2020.

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 предприятими и персоналом, менеджмента, а также вопросы гуманитарной сферы.

Авторская позиция и стилистические особенности сохранены.

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

ISBN 978-5-7722-0301-9

© Рязанский государственный радиотехнический университет, 2020
© Издательство «Book Jet», макет, 2020

ИНФОРМАЦИЯ О III МЕЖДУНАРОДНОМ ФОРУМЕ «СОВРЕМЕННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ В НАУКЕ И ОБРАЗОВАНИИ» СТНО-2020

III Международный научно-технический форум «Современные технологии в науке и образовании» СТНО-2020 состоялся 04.03.2020-06.03.2020 в г. Рязань в Рязанском государственном радиотехническом университете имени В.Ф. Уткина.

В рамках форума «Современные технологии в науке и образовании» СТНО-2020 состоялась работа четырех Международных научно-технических конференций:

«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 наноэлектроника;
- Микроволновая, оптическая и квантовая электроника;
- 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. Стандартизация и управление качеством;
- Информационные системы и технологии;

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

- Современные технологии государственного и муниципального управления;
- Экономика, 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 и гуманитарная подготовка студентов;
- Методы преподавания и организация учебного процесса в вузе;
- Физико-математическая подготовка студентов;
- Технологии обучения и воспитания на военной кафедре.

Организационный комитет Форума:

Чиркин М.В., ректор, д.ф.-м.н., проф. – председатель

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

Бухенский К.В., зав. кафедрой высшей математики, к.ф.-м.н., доц. – зам. председателя;

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

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

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

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

члены оргкомитета:

Авилкина С.В., доцент кафедры государственного, муниципального и корпоративного управления, к.п.н., доц.;

Алпатов Б.А., профессор кафедры автоматики и информационных технологий в управлении, д.т.н., проф.;

Бабаян П.В., проректор по учебной работе, зав. кафедрой автоматики и информационных технологий в управлении, к.т.н., доц.;

Витязев В.В., зав. кафедрой телекоммуникаций и основ радиотехники, д.т.н., проф.;

Евдокимова Е.Н., зав. кафедрой экономики, менеджмента и организации производства, д.э.н., проф.;

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

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

Животягин Д.А. нач. кафедры связи военного учебного центра, полковник;

Жулев В.И., зав. кафедрой информационно-измерительной и биомедицинской техники, д.т.н., проф.;

Кириллов С.Н., зав. кафедрой радиоуправления и связи, д.т.н., проф.;

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

Клочко В.К., профессор кафедры автоматики и информационных технологий в управлении, д.т.н., проф.;

Коваленко В.В., зав. кафедрой химической технологии, к.т.н., доц.;

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

Костров Б.В., зав. кафедрой электронных вычислительных машин, д.т.н., проф.;

Кошелев В.И., зав. кафедрой радиотехнических систем, д.т.н., проф.;

Куприна О.Г., доцент кафедры иностранных языков, к.филол.н., доц.;

Круглов С.А., зав. кафедрой промышленной электроники, к.т.н., доц.;

Лукьянова Г.С., доцент кафедры высшей математики, к.ф.-м.н., доц.;

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

Овечкин Г.В., зав. кафедрой вычислительной и прикладной математики, д.т.н., проф.;

Паршин Ю.Н., зав. кафедрой радиотехнических устройств, д.т.н., проф.;

Перфильев С.В., зав. кафедрой государственного, муниципального и корпоративного управления, д.э.н., проф.;

Пржегорлинский В.Н., зав. кафедрой информационной безопасности, к.т.н., доц.;

Пылькин А.Н., профессор кафедры вычислительной и прикладной математики, д.т.н., проф.;

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

Серебряков А.Е., зам. зав. кафедрой электронных приборов, к.т.н.;

Соколов А.С., зав. кафедрой истории, философии и права, д.и.н;

Таганов А.И., зав. кафедрой космических технологий, д.т.н., проф.;

Токарь А.Д., нач. кафедры ВКС военного учебного центра, полковник;

Холомина Т.А., зав. кафедрой микро- и наноэлектроники, д.ф.-м.н., проф.;

Холопов С.И., декан ф-та автоматики и информационных технологий в управлении, зав. кафедрой автоматизированных систем управления, к.т.н., доц.;

Чеглакова С.Г., зав. кафедрой экономической безопасности, анализа и учета, д.э.н., проф.

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

СЕКЦИЯ «РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ И УСТРОЙСТВА»

УДК 621.396.96; ГРНТИ 50.41.25

ЭФФЕКТИВНОСТЬ СИСТЕМ СДЦ С НЕКОГЕРЕНТНЫМ НАКОПЛЕНИЕМ ПРИ ПРИЕМЕ КОРОТКОЙ ПАЧКИ ИМПУЛЬСОВ

В.А. Иванов
ФГБОУ ВО «Национальный исследовательский университет «МЭИ»
Россия, Москва, iva1941@rambler.ru

Аннотация. Выполнен анализ эффективности систем СДЦ с некогерентным накоплением в диапазоне скоростей цели при обработке пачки небольшого числа импульсов. Проведено сравнение с алгоритмом обработки, оптимальном при неизвестной несущей частоте.
Ключевые слова: СДЦ, коррелированная помеха, характеристики обнаружения.

EFFICIENCY OF MTS SYSTEMS WITH INCOHERENT ACCUMULATION WHEN RECEIVING A SHORT BURST OF PULSES

V.A. Ivanov
National research University «Moscow Power Engineering Institute»
Russia, Moscow, iva1941@rambler.ru

Abstract. The analysis of the efficiency of moving target selection (MTS) systems with incoherent accumulation in the target speed range when processing bundles with a small number of pulses is performed. A comparison with the optimal processing algorithm at an unknown carrier frequency is made.
Keywords: MTS, correlated clutter, detection characteristics.

1. Введение

При разработке систем селекции движущихся целей (СДЦ) имеет место задача обнаружения короткой пачки из n когерентных импульсов на фоне пассивных помех [1, 2].

Выходной результат для систем междупериодной обработки нормальных случайных выборок $\dot{y}_k (M\{\dot{y}\} = 0)$ аддитивной смеси полезного сигнала $\dot{s}_k$ и помехи $\dot{N}_k$, сделанных в моменты времени $t_1,\ldots,t_k,\ldots,t_n$ на выходе системы внутрипериодной обработки, можно представить в виде квадратичной формы [3]:

$$z = \sum_{k=1}^{n}\sum_{l=1}^{n} \mathrm{Q}_{kl}\dot{y}_k\dot{y}_l^* \qquad (1)$$

где Q_{kl} – элементы матрицы обработки ||Q||.

Как показано в [4], при обнаружении нормального сигнала с неизвестным доплеровским сдвигом частоты на фоне коррелированных помех оптимальный сигнал, который сравнивается с порогом, имеет квадратичную форму (1) с матрицей обработки ||Q||, обратной корреляционной матрице $||\mathrm{R}^{\mathrm{П}}||$ помехи: $||\mathrm{Q}||=||\mathrm{R}^{\mathrm{П}}||^{-1}=||\mathrm{W}||$.

С учетом представления элементов матрицы ||W|| в виде

$$\mathrm{W}_{kl} = \sum_{j=1}^{n} \lambda_j v_{jk} v_{jl}\,, \qquad (2)$$

где λ_j и $\mathbf{v}_j$ – собственные значения и собственные вектора матрицы ||W||, оптимальная обработка может быть представлена в виде многоканальной схемы, выполняющей операцию:

$$z = \sum_{j=1}^{n} \lambda_j \left| \sum_{i=1}^{n} v_{ji} \dot{y}_i \right|^2 \tag{3}$$

Из соотношения (3) следует, что оптимальная обработка сигнала $\dot{\mathbf{y}}$ должна состоять в линейной фильтрации с весовыми функциями $\mathbf{v}_j$ (n каналов), вычислении мощности выходных сигналов линейных фильтров и последующем суммировании результатов с весовыми коэффициентами λ_j.

Соотношение (3) допускает и другие представления операции оптимальной обработки

$$z = \sum_{j=1}^{n} \lambda_j \left[\left(\sum_{i=1}^{n} v_{ji} R_i \right)^2 + \left(\sum_{i=1}^{n} v_{ji} J_i \right)^2 \right] = \sum_{k=1}^{n} \sum_{l=1}^{n} \mathrm{W}_{kl} (R_k R_l + J_k J_l) = \sum_{k=1}^{n} \left[\left(\sum_{l=1}^{n} b_{kl} R_l \right)^2 + \left(\sum_{i=1}^{n} b_{kl} J_l \right)^2 \right] \tag{4}$$

Здесь $R_i = \mathrm{Re}\{ \dot{y}_i \}$;

$J_i = \mathrm{Im}\{ \dot{y}_i \}$;

b_{kl} – элементы любой матрицы ||b||, удовлетворяющей условию $\sum_{i=1}^{n} b_{ik} b_{il} = \mathrm{W}_{kl}$.

Матрица ||W|| всегда допускает разложение на две треугольные матрицы.

Для сокращения вычислительных затрат обработку пачки из n импульсов разделяют на два этапа, на первом из которых выполняется когерентное режектирование помехи для группы из m импульсов ($m<n$), а на втором – некогерентное накопление квадратов огибающих результатов режектирования [5, 6]. Если режектирование выполняется нерекурсивным фильтром с весовыми коэффициентами $a_1,\ldots,a_m$ в «скользящем окне», то при равновесном накоплении $n–m+1$ результатов фильтрации элементы матрицы обработки в (1) имеют вид:

$$\mathrm{Q}_{kl} = \begin{cases} \sum_{i=0}^{n-m} a_{k-i} a_{l-i} & \text{при} \quad 1 \le k-i,\ l-i \le m, \\ 0 & \text{при} \quad 1 > k-i,\ l-i > m. \end{cases}$$

При использовании в качестве режекторного фильтра (m–1)-кратного чересперiодного компенсатора (ЧПК) с весовыми коэффициентами $a_i = (-1)^{i-1} C_{m-1}^{i-1}$, где C_{m-1}^{i-1} – сочетание из (m-1) элементов по (i-1), элементы матрицы обработки записываются следующим образом:

$$\mathrm{Q}_{kl} = \begin{cases} \sum_{i=0}^{n-m} (-1)^{k+l} C_{m-1}^{k-i-1} C_{m-1}^{l-i-1} & \text{при} \quad 0 \le k-i,\ l-i \le m-1, \\ 0 & \text{при} \quad 0 > k-i,\ l-i > m-1. \end{cases} \tag{5}$$

Для ЧПК максимальной кратности ($m = n$):

$$\mathrm{Q}_{kl} = (-1)^{k+l} C_{n-1}^{k-1} C_{n-1}^{l-1}. \tag{6}$$

Оценка эффективности систем СДЦ может быть получена из рассмотрения характеристик обнаружения, которые строятся как зависимость вероятности правильного обнаружения D от отношения сигнал/(помеха+шум) q^2 при фиксированном значении вероятности

ложной тревоги F. При этом расчеты обычно выполняются для крайних значений скорости цели – оптимальной ($\varphi=\pm(2k\text{-}1)\pi$, $k=0,1,2,\ldots$) и «слепой» ($\varphi=\pm 2k\pi$) [5, 6]. Однако, построение характеристик обнаружения в координатах $D(q^2)$ для крайних значений скорости цели не дает представления об эффективности системы СДЦ в диапазоне скоростей.

Целью настоящей работы является анализ помехоустойчивости рассмотренных систем СДЦ в диапазоне скоростей цели и определение условий наблюдения, при которых эти системы эффективны при приеме короткой пачки импульсов.

2. Расчетные соотношения

Будем использовать методику точного расчета характеристик обнаружения (метод собственных значений), согласно которой вероятность превышения порога z_0 сигналом (1) определяется выражением [7]:

$$P=\sum_{k=1}^{M}\frac{1}{(\mu_k-1)!}\frac{\mathrm{d}^{\mu_k-1}}{\mathrm{d}\,\lambda_k^{\mu_k-1}}\left\{\lambda_k^{\mu_k-1}\,\mathrm{e}^{-\frac{z_0}{\lambda_k}}\prod_{\substack{l=1\\ l\neq k}}^{M}\left(1-\frac{\lambda_l}{\lambda_k}\right)^{-\mu_l}\right\} \tag{7}$$

где $M\le n$ – число различных собственных значений λ_i определяющей матрицы $\|\Lambda\|$, равной произведению матрицы обработки $\|Q\|$ и корреляционной матрицы обрабатываемой последовательности

$$\|\Lambda\|=\begin{cases}\|Q\|\|R^{\Pi}\| & \text{- в отсутствие сигнала,}\\ \|Q\|[\|R^{\Pi}\|+q^2\|R^{S}\|] & \text{- при наличии сигнала;}\end{cases} \tag{8}$$

μ_k и μ_l – кратность собственных значений λ_k и λ_l соответственно;

$q^2=\sigma_s^2/\sigma^2$ – отношение дисперсии отсчетов сигнала σ_s^2 к дисперсии отсчетов суммарной помехи $\sigma^2=\sigma_c^2+\sigma_п^2$, которое определяется, исходя из внутрипериодной обработки;

$\|R^S\|$ – корреляционная матрица сигнала.

Из (7) следуют формулы расчета вероятности превышения порога для случаев, когда все собственные значения определяющей матрицы, не равные нулю, различны ($\mu_k=\mu_l=1$) [3]

$$P=\sum_{k=1}^{n}\mathrm{e}^{-\frac{z_0}{\lambda_k}}\prod_{\substack{l=1\\ l\neq k}}^{n}\left(1-\frac{\lambda_l}{\lambda_k}\right)^{-1} \tag{9}$$

и когда все собственные значения кратные ($\mu_k=\mu_l=n$, $\lambda_k=\lambda_l=\lambda$):

$$P=\mathrm{e}^{-\frac{z_0}{\lambda}}\sum_{k=0}^{n-1}\frac{1}{k!}\left(\frac{z_0}{\lambda}\right). \tag{10}$$

Изложенная методика расчета характеристик обнаружения позволяет провести анализ эффективности оптимального алгоритма (3), алгоритмов ЧПК различной кратности ($2\le m<n$) с некогерентным накоплением и ЧПК максимальной кратности ($m=n$).

Анализ выполнен для случая, когда сигнал представляет собой пачку дружно флуктуирующих импульсов с элементами корреляционной матрицы:

$$R^{S}_{kl}=q^2\exp\{i(\varphi_k-\varphi_l)\}, \tag{11}$$

где φ_k, φ_l – фаза k, l-го импульсов.

Можно показать [7], что при использовании в качестве матрицы обработки $\|Q\|$, обратной корреляционной матрицы суммарной помехи $\|R^{П}\|^{-1} = \|W\|$ с нормировкой $R^{П}_{kk} = 1$, собственные значения определяющей матрицы $\|\Lambda\|$ равны:

$$\lambda_1 = \lambda_2 = ... = \lambda_n = 1 \quad \text{– в отсутствие сигнала,} \qquad (12)$$

$$\lambda_1 = \lambda_3 = ... = \lambda_n = 1, \quad \lambda_2 = 1 + q^2 \sum_{k=1}^{n} \sum_{l=1}^{n} W_{kl} \cos(\varphi_k - \varphi_l) \quad \text{– при наличии сигнала.} \qquad (13)$$

Воспользовавшись выражениями (10) и (7), можно получить формулы для расчета вероятности ложной тревоги F и правильного обнаружения D:

$$F = \exp(-z_0) \sum_{k=0}^{n-1} \frac{1}{k!} z_0^k , \qquad (14)$$

$$D = \frac{1}{(n-2)!} \frac{d^{n-2}}{d\lambda_1^{n-2}} \left[\frac{\lambda_1^{n-1}}{\lambda_1 - \lambda_2} e^{-\frac{z_0}{\lambda_1}} \right] + \left(\frac{\lambda_2}{\lambda_2 - \lambda_1} \right)^{n-1} e^{-\frac{z_0}{\lambda_2}} . \qquad (15)$$

В (14) учтено соотношение (12), а λ_1, λ_2 в (15) берутся из (13). Формулы для расчета вероятности правильного обнаружения D для числа импульсов $2 \le n \le 6$ приведены в табл.1.

Таблица 1

	Вероятность правильного обнаружения, D
	$(1/(1-\lambda_2)e^{-z_0} + \lambda_2/(\lambda_2 - 1)e^{-\frac{z_0}{\lambda_2}}$
	$\left[(2+z_0)/(1-\lambda_2) - 1/(1-\lambda_2)^2\right] e^{-z_0} + \left(\lambda_2/(\lambda_2-1)\right)^2 e^{-\frac{z_0}{\lambda_2}}$
	$\left[(6+4z_0+z_0^2)/(2(1-\lambda_2)) - (3+z_0)/(1-\lambda_2)^2 + 1/(1-\lambda_2)^3\right] e^{-z_0} + \left(\lambda_2/\lambda_2 - 1\right)^3 e^{-\frac{z_0}{\lambda_2}}$
	$\left[\frac{24+18z_0+6z_0^2+z_0^3}{6(1-\lambda_2)} - \frac{12+6z_0+z_0^2}{2(1-\lambda_2)^2} + \frac{4+z_0}{(1-\lambda_2)^3} - \frac{1}{(1-\lambda_2)^4}\right] e^{-z_0} + \left(\frac{\lambda_2}{\lambda_2-1}\right)^4 e^{-\frac{z_0}{\lambda_2}}$
	$\left[\frac{120+96z_0+36z_0^2+8z_0^3+z_0^4}{24(1-\lambda_2)} - \frac{60+36z_0+9z_0^2+z_0^3}{6(1-\lambda_2)^2} + \frac{20+8z_0+z_0^2}{2(1-\lambda_2)^3} - \frac{5+z_0}{(1-\lambda_2)^4} + \frac{1}{(1-\lambda_2)^5}\right] e^{-z_0} +$ $+ \left(\lambda_2/(\lambda_2-1)\right)^5 e^{-\frac{z_0}{\lambda_2}}$

При использовании (m-1)-кратной компенсации помехи с некогерентным накоплением непосредственным расчетом (при n>4 – с использованием ЭВМ) можно убедиться, что (m-1) собственных значений определяющей матрицы $\lambda_1,\ldots_{m-1}=0$ при наличии и в отсутствие сигнала, а $\lambda_{m,\ldots,n}$ являются различными положительными числами, что позволяет при расчете этого вида междупериодной обработки использовать для расчета D и F формулу (9).

Для ЧПК-(n-1) с матрицей обработки (6) собственные значения матрицы (8) равны [3]:

$$\lambda_1 = \sum_{k=1}^{n} \sum_{l=1}^{n} Q_{kl} R_{kl}; \quad \lambda_i = 0, \, i \ne 1 \quad \text{– в отсутствие сигнала,} \qquad (16)$$

$$\lambda_1 = \sum_{k=1}^{n}\sum_{l=1}^{n} \mathrm{Q}_{kl}\mathrm{R}_{kl} + q^2 \sum_{k=1}^{n}\sum_{l=1}^{n} \mathrm{Q}_{kl}\cos(\varphi_k - \varphi_l), \quad \lambda_i = 0,\ i \neq 1 \text{ – при наличии сигнала,} \qquad (17)$$

а выражение для расчета характеристик обнаружения имеет вид:

$$D = F^{\left(1+q^2\left(\sum_{k=1}^{n}\sum_{l=1}^{n}\mathrm{Q}_{kl}R_{kl}\right)^{-1}\sum_{k=1}^{n}\sum_{l=1}^{n}\mathrm{Q}_{kl}\cos(\varphi_k-\varphi_l)\right)^{-1}}. \qquad (18)$$

3. Результаты расчета

Результаты расчета для периодической последовательности из $n = 5$ импульсов представлены на рис. 1. Характеристики построены как зависимость вероятности правильного обнаружения D от нормированной скорости цели fT.

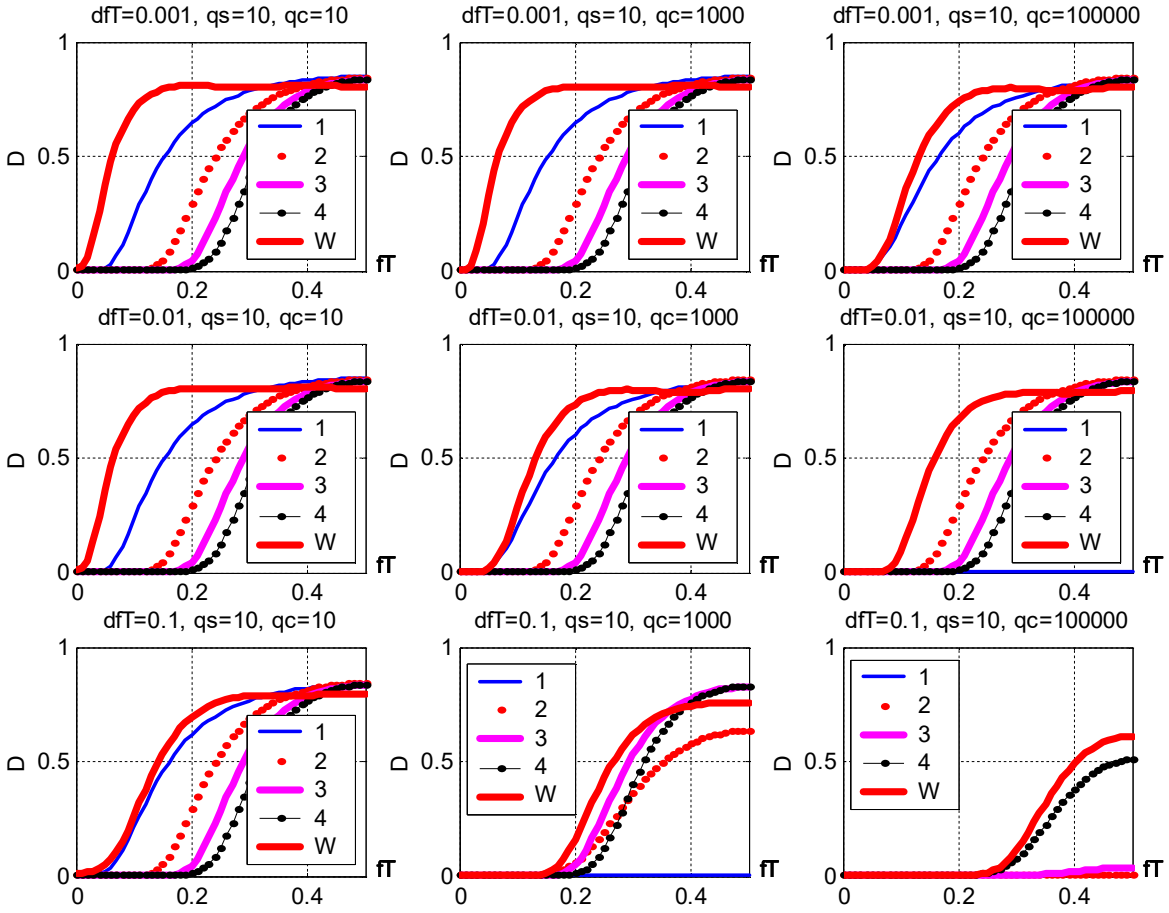


Рис. 1. Характеристики обнаружения (n=5, F=10^{-3}, q_s^2=10, q_c^2=10;10^3;10^5; ΔfT=0,001;0,01;0,1); кривые 1 – 3 соответственно ЧПК-1 – ЧПК-3 с некогерентным накоплением, кривая 4 – ЧПК-4, кривая W – оптимальная обработка (3)

При расчете полагалось, что помеха представляет собой смесь «белого» шума и коррелированной помехи с гауссовой функцией корреляции, так что нормированный коэффициент корреляции суммарной помехи

$$\mathrm{R}_{kl}^{\Pi} = \frac{q_c^2 r_{kl} + \delta_{kl}}{1 + q_c^2}, \qquad (19)$$

где $\delta_{kl} = \begin{cases} 1 & k = l \\ 0 & k \neq l \end{cases}$ – дельта-символ Кронекера;

$r_{kl} = \exp\left\{-\frac{\pi^2}{2{,}8}[\Delta f T(k-l)]^2\right\}$ – элементы корреляционной матрицы гауссовой помехи;

$q_c^2=\sigma_c^2/\sigma_п^2$ – отношение помеха/шум (qc).

Стандартное отклонение спектра коррелированной помехи ΔfT принималось при расчете ΔfT=0,001; ΔfT=0,01 и ΔfT=0,1 (dfT). Вероятность ложной тревоги $F=10^{-3}$. Отношение сигнал/шум $q_s^2=\sigma_s^2/\sigma_п^2=10$ (qs).

Как видно из приведенных характеристик, матричная обработка (3) приводит к увеличению диапазона скоростей fT уверенно обнаруживаемых целей. Выигрыш зависит от условий радиоприема. Системы ЧПК-1 – ЧПК-3 с некогерентным накоплением при приеме короткой пачки импульсов малоэффективны в условиях воздействия мощных широкополосных коррелированных помех.

На рисунке 2 приведены нормированные собственные значения λ_j матрицы обработки ||W|| для условий приема, использованных при расчете характеристик обнаружения (рис. 1).

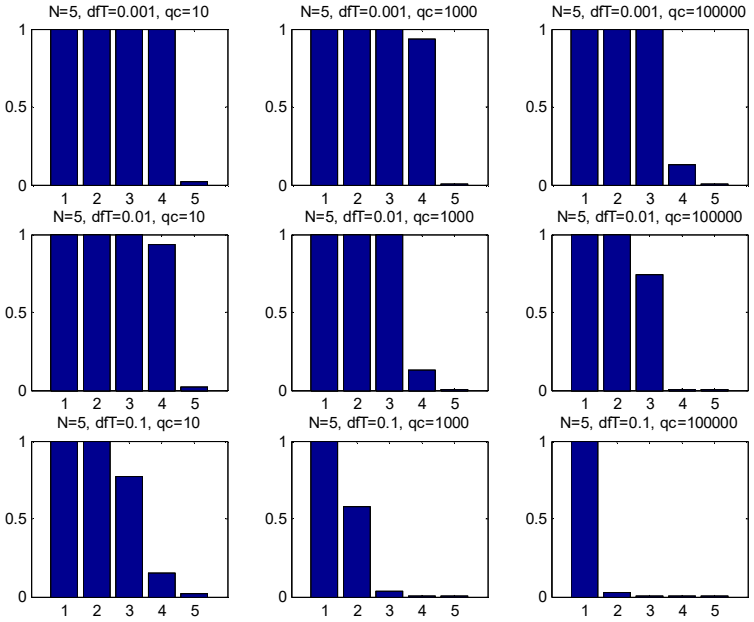


Рис. 2. Нормированные собственные значения матрицы обработки $||Q||=||W||=||R^{П}||^{-1}$

Из рисунка 2 следует, что число существенно отличных от нуля собственных значений λ_j зависит от свойств помехи и размера вектора $\dot{\mathbf{y}}$ и определяет возможное число собственных векторов $\mathbf{v}_j$ при обработке (3) пачки из n импульсов, т.к. каждый из каналов дает независимые результаты обработки. В некоторых условиях наблюдения достаточно ограничиться малым числом каналов.

В частности, на графике ΔfT=0,1; $q_c^2=10^5$ рис. 2 наличие одного существенно отличного значения λ_j соответствует сближению эффективности оптимальной матричной обработки (3) и оптимальной векторной обработки [8], в которой в качестве коэффициентов нерекурсивного фильтра используется собственный вектор, соответствующий максимальному собственному значению матрицы ||W||.

4. Заключение

Анализ систем ЧПК различной кратности с некогерентным накоплением при приеме короткой пачки импульсов показал, что они имеют меньшую помехоустойчивость в диапазоне скоростей цели в сравнении с оптимальной матричной обработкой.

Эффективность оптимальной матричной обработки зависит от свойств помехи и размера пачки импульсов. При определенных условиях радиоприема она сближается с эффективностью оптимальной векторной обработки.

Библиографический список

1. Чухломин И.Е., Файзулин Н.А., Москович И.Р. Обнаружение короткой пачки при аддитивной междупериодной обработке. Радиопромышленность, № 4, 2016. – С. 124-129.
2. Родионов В.В. Адаптивный алгоритм обнаружения точечных целей на фоне протяженных по дальности помех // Прикладная радиоэлектроника. 2002. Т.1. №2. – С. 205–209.
3. Охрименко А.Е., Тосев И.Т. Анализ характеристик обнаружения систем междупериодной обработки. – Радиотехника и электроника, 1971, т.16, № 1. – С. 67-75.
4. Соколов Г.А., Иванов В.А. Обнаружение сигналов с ограниченной статистикой на фоне коррелированных помех. В кн.: Повышение эффективности и надежности РЭС: Межвуз. сб. тр., Л.: Ленингр. Электротехн. ин-т, 1978, вып. №8. – С. 71-74.
5. Лихарев В.А. Цифровые методы и устройства в радиолокации. – М.: Радио и связь, 1973. – 456 с.
6. Попов Д.И. Проектирование радиолокационных систем. Уч. пос. – Рязань: Изд-во РРТИ, 1975. – 194 с.
7. Соколов Г.А., Иванов В.А. К расчету характеристик обнаружения сигналов на фоне коррелированных помех в системах междупериодной обработки. В кн.: Повышение эффективности и надежности РЭС: Межвуз. сб. тр., Л.: Ленингр. электротехн. ин-т, 1979, вып.9. – С. 47-53.
8. Murakami T., Johnson R.S. Glutter Suppresion by Use of Weighted Pulse Trains. – RSA Review, 1971, v.32, № 3 – p. 402-428.

УДК 621.396.969.181.23

ВОЗМОЖНОСТИ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ТРЕТЬЕЙ КООРДИНАТЫ РАДИОЛОКАТОРАМИ МЕТРОВЫХ ВОЛН ПРИ ИСПОЛЬЗОВАНИИ ДВУХЪЯРУСНЫХ АНТЕНН

Т.Н. Адамов, И.В. Васильев, И.Д. Козин, И.Н. Федулина
Специальное конструкторско-технологическое бюро «Гранит»,
Казахстан, Алматы, iv@granit.kz

Аннотация. В работе рассмотрены возможности определения угла над горизонтом отражённого радиолокационного сигнала при использовании двухъярусных антенн. Проведено моделирование соотношений уровней и фаз сигналов, принимаемых антеннами разных ярусов, при их различной ориентации в пространстве относительно друг друга.
Ключевые слова: радиолокатор, третья координата, отражение, метровый диапазон, интерференция.

POSSIBILITIES OF DETERMINING THE THIRD COORDINATE BY METER WAVE RADARS USING TWO-TIER ANTENNAS

T.N. Adamov, I.V. Vassilyev, I.D. Kozin, I.N. Fedulina
JSC Special Design and technology Bureau "Granite",
Kazakhstan, Almaty, iv@granit.kz

Abstract. The paper considers the possibility of determining the angle above the horizon of the reflected radar signal when using two-tier antennas. The relationships between the levels and phases of the signals received by antennas of different tiers were simulated for their different spatial orientations relative to each other.
Keywords: radar, third coordinate, reflection, meter range, interference.

Радиолокаторы метровых волн, несмотря на громоздкость их антенн, продолжают широко использоваться в военном деле для обнаружения целей, так как они способны обнаруживать самолёты, выполненные по технологии «стелс». Одной из массовых РЛС обнаружения является РЛС П-18, которая модернизируется многими странами, где она стоит на вооружении. Однако, этот локатор имеет один существенный недостаток, так как он определяет только две координаты цели (дальность и азимут). Для полного позиционирования цели нужно знать три её пространственные координаты (азимут, дальность и угол над горизонтом). Это приводит к необходимости использовать кроме РЛС обнаружения П-18 дополнительный локатор-высотомер.

В то же время, ранние версии локаторов обнаружения (до модели П-12) имели возможность определения третьей координаты гониометрическим методом (сравнением амплитуды сигналов, принятых разными ярусами антенны). Однако за время облучения цели оператор не успевал правильно настроить гониометр и от его использования при разработке изделия П-18 отказались. Лицензия на производство радиолокаторов П-12 была продана в Китай, который организовал её массовое производство не только для собственных нужд, но и для других стран под индексом YLC-8.

Современные вычислительные возможности ЭВМ позволяют быстро проводить сравнение сигналов разных ярусов антенн, что позволяет автоматизировать гониометрические измерения. Эту возможность использовали в Иране при модернизации станций китайского производства, стоящих на вооружении. По сообщениям с сайта [1] такая модернизация была проведена в 2010 году, а новый трёхкоординатный локатор метровых волн получил название «Matla-ul-fajr-1».

Кроме модернизированных РЛС П-18 появляются и новые радиолокаторы метровых волн в Белоруссии, Армении, России, Польше, Чехии и других странах с антеннами, отличными от П-12 и П-18 по конструкции, но имеющими несколько высотных ярусов. Разработчики этих локаторов пытаются решить проблему определения третьей координаты различными методами [2-4], так как точности гониометрического метода на современном этапе развития радиолокации хватает не для всех условий применения этих РЛС. Тем не менее, ответа на вопрос о том, как оптимально размещать ярусы антенн относительно друг друга, чтобы улучшить определение третьей координаты, до настоящего времени не существует.

В данной работе рассматривается влияние смещения ярусов антенны РЛС относительно друг друга на соотношение амплитуд и фаз сигналов, принятых антеннами этих ярусов, между собой. В предложенной модели рассматривается только двухъярусная антенная система (рисунок 1).

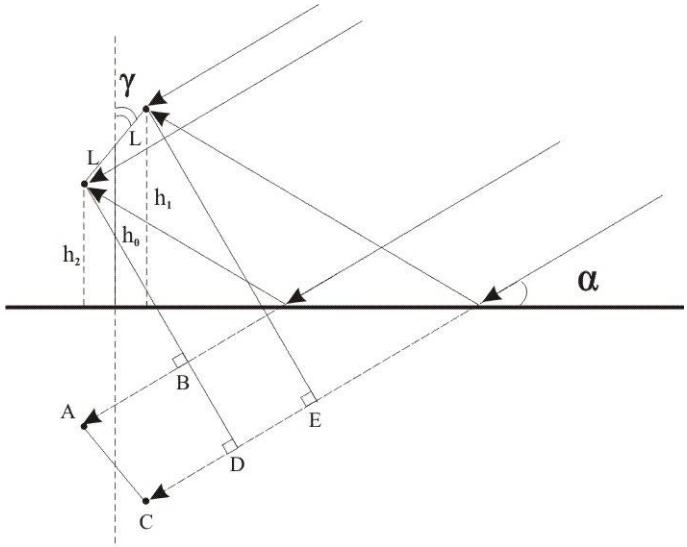
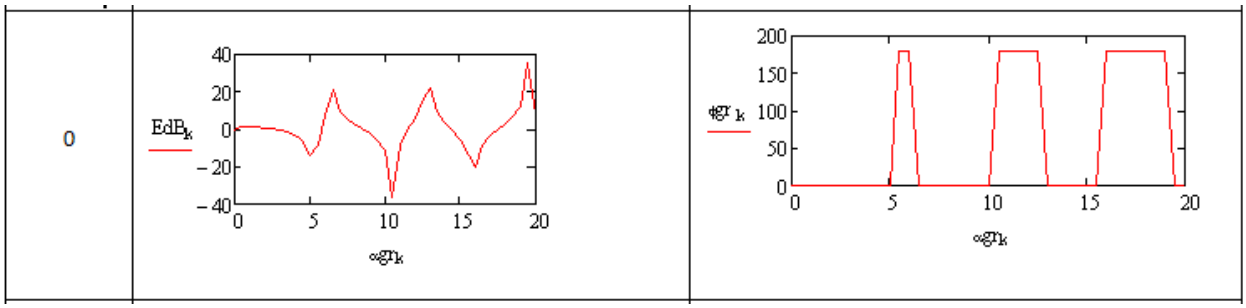


Рис. 1. Геометрические соотношения, поясняющие интерференцию прямых и отражённых волн в двухъярусной антенне

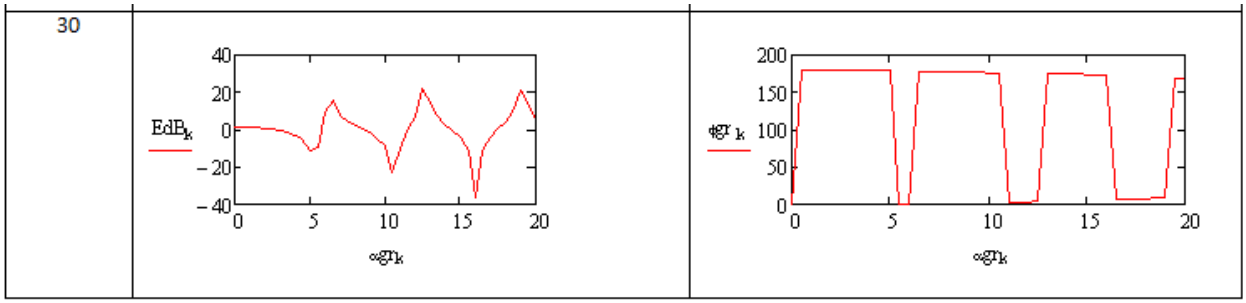
Как видно из рисунка, на каждый ярус падают прямая и отражённая от земли радиоволны. При этом, приходя на ближнюю антенну, отражённый сигнал проходит дополнительный путь $\Delta l_1 = CE = 2h_1 sin\alpha$, что приводит к задержке его по фазе на величину $\Delta\varphi_1 = 2\pi\Delta l_1/\lambda$. Задержка отражённого сигнала (относительно прямого сигнала) по фазе для второй антенны будет равна $\Delta\varphi_2 = 2\pi\Delta l_2/\lambda$. Разница во времени прихода фронта волны на первую и вторую антенну (ярус) определяется длиной отрезка $DE = 2L\cos(\pi/2 - \gamma - \alpha)$.

Для дальних целей, для которых угол α (угол прихода волны над горизонтом) мал, отражённая волна меняет фазу в точке отражения на 180 градусов и, практически, не теряет энергии [5, рис.154]. Возникают только задержки радиосигналов, связанные с геометрическим расположением антенн друг относительно друга.

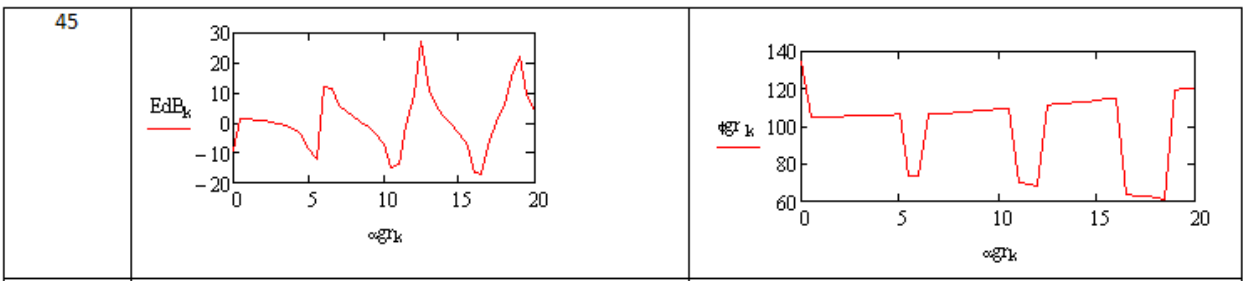
Результаты моделирования соотношения амплитуд и фаз для углов поворота ярусов 0, 30, 45, 60 и 90 градусов приведены на рисунке 2, а, б, в, г и д соответсвенно.



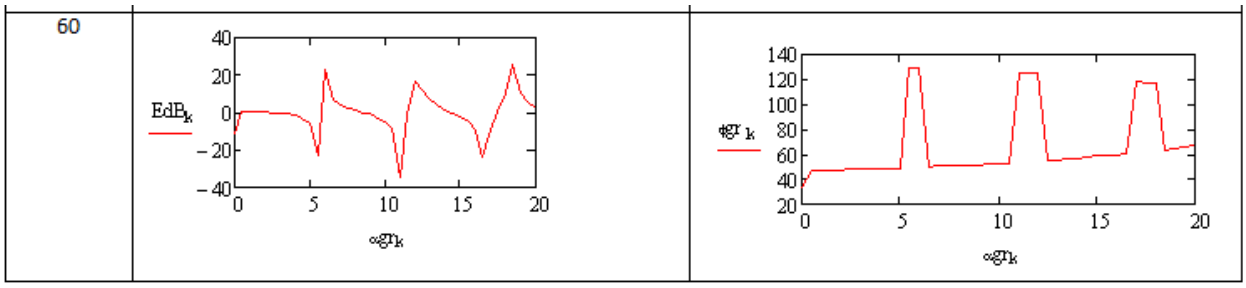
а)



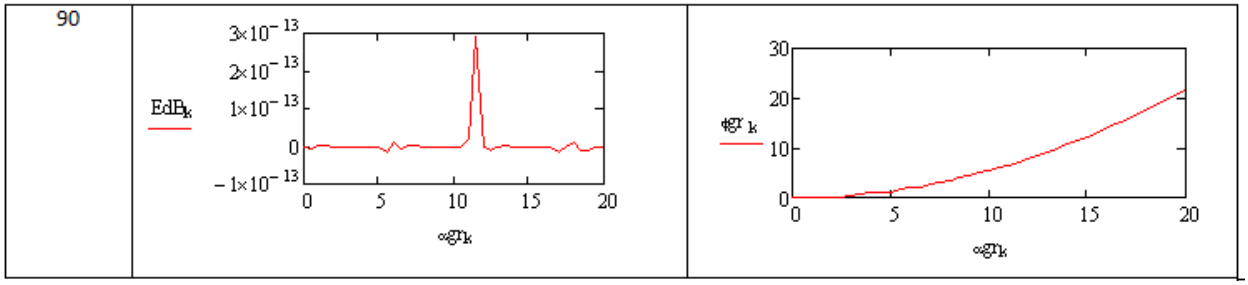
б)



в)



г)



д)

Рис. 2. Зависимость соотношения амплитуд, принятых разными ярусами антенн (дБ) и фаз (градусы) сигналов от угла наклона ярусов «гамма» в градусах (первая колонка):
а – угол поворота 0°; б – угол поворота 30°; в – угол поворота 45°;
г – угол поворота 60°; д – угол поворота 90°

Как видно из графиков, при расположении ярусов антенн близком к вертикальному, разность фаз между принятыми ими сигналами не несёт информации об угле места цели. И, наоборот, при расположении антенн горизонтально (на одной высоте над землёй), только разность фаз зависит от угла прихода радиоволны относительно горизонта.

Библиографический список

1. MATLA-UL-FAJR-1. WIKIPEDIA / https://EN.WIKIPEDIA.ORG/WIKI/MATLA-UL-FAJR/ (дата обращения 9.02.2020)

2. Способ измерения угла места радиолокационных целей двухкоординатной рлс метрового диапазона: Пат. 2317566 Рос. Федерация: МПК G01S 13/06 / Зачепицкий А.А., Рунова И.А.; заявитель и патентообладатель ОАО Конструкторское бюро «Лианозовские радары». - № 2006122667/09; заявл. 27.06.2006; опубл. 20.02.2008, бюл. №5. – 8С.

3. Способ определения угловых координат источника вертикальной наземной фар: А.С. 1840017 СССР: МКИ G01s 13/14 / Зачепицкий А.А., Крылов И.Г., Литвин М.В., Марескин В.М. (СССР). – № 2232700/09; заявл. 24.02.78; опубл. 27.06.2006, бюл. № 18. – 10 с.

4. Устройство определения угломестной координаты источника радиоизлучения: Пат. 2317566 Рос. Федерация: МПК G01s 3/14 / Литвин М.В.; заявитель и патентообладатель Литвин М.В. - № 50468556/09; заявл. 20.04.1992; опубл. 20.02.1997,– 14 с.

5. Сиверс, Аркадий Петрович. Основы радиолокации : [учеб. пособие для радиотехн. специальностей высш. учеб. заведений] / А.П. Сиверс, Н.А. Суслов, В.И. Метельский. - Ленинград: Судпромгиз, 1959. - 351 С.

УДК 553.05; ГРНТИ 37.01.85

СОЗДАНИЕ СИСТЕМЫ АВТОМАТИЗИРОВАННЫХ МЕТЕОСТАНЦИЙ ПО СБОРУ ПАРАМЕТРОВ ОКРУЖАЮЩЕЙ СРЕДЫ

М.С. Южаков

Национальный исследовательский Томский государственный университет, Российская Федерация, Томск, miha.yuzhakov@gmail.com

Аннотация. В работе рассматривается перспектива созданияавтономной компактной легко повторяемой метеостанции. Приводятся её основные технические особенности, описаны достоинства и недостатки, а также принципы сбора и обработки климатических данных.
Ключевые слова: климат, Сибирь, метеостанция, исследование климата, автоматизация

CREATING A SYSTEM OF AUTOMATED WEATHER STATION TO COLLECT ENVIRONMENTAL PARAMETERS

M.S. Yuzhakov

National research Tomsk state university, Russian Federation, Tomsk, miha.yuzhakov@gmail.com

The summary. The paper discusses the prospect of creating an autonomous compact easily repeatable weather station. Its main technical features are presented, the advantages and disadvantages, as well as the principles of collecting and processing climate data are described.
Keywords: climate, Siberia, weather station, research of climate, automation.

Климат всегда воздействовал не только на деятельность человека, но и на естественные процессы в природе, такие как изменения количества осадков, популяций видов, ландшафта и т.д.

Например, при увеличении температуры окружающей среды на 1-3,5°С произойдёт смещение изотерм по широте на 150-550 километров в сторону полюсов и повлечёт за собой перемещение растительности. То есть, флора и фауна отстанут от того климата в котором они развивались. Последствием этого станет то, что растительность не будет успевать приспосабливаться к новому климату и некоторые виды вымрут. Также следует отметить, что разные экосистемы будут перемещаться с разной скоростью, вследствие чего будут формироваться новые комбинации видов, возникать новые экосистемы. Например, леса умеренного пояса могут потерять большую часть деревьев, что соответственно повлечёт за собой изменение ландшафта [1].

На данный момент особое внимание уделяется вопросам трансформации биоты и ландшафтов в результате изменений климата в современных условиях и в ретроспективе. То есть, главной задачей является наблюдение и оценка изменений климата в течении некоторого промежутка времени. Важно отметить, что необходима не точность измерения, а динамика изменения отдельных параметров окружающей среды на больших площадях [2]. А для такой обширной задачи необходимо своеобразное техническое решение.

Для наблюдения за состоянием климата предлагается использовать комплекс метеостанций, располагающихся на соответствующей территории. Необходимо спроектировать надёжную, легко повторяемую и приемлемую по техническим параметрам метеостанцию.

Под метеостанцией подразумевается комплекс устройств, который выполняет следующие функции: сбор, обработку и резервирование информации об окружающем климате, а также имеет возможность автономной работы на протяжении нескольких месяцев или даже лет.

Метеостанция должна измерять: температуру окружающей среды, температуру почвы, давление, влажность, освещенность и главное уровень CO2 [3]. Стоит отметить, что стоимость аналогичных по характеристикам метеостанций, предлагаемых рынком, на порядок выше разрабатываемой метеостанции. Например, стоимость логгера температуры Kestrel DROPD1 - 5000 рублей [4]. Предлагаемое техническое решение для метеостанции имеет се-

бестоимость в 3 раза меньше. Подобные проекты уже реализовывались, но для работы в комнатных или лабораторных условиях [5]. Рассмотрим подробнее каждый из аспектов такого комплекса (рис. 1).

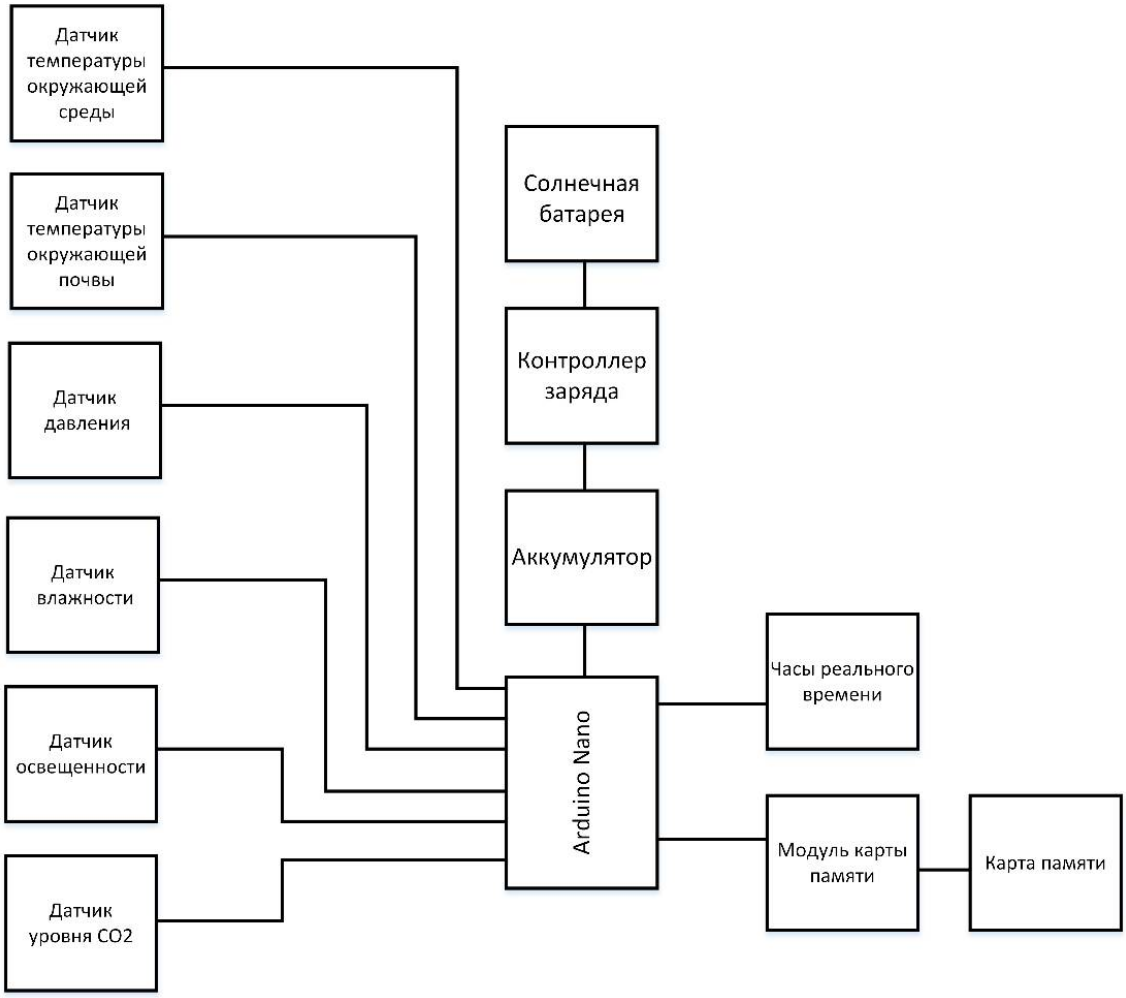


Рис. 1. Блок-схема автономной метеостанции

Система сбора данных

Система сбора данных включает в себя датчики и линии связи с микроконтроллером. К комплектующим системы предъявляются следующие требования: датчики и линии связи должны исправно работать при температуре от -40 до +40°С, в условиях различного рода осадков (дождь, снег, град) и при прочих погодных аномалиях, срок службы датчиков в нормальных условиях эксплуатации должен быть не менее года, датчики должны обладать достаточной точностью.

В систему сбора информации включены датчик температуры окружающей среды, датчик температуры почвы, датчик влажности окружающей среды, датчик атмосферного давления, датчик освещенности, датчик уровня углекислого газа. В качестве датчика температуры почвы был выбран датчик DS18B20. Для измерения температуры окружающей среды были выбраны три датчика: DS18B20, BME280 и датчик температуры часов реального времени DS3231, для предлагается использовать датчик HTU21 от Швейцарской фирмы “TE Connectivity”. Измерение интенсивности света будет осуществляться посредством датчика BH1750FVI Японской фирмы «ROHM Semiconductor». Для измерения уровня углекислого

газа используется датчик MH-Z19. Ниже приведена таблица с основными характеристиками приведенных датчиков (таблица 1).

С помощью часов реального времени ZS-042 устанавливается период сбора данных. Спустя один период производится снятие показаний каждого датчика, данные отправляются в систему обработки и резервирования.

Таблица 1. Характеристики датчиков [6-11]

Наименование датчика	Производитель	Диапазон измерения	Точность	Эксплуатационные характеристики	Измеряемый параметр
DS18B20	Maxim Integrated (США)	-55…+125 °C	±0,5 °C (-10…+85 °C)	-55…+125 °C 0…100 %RH	Температура
BME280	Bosch Sensoritec (Германия)	-45…+85 °C 0…100 %RH 300…1100 гПа	±0,5 °C (25 °C) ±3 %RH ±1,0 гПа	-45…+85 °C 0…100 %RH	Температура, давление, влажность
ZS-042	Maxim Integrated	-40…+85 °C	±0,25 °C	-40…+85 °C	Температура
HTU21	TE Connectivity Sensors (Швейцария)	-10…+85 °C 0-80 %RH	±0,4 °C ±3 %RH	-40…+125 °C 0-100 %RH	Температура, влажность
GY-302	ROHM Semiconuctor (Япония)	1-65535 лк	±3 лк	-40…+85 °C	Освещен-ность
MH-Z19	Zhengzhou Winsen Electronics Technology Co (Китай)	0-2000 ppm	±50 ppm	0-50 °C 0-95 %RH	Уровень углекислого газа

Система обработки и резервирования данных

Данные с датчиков обрабатываются с помощью соответствующих библиотек и поступают на носитель уже в понятном пользователю виде.

Так как данный комплекс метеостанций должен работать на протяжении длительного времени необходима система записи и сохранения данных, чтобы исключить их утерю, например, в случае отказа системы передачи данных. Для реализации такой системы используется модуль micro-SD карты и произвольная карта памяти размером не более 512 Мб.После каждого сбора данных система записывает показания с датчиков в таблицу Excel, указывая тип собранных данных и время записи данных с точностью до секунд. Пример таблицы показан на рисунке 2.

	A	B	C	D	E	F	G
1	Time, hh:mm:ss	Temp1, C	Temp2, C	Hum., %RH	Pressure, hPa	CO2	Brightness,lx
2	19:51:12	t1	t2	h	p	lvl	b
3	20:01:12	t1	t2	h	p	lvl	b
4	20:11:12	t1	t2	h	p	lvl	b
5	20:21:12	t1	t2	h	p	lvl	b
6	20:31:12	t1	t2	h	p	lvl	b
7	20:41:12	t1	t2	h	p	lvl	b
8	20:51:12	t1	t2	h	p	lvl	b
9	21:01:12	t1	t2	h	p	lvl	b
10	21:11:12	t1	t2	h	p	lvl	b

Рис. 2. Пример структуры таблицы с климатическими данными

Каждые сутки создается новый файл в названии которого указывается дата. Для хранения данных выбран именно Excel, т.к. в нем легко найти нужное время с помощью встроенной функции поиска.

Библиографический список

1. Katsuta N. и др. Hydrological and climate changes in southeast Siberia over the last 33 kyr // Glob. Planet. Change. 2018. Т. 164. № February. С. 11–26.

2. Callaghan T. V., Kirpotin S. N., Borilo L.P. Siberian Environmental Change Network - a New and Developing Network for Detecting, Understanding and Predicting Siberian Environmental Change and its Societal Consequences //Eos. 2018. Vol. In press. P. x-xx.

3. Kirpotin S. N., Krickov I.V., Manasypov R. M., et al. High riverine CO2 emissions at the permafrost boundary of Western Siberia //Nature Geoscience. 2018. Vol. 11, № 11. P. 825-829.

4. Логгер температуры Kestrel DROP D1 синий [Электронный ресурс] // Метеомастер URL: http://www.meteomaster.ru/products/catalog/meteostantsii-kestrel/Logger_temperatury_Kestrel_DROP_D1_siniy/(дата обращения 11.02.19).

5. Применение микроконтроллеров для автоматизированного сбора микроклиматических параметров лабораторий Бадьин А.В., Бердюгин А.И., Выговский В.Ю. Фундаментальные проблемы радиоэлектронного приборостроения. 2016. Т. 16. № 4. С. 84-86.

6. Products M.I. DS18S20 High-Precision 1-Wire Digital Thermometer DS18S20 High-Precision 1-Wire Digital Thermometer Absolute Maximum Ratings // Т. 92. С. 1–21.

7. Bosch Sensortec. BME280 - Combined humidity, pressure and temperature sensor // Datasheet. 2015.

8. Products M.I. DS3231Extremely Accurate I2C-Integrated RTC/TCXO/Crystal // 2015. С. 20.

9. Humidity R., Output T.D., Appliance H. HTU21D (F) Sensor Digital Relative Humidity sensor with Temperature output HTU21D (F) Sensor Digital Relative Humidity sensor with Temperature output // 2013. № October. С. 1–21.

10. Voltage C.R. Digital 16bit Serial Output Type Ambient Light Sensor IC // 2009. № 09046. С. 1–16.

11. Winsen Z., Technology E. Intelligent Infrared CO2 Module (Model: MH-Z19) User's Manual // 2015.

УДК 537.86+621.37+621.396.96; ГРНТИ 47.49.02

НОВЫЕ ДАННЫЕ О ФРАКТАЛЬНОСТИ КОЛЕБАНИЙ И ВОЛН В РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМАХ И УСТРОЙСТВАХ (ПО МАТЕРИАЛАМ ДОКЛАДОВ НА МЕЖДУНАРОДНЫХ КОНФЕРЕНЦИЯХ, 2018 - 2019)

А.А. Потапов

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

Аннотация. Представлены некоторые результаты, полученные коллективом в объединенной китайско-российской лаборатории под руководством и при участии автора, касающиеся применения теории фракталов, текстур, дробного исчисления и методов математического моделирования в радиофизических и радиотехнических задачах. Рассмотрен период 2018 – 2019 гг.

Ключевые слова: фрактал, скейлинг, текстура, дробные интегропроизводные, потоки информации, поляриметрические данные, микроэлектромеханические системы, радиолокация.

NEW DATA ON THE FRACTALITY OF OSCILLATIONS AND WAVES IN RADIO ENGINEERING SYSTEMS AND DEVICES (ON THE MATERIALS OF REPORTS AT INTERNATIONAL CONFERENCES, 2018 - 2019)

A.A. Potapov

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

The summary. Some results obtained by the team in the joint Sino-Russian laboratory under the guidance and with the participation of the author concerning the application of the theory of fractals, textures, fractional calculus and mathematical modeling methods in radio physical and radio engineering problems are presented. The period of 2018 – 2019 is considered.

Keywords: fractal, scaling, texture, fractional integro-derivatives, information flows, polarimetric data, microelectromechanical systems, radio location.

Начну с одного письма, которое пришло мне 10.12.2019 г. в Китай в мою лабораторию по фракталам. В нем было написано:

«Dear Professor A. A. Potapov: I am Liu Zhong, a Professor in Electronic Engineering, from Nanjing University of Science and Technology. Recently, I am reading your publications on Fractal Radar. It is an interesting topic which did not receive much attention.

From the point of view of radar theory, the "fractal radar" is completely different from the traditional radar theory, and it may take some time for the public to understand.

My group has been conducting the research on chaos and radar. I would like to open an area in this direction. To stimulate such activity, I cordially invite you to visit my university and give lectures in your convenient time. In addition, I have tried to download your publications. However, due to my library system, I cannot download the following publications. I would greatly appreciate your kind help if you could send me the e-versions of them and the related.

Best regards, Liu Zhong, Ph.D. Department of Electronic Engineering, Nanjing University of Science and Technology. P.S. 1. A. A. Potapov, "Waves in Large Disordered Fractal Systems: Radar, Nanosystems, and Clusters of Unmanned Aerial Vehicles and Small-Size Spacecrafts," Journal of Communications Technology and Electronics, September 2018, Volume 63, Issue 9, pp 980–997. 2. Yu. V. Gulyaev and A. A. Potapov, "Application of Fractal Theory, Fractional Operators, Textures, Scaling Effects, and Nonlinear Dynamics Methods in the Synthesis of New Information Technologies in Radio Electronics (Specifically, Radiolocation)," Journal of Communications Technology and Electronics, September 2019, Volume 64, Issue 9, pp 911–925». Свои статьи я отправил и договорился о лекциях у них в Университете ближе к осени 2020 г. Такие письма с просьбой о чтении лекций приходят мне очень часто и не только из Китая.

Как следует из официального Соглашения, в 2020 г., исходя из принципа дружбы и взаимной выгоды и с учетом успешного предыдущего большого сотрудничества, Университет Цзинань (Китай) и Институт радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова Российской академии наук (ИРЭ РАН) продолжат на следующую пятилетку деятельность объединенной китайско-российской лаборатории «Информационные технологии и фрактальная обработка сигналов» (далее - «Совместная лаборатория»). Обе стороны договорились рассматривать совместную лабораторию в качестве основы для дальнейшего всестороннего сотрудничества. Неизменным Президентом лаборатории является профессор д.ф.-м.н. главный научный сотрудник А.А. Потапов. В обязанности Президента объединенной лаборатории входят: 1) Управление совместной лабораторией, чтобы она стала научно-исследовательской лабораторией мирового класса в этой области; 2) Подготовка научно-исследовательской команды и исследователей мирового уровня; 3) Разработка высокотехнологичных и инновационных продуктов; 4) Под именем объединенной лаборатории публиковать качественные научные работы высокого мировоого уровня.

Ниже кратко рассмотрим некоторые результаты, полученные за период 2018 - 2019 гг., моим динамическим коллективом в Китае под руководством и при участии автора, касающиеся применения теории фракталов, текстур, дробного исчисления и методов математического моделирования в радиофизических и радиотехнических задачах [1-7]. Все принятые и опубликованные тезисы, доклады, статьи и главы в книгах были проиндексированы в основных международных академических базах данных.

Избранные теоретические и экспериментальные результаты за 2018 – 2019 годы

1. Международная радиолокационная конференция IET International Radar Conference (IRC 2018) состоялась 17-19 октября 2018 года в городе Нанкин, Китай. Это четвертая серия Международной конференции по радарам IET в Китае после первых трех успешных конференций, проведенных в апреле 2009 г., Гуйлинь, апрель 2013 г., Сиань и октябрь 2015 г., Ханчжоу, соответственно. Инженерно-технологический институт (IET) является многопрофильным профессиональным инженерным учреждением. IET был сформирован в 2006 году из двух отдельных учреждений: Института инженеров-электриков, основанного в 1871 году, и Института инженеров-застройщиков, основанного в 1884 году. Основные офисы IET находятся в Савой Плейс в Лондоне, Англия, и в доме Майкла Фарадея в Стивенэйдж, Англия. Цель конференции IRC 2018 - представить новейшие технологические разработки и академические исследования важнейших проблем радиолокационных технологий, особенно последние исследования и применения гражданских радиолокационных технологий. Все принятые доклады будут опубликованы в материалах конференции и представлены в IET журналах. Совместно с коллегами мной были представлены 7 докладов, которые были все приняты, опубликованы в материалах IRC 2018 и затем в 2019 г. были напечатаны в виде статей в журнале «The Journal of Engineering (JoE)». Рассмотрим кратко их содержание.

Abramov Vladimir Y., Klyuev Dmitriy S., Neshcheret Anatoly M., Osipov Oleg V., Potapov Alexander A. Input impedance of a microstrip antenna with a chiral substrate based on left-handed spirals // The Journal of Engineering. – 2019. – V. 2019. – No. 20. – P. 6218-6221. В статье предлагаются математическая модель и методика электродинамического анализа микрополосковой антенны с киральной подложкой на основе левосторонней спирали. Описывается конструкция такой антенны и представлены ее характеристики для различных параметров. Было показано, что использование киральной подложки улучшает массогабаритные характеристики микрополосковых антенн.

Bobreshov Anatoly M., Uskov Grigory K., Lysenko Nikolay A., Sbitnev Nikita S., Potapov Alexander A. Applying of Luneburg lens for multi-beam TEM-horn antenna // The Journal of Engineering. – 2019. – V. 2019. – No. 20. – P. 6558-6561. Здесь предлагается многолучевая ТЕМ-рупорная антенна. Представленная конструкция позволяет получить сканирующий луч и

сложные диаграммы направленности антенны; таким образом, ее можно использовать в качестве замены сверхширокополосных антенн с фазированной решеткой.

Potapov Alexander A., Cerman Vitality A. Features of multi-fractal structure of high-altitude lightning discharges in the ionosphere: elves, jets, sprites // The Journal of Engineering. – 2019. – V. 2019. – No. 20. – P. 6781-6783. В работе рассмотрены физические свойства эльфов, джетов и спрайтов, которые являются наиболее интересными видами высокоориентированных разрядов в атмосфере. Представлены результаты исследований их фрактальных характеристик. Полученные результаты дают основания для более глубокого понимания развития и ослабления таких атмосферных процессов, а также для учета их воздействия на космические радиосистемы.

Abdullaev Gadgymurad O., Agalarov Agalar M.-Z., Potapov Alexander A., Rassadin Alexander A., Tronov Anton A. Passage of fractal signals via circuit with a ferroelectric capacitor with a negative capacitance // The Journal of Engineering. – 2019. – V. 2019. – No. 20. – P. 7114-7118. В статье представлены результаты синтеза двух новейших научных направлений, а именно интегрированных сегнетоэлектриков и фрактальных радиосистем; был показан простейший пример. Для этой цели был разработан численно-аналитический метод приближенного решения уравнения для величины электрического заряда на сегнетоэлектрическом конденсаторе с отрицательной емкостью, подключенной к источнику фрактального напряжения через последовательный резистор. Этот метод сочетает в себе регуляризацию входного фрактального сигнала (напряжения), декомпозицию полученного фрактального напряжения с помощью вейвлетов Хаара и сопоставление аналитических выражений для заряда при постоянном входном напряжении. Точность предложенного метода и изменение фрактальной размерности напряжения до и после упомянутых схем были обсуждены.

Potapov Alexander A. Fractals, scaling, textures, fractional operators and deterministic chaos as the physical and mathematical components of the new conceptions and methods in radar and radio physics // The Journal of Engineering. – 2019. – V. 2019. - No. 20. – P. 7204-7209. В работе кратко классифицированы основные результаты теоретических и экспериментальных исследований с восьмидесятых годов XX века, которые привели к формированию и развитию новой фундаментального научного направления «Фрактальная радиофизика и фрактальная радиоэлектроника: проектирование фрактальных радиосистем».

Ivanov Vsevolod B., Nasarenko Ivan P., Potapov Alexander A., Savelyev Sergey M., Stuchilin Alexander I., Scherbinko Alexander V., Shustov Efir I. Compensation methods for radiowave propagation influence on the operation of above-the-horizon VHF radars: modern trends // The Journal of Engineering. – 2019. – V. 2019. – No. 20. – P. 7220-7222. В статье на примере работы двух РЛС ОВЧ проведен анализ влияния характеристик распространения радиоволн на работу таких РЛС и усовершенствованы алгоритмы коррекции этого влияния.

Potapov Alexander A., Cerman Vitality A., Pakhomov Andrey A., Grachev Vladimir I., Wei Zhang, Tianhua Feng. Using integer and fractional measure for processing and recognitions of small and distorted images in optical location and medicine // The Journal of Engineering. – 2019. – V. 2019. - No. 21. – P. 7419 – 7423. Настоящая работа посвящена математическим основам теории некорректных обратных задач в оптике, а также методам обработки и восстановления изображений по неполной информации об его Фурье-спектре. Эта задача является частью общей задачи устранения влияния атмосферных и оптических искажений при обнаружении и регистрации удаленных объектов на большой дальности при плохих метеоусловиях. Разработанные методы также используются для обработки медицинских изображений.

2. Международная конференция по информатике, электронной технике и автоматизации International Conference on Computer Science, Electronics Technology and Automation on (CSETA 2018) проходила в городе Циндао, Китай, с 30 по 31 марта 2018 года. Эта конференция представляет собой платформу для обмена идеями и дискуссий для инженеров и научных кругов мира. На этой конференции были рассмотрены некоторые из наиболее актуаль-

ных и современных вопросов и тем, связанных с компьютерными науками, новыми электронными технологиями и интеллектуальными системами.

Циндао – портовый город в провинции Шаньдун на востоке Китая, который славится своими небоскребами, парками и пляжами на побережье Желтого моря. С 1898 по 1914 год город был немецкой колонией, о чем напоминают характерные здания в старой части города. После Второй мировой войны Циндао получил статус «специального города», и гоминьдановские власти разрешили США использовать Циндао в качестве базы Западного Тихоокеанского флота. Однако 2 июня 1949 года город был занят коммунистическими войсками (самым последним из крупных городов северного Китая). Сейчас Циндао является одним из пяти самых больших внешнеторговых портов Китая. В начале 2011 года было завершено четырёхлетнее строительство 42-километрового моста, соединяющего Циндао с пригородным районом Хуандао, через северную часть залива Цзяочжоу.

Совместно с коллегами мной был представлены один доклад, который в 2019 г. был опубликован в виде статей в двух объемных сборниках избранных докладов по результатам нескольких влиятельных китайских конференций. Эти сборники подготовлены в издательстве IEEE Press и вышли в свет одновременно в США и Японии:

Potapov A.A., Wei Zhang, Tianhua Feng. Cognitive Radar in Fractal-Scaling Design // Proc. 2018 Int. Conf. Mechatronics, Engineering, and Computer Sciences - ICMECS 2018 (18–20 May 2018, Chenyang, China). - Los Alamitos, Washington, Tokyo: IEEE Press, 2018. V. 5. P. 833-838.

Potapov A.A., Wei Zhang, Tianhua Feng. Cognitive Radar in Fractal-Scaling Design // Proc. 2018 Int. Conf. Sensing, Diagnostics, Prognostics, and Control - SDPC 2018 (15–17 August 2018, Xi'an, China) / Ed. *Chuan Li, Dian Wang, Diego Cabrera, Yong Zhou, Chunlin Zhang.* - Los Alamitos, Washington, Tokyo: IEEE Press, 2018. P. 757-762.

Следует отметить, что в этих сборниках я представлен как единственный из России автор и обозреватель среди более 160 имен (p. XXVI). В этих двух статьях рассмотрен новый вид и новый подход в современной радиолокации: фрактально-скейлинговая или масштабно-инвариантная радиолокация. Рассмотрены основные идеи и стратегические направления синтеза принципиально новых топологических радиолокационных обнаружителей малоконтрастных объектов. Были обсуждены новые идеи в когнитивном радаре с фрактально-скейлинговыми алгоритмами. Представлены новые топологические признаки и методы обнаружения малоконтрастных объектов на фоне высокоинтенсивных шумов и помех. Основная цель данных работ - интерпретировать основные направления радиофизики, радиотехники и радиолокации на «фрактальном» языке, что дает новые пути и обобщения для будущих перспективных радиосистем.

3. 11-я Международная конференция Chaotic Modeling and Simulation Int. Conf. (CHAOS2018) проходила 5 - 8 июня 2018 г. в Риме (Италия) в Римском университете Сапиенца. «Сапиенца» - один из старейших университетов мира - основан в начале XIV века. Один из самых престижных университетов Италии, регулярно попадает на первые места рейтингов высших учебных заведений Италии и Южной Европы, входит в число лучших университетов Европы. Совместно с коллегами мной были представлены 5 докладов, которые были все приняты и опубликованы в материалах CHAOS2018. Их краткое содержание следующее.

Agalarov A.M., Potapov Alexander A., Rassadin A.E., Tronov A.A. Some Points about Kulbak-Leibler Entropy Evolution in Stochastic Dynamic Systems // Book of Abstracts of the 11th Chaotic Modeling and Simulation Int. Conf. (Rome, Italy: 5 - 8 June, 2018) / Ed. *Christos H. Skiadas*.- Rome: International Society for the Advancement of Science and Technology, 2018. P. 11 - 12. В докладе рассмотрены вопросы применения концепций статистической радиофизики к теории динамических систем с соответствующим уравнением Фоккера-Планка-Колмогорова (ФПК) для плотности вероятностей $p(x, t)$ и энтропией Кульбака-Лейблера. Для оценки полезности использования энтропии Кульбака-Лейблера для теории динамических систем, в

докладе показана зависимость функционала от времени для различных простых систем с размерностью и различными начальными условиями.

Laktyunkin A., Potapov Alexander A. Fractality of the Russian Financial Market // Book of Abstracts of the 11th Chaotic Modeling and Simulation Int. Conf. (Rome, Italy: 5 - 8 June, 2018) / Ed. *Christos H. Skiadas*.- Rome: International Society for the Advancement of Science and Technology, 2018. P. 68 - 69. Основная цель докладаа - исследовать динамику и поведение финансовых временных рядов для российского рынка, используя концепцию фрактальности, которая была первоначально введена Б. Мандельбротом. Показано, что ценовые изменения скорее подчиняются правилам полета Леви, чем распределению по Гауссу, а также мы можем наблюдать эволюцию от гипотезы эффективного рынка к гипотезе фрактального рынка, которая может лучше объяснить крах рынка, особенно во время кризисов. Здесь мы применен фрактальный подход к российским финансовым временным рядам как к очень молодому рынку (около 20 лет истории, 2 значительных кризиса). Таким образом, мы покажем, какому закону следует распределение данных и насколько похожи данные в разных временных масштабах.

Potapov Alexander A. Thematic Course: Statistical Theory of Fractal Radar // Book of Abstracts of the 11th Chaotic Modeling and Simulation Int. Conf. (Rome, Italy: 5 - 8 June, 2018) / Ed. *Christos H. Skiadas*.- Rome: International Society for the Advancement of Science and Technology, 2018. P. 91 - 92. Быстрое развитие теории фракталов в радиолокации и радиофизике привело к установлению нового фундаментального теоретического направления в современной радиолокации [1-7]. Его обобщенно можно описать как «Статистическая теория фрактального радара». В докладе представлены математические и физические вопросы, необходимые при изучении и активной работе в предложенном автором фундаментальном направлении.

Potapov Alexander 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 Int. Conf. (Rome, Italy: 5 - 8 June, 2018) / Ed. *Christos H. Skiadas*.- Rome: International Society for the Advancement of Science and Technology, 2018. P. 93 - 94. В докладе рассмотрены вопросы схемотехники фрактальных или топологических детекторов радиолокационных сигналов. Эти детекторы работают при низких отношениях сигнал / шум. Его механизм основан на использовании абсолютно новых фрактальных подходов [1-7]. При этом применяют функционалы, которые зависят от топологии и размерности принимаемого сигнала, а не используют энергетические характеристики (когда отношение правдоподобия определяется исключительно энергией принятого сигнала).

Potapov Alexander A., Rakut I.V., Rassadin A.E., Tronov A.A. Triple Autocorrelation Function and Bispectra of Electrical Current for Rikitake System in Chaotic Mode // Book of Abstracts of the 11th Chaotic Modeling and Simulation Int. Conf. (Rome, Italy: 5 - 8 June, 2018) / Ed. *Christos H. Skiadas*.- Rome: International Society for the Advancement of Science and Technology, 2018. P. 94 - 95. Ученый Т. Рикитаки исследовал систему динамо с двумя взаимосвязанными дисками, построенную таким образом, что ток из одной катушки диска перетекал в другую и производил возбуждение второго диска, и наоборот. Модель двухдискового динамо Рикитаки впервые была предложена в задачах о хаотической инверсии геомагнитного поля Земли. В работе представлены оценки функции тройной автокорреляции и биспектра для динамических переменных, описывающих систему Рикитаки.

По материалам конференций CHAOS была выпущена в издательстве Springer книга с нашей главой: *Alisultanov Z.Z., Agalarov A.M., Potapov A.A., Ragimkhanov G.B.* Some Applications of Fractional Derivatives in Many - Particle Disordered Large Systems. – *Глава 7 в книге*: Fractional Dynamics, Anomalous Transport and Plasma Science / Ed. C. Skiadas. – Switzerland: Springer Int. Publ., 2018. – P. 125–154.

4. 12-я Международная конференция Chaotic Modeling and Simulation Int. Conf. (CHAOS2019) проходила 18 - 22 июня 2019 г. на острове Крит (Греция) в Культурном центре города Ханьи. Нами были представлены 4 доклада, которые были приняты и опубликованы в материалах CHAOS2019. Их краткое содержание следующее.

Klyuev Dmitriy S., Neshcheret Anatoly M., Osipov Oleg V., Potapov Alexander A., Sokolova Yuliya V. Electrodynamic analysis of antennas based on chiral metamaterials by the singular integral equations method // Book of Abstracts of the 12th Chaotic Modeling and Simulation Int. Conf. with Quantum Complexity and Nanotechnology Symp. (Chania, Crete, Greece: 18 - 22 June, 2019) / Ed. Christos H. Skiadas.- Rome: International Society for the Advancement of Science and Technology, 2019. P. 50 - 51. Исследования показали, что использование киральных метаматериалов в антенной технике позволяет улучшить их электрические и массогабаритные характеристики. В частности, использование метаматериалов позволяет компенсировать реактивность электрически небольших антенн. Подложка из метаматериала позволяет улучшить направленные свойства и уменьшить взаимное влияние между излучателями. Последний факт очень важен для обеспечения электромагнитной совместимости системы излучателей, компактно расположенных на небольшой площади или на движущемся объекте. В докладе представлены результаты расчета характеристик антенн на основе киральных метаматериалов методом сингулярных уравнений. Сходимость полученных решений также исследована. Показано, что метод сингулярных уравнений позволяет обеспечить высокую точность расчета характеристик антенн при относительно небольших требованиях к вычислительным ресурсам.

Klyuev Dmitriy S., Neshcheret Anatoly M., Osipov Oleg V., Potapov Alexander A., Sokolova Yuliya V. Improving the MIMO systems efficiency by using antennas based on chiral metamaterials // Book of Abstracts of the 12th Chaotic Modeling and Simulation Int. Conf. with Quantum Complexity and Nanotechnology Symp. (Chania, Crete, Greece: 18 - 22 June, 2019) / Ed. Christos H. Skiadas.- Rome: International Society for the Advancement of Science and Technology, 2019. P. 51 - 52. В данном докладе предложены новые типы антенных систем, в том числе использующих метаматериалы, для дальнейшего развития систем MIMO; в частности, рассматриваются хиральные метаматериалы. Хиральный метаматериал - это диэлектрический контейнер, в котором проводящие включения зеркально-асимметричной формы распределены равномерно. Реактивная составляющая входного сопротивления в определенном частотном диапазоне (в котором электрические размеры излучателя относительно малы) может быть компенсирована с помощью метаматериалов с отрицательными значениями эффективной диэлектрической проницаемости и эффективной проницаемости. Использование таких метаматериалов приводит к уменьшению размеров антенны и упрощению антенно-согласующих устройств. Кроме того, использование метаматериалов может уменьшить взаимное влияние излучателей в антенных решетках. Последний эффект особенно важен с точки зрения использования таких антенн в MIMO-системах. Использование подложек из киральных метаматериалов на основе спиралей уменьшает взаимное влияние между излучателями и тем самым увеличивает пропускную способность систем MIMO.

Potapov Alexander A. Waves in Large Disordered Anisotropic Fractal Systems, in Clusters of Drones or Small-Size Space Vehicles, in Synthesized Space Antenna Aggregations, and in Radiolocation // Book of Abstracts of the 12th Chaotic Modeling and Simulation Int. Conf. with Quantum Complexity and Nanotechnology Symp. (Chania, Crete, Greece: 18 - 22 June, 2019) / Ed. Christos H. Skiadas.- Rome: International Society for the Advancement of Science and Technology, 2019. P. 79 - 80. Представлено современное состояние исследований по задачам многократного рассеяния волн на фрактальных дискретных случайных средах. Разработанная модификация теории многократного рассеяния волн позволила учесть значения фрактальной размерности D и фрактальной сигнатуры $D(\boldsymbol{r}, t)$ неупорядоченной большой системы. Уравнение радиолокации было проанализировано аналитически для фрактальной среды. Исследование

продолжает серию работ автора по обоснованию применения теории фракталов, физического скейлинга и дробных операторов в вопросах радиофизики и радиолокации [1-7].

Potapov Alexander A. 40 Years of Work with Textures and Fractals for Development of New Informational Technologies // Book of Abstracts of the 12th Chaotic Modeling and Simulation Int. Conf. with Quantum Complexity and Nanotechnology Symp. (Chania, Crete, Greece: 18 - 22 June, 2019) / Ed. Christos H. Skiadas.- Rome: International Society for the Advancement of Science and Technology, 2019. P. 81 - 82. В работе представлены научные направления и основные полученные автором результаты по разработке новых информационных технологий на основе текстур, фракталов, дробных операторов и динамического хаоса. Исследование проводится в рамках научного направления «Фрактальная радиофизика и фрактальная радиоэлектроника: проектирование фрактальных радиосистем», которое было предложено и развивается автором в ИРЭ В.А. Котельникова РАН с 1979 года по настоящее время. Показано, что впервые в мире автором были предложены, а затем и применены новые размерностные и топологические (а не энергетические!) признаки или инварианты, которые объединены под обобщенным понятием «топология выборки» ~ «фрактальная сигнатура». Предложены текстурные и фрактально-скейлинговые (топологические) методы обнаружения сверхслабых сигналов и полей в интенсивных шумах и помехах. Открыт, предложен и развит новый вид и новый метод современной радиолокации, а именно фрактально-скейлинговая или масштабно-инвариантная радиолокация, что влечет за собой коренные изменения в самой структуре теоретической радиолокации, а также в ее математическом аппарате.

5. Третья международная конференция Int. Conf. of Artificial Intelligence, Medical Engineering, Education (AIMEE 2019) состоялась 1-3 октября 2019 года в Москве. Конференция организована совместно с ИМАШ РАН и «Международной исследовательской ассоциацией современного образования и информатики» (RAMECS, Гонконг). Автор входит в Международный программный комитет этой конференции. Нашим коллективом был представлен доклад - *Veronika S. Beliaeva, Olga A. Chichigina, Dmitriy S. Klyuev, Anatoly M. Neshcheret, Oleg V. Osipov, Alexander A. Potapov.* «A Semi-phenomenological Approach to Surface-bonded Chiral Nanostructures Creation based on DNA-origami». В докладе исследуются статистические свойства квазипериодической структуры, которая подвергается тепловым флуктуациям. К структурам данного типа относится цепь ДНК, которая обладает возможностью взаимодействия с некоторыми химическими элементами, образуя прочные соединения, что позволяет создавать различные наноструктуры (ДНК-оригами). В связи с этим была поставлена задача упорядоченного расположения молекул на плоской поверхности. В результате была разработана полуфеноменологическая модель в виде квазипериодической последовательности точек, которые соответствуют месту прикрепления ДНК к поверхности и исследованы статистические особенности таких последовательностей. Полученная модель позволяет подобрать оптимальную частоту нанесения вспомогательных химических «засечек» на подложку.

Этот доклад вышел 15.01.2020 г. в виде отдельной главы в книге: Beliaeva V.S., Chichigina O.A., Klyuev D.S., Neshcheret A.M., Osipov O.V., Potapov A.A. (2020), Semi-phenomenological Approach to Surface-Bonded Chiral Nanostructures Creation Based on DNA-origami. - In: Hu Z., Petoukhov S., He M. (eds), Advances in Artificial Systems for Medicine and Education III. AIMEE 2019. Advances in Intelligent Systems and Computing, vol 1126. Springer, Cham, pp. 263-272. Замечу, что перед этим 17 мая 2019 г. в издательстве «Springer» также вышла монография в виде отдельного тома (v. 902) из серии «Advances in Intelligent Systems and Computing», в которой три главы написаны автором с коллективом по трем докладам на предыдущей конференции Int. Conf. of Artificial Intelligence, Medical Engineering, Education (AIMEE 2018).

6. С 22 по 24 ноября 2019 г. в Сиане, Китай, прошла пятая международная конференция 5th Int. Conf. on Intelligent Computing, Communication & Devices (ICCD-2019). Цель конференции - предоставить академикам, исследователям, ученым и специалистам платформу

для обмена знаниями и опытом в области интеллектуальных вычислений, связи и устройств. А.А. Потапов выступил с двумя докладами:

Eneeva Liana, Pskhu Arsen, Potapov Alexander, Tianhua Feng, Rekhviashvili Sergo. Lyapunov Inequality for a Fractional Differential Equation Modeling Damped Vibrations of Thin Film MEMS // Proc. of abstracts Springer-Verlag 5th Int. Conf. on Intelligent Computing, Communications & Devices (Xi'an, China, 22 – 24 November, 2019).- Xi'an: IRNet Int. Academic Communication Center (Bhubaneswar, India) and School of Mathematics and Statistics (Xi'an), 2019. P. 27. В докладе исследуется краевая задача для уравнения с дробными производными, моделирующего затухающие колебания тонкопленочных МЭМС с переменным потенциалом. Найдены достаточные условия для потенциала, которые гарантируют единственность и разрешимость исследуемой проблемы. Заданное нами условие имеет интегральную форму и является аналогом неравенства Ляпунова.

Rekhviashvili Sergo, Pskhu Arsen, Potapov Alexander, Tianhua Feng, Eneeva Liana. Modeling Damped Vibrations of Thin Film MEMS: Fractional Approach // Proc. of abstracts Springer-Verlag 5th Int. Conf. on Intelligent Computing, Communications & Devices (Xi'an, China, 22 – 24 November, 2019).- Xi'an: IRNet Int. Academic Communication Center (Bhubaneswar, India) and School of Mathematics and Statistics (Xi'an), 2019. P. 28. Рассматривается модель затухающих колебаний тонкопленочных мембранных МЭМС на основе дробного дифференцирования. Теоретическая модель основана на применении концепции эффективной скорости и «дробного» принципа наименьшего действия. Была рассчитана эффективная масса мембраны MEMS. Получено уравнение колебания МЭМС и приведены его численные решения.

Эти два доклада приняты для публикации в 2020 году в очередной книге из серии «Part of the Advances in Intelligent Systems and Computing book series – AISC», Springer Int. Publ., 2020. Фото с конференции - http://www.iccdconference.com/2019/menu/home .

Город Сиань существует более 3100 лет, некоторое время являлся самым крупным (как по площади, так и по числу жителей) городом мира. Сиань - один из самых знаменательных исторических и культурных центров Китая; был столицей 13 государств в истории Китая. В окрестностях города расположены курганные гробницы Древнего Китая, включая мавзолей императора Цинь Шихуанди с терракотовой армией. «Терракотовая армия» - принятое название захоронения, по меньшей мере, 8100 полноразмерных терракотовых статуй китайских воинов и их лошадей у мавзолея императора – рисунок 1.

Рис. 1. Наше знакомство с «терракотовой армией» в Сиане после межд. конф. ICCD-2019

Уже с момента восхождения на престол Цинь Шихуанди отдал приказ начинать строительство своей гробницы. И в 30 километрах от города Сианя, у горы Лишань за 38 лет 700 тысяч рабочих построили целый погребальный город - огромный подземный комплекс, спроектированный как зеркальное отражение столицы Циньской династии. Мавзолей императора представлял собой дворец, обнесенный двумя стенами из сырцового кирпича. Внешняя протянулась на шесть с лишним километров, внутренняя — примерно в четыре километра длиной.

Терракотовая армия достойно занимает почетное 8 место после «7 новых чудес света». Ну, что же, «8 чудо света» это тоже неплохо звучит!

7. Восьмая международная конференция по промышленному управлению и электронике 8th Int. Conf. on Industrial Control and Electronics Engineering (ICICEE 2019) состоялась 28-29 ноября 2019 года в городе центрального подчинения Чунцин, Китай. После тщательного рассмотрения материалы конференции будут опубликованы IEEE Press и проиндексированы для всемирного онлайн цитирования. А.А. Потапов выступил с двумя докладами:

Potapov Alexander A., German Vitality A., Rekhviashvili Sergo Sh., Weiping Liu, Tianhua Feng. Fractal-Scaling Non-Parametric Processing of Spatial-Temporal Flow of Real Polarimetric Information in the Radio Systems // Book Schedule and Abstracts of 8th Int. Conf. on Industrial Control and Electronics Engineering - ICICEE (Chongqing, China, 28 - 29 November, 2019).- Chongqing: Chongqing University of Science and Technology, 2019. P. 4. Представлены результаты цифровой фрактально-скейлинговой обработки с использованием набора реальных радиолокационных изображений (РЛИ). Предложены эффективные алгоритмы когерентного и некогерентного обнаружения радиолокационных сигналов. Эти алгоритмы успешно конкурируют с классическими алгоритмами обнаружения. Можно легко объединить эти созданные алгоритмы, чтобы повысить скорость обработки потоков информации. Результаты показывают, что методы фрактально-скейлинговой обработки в несколько раз повышают качество и детализацию объектов и целей в пассивном и активном режимах. В этом докладе была успешно проведена поляриметрическая классификация типов подстилающих поверхностей и типов протяженных целей по их фрактальным сигнатурам.

Rekhviashvili Sergo Sh., Potapov A.A., Pskhu Arsen, Tianhua Feng, Narozhnov Viktor. Application of Fractional Calculus for Impact Oscillator Modeling // Book Schedule and Abstracts of 8th Int. Conf. on Industrial Control and Electronics Engineering - ICICEE (Chongqing, China, 28 - 29 November, 2019).- Chongqing: Chongqing University of Science and Technology, 2019. P. 4. Построена новая теоретическая модель для описания ударного генератора, основанная на использовании дробной производной. Акустические сигналы, возникающие при попадании зонда на поверхность металлов, экспериментально исследованы. Показано, что акустические сигналы могут быть использованы для диагностики упругих свойств материалов.

Теперь немного о городе. Чунцин – гигантский город на юго-западе Китая, основанный в месте слияния рек Янцзы и Цзялин. В центре города чистые воды реки Цзялин встречаются с коричневыми водами Янцзы, образуя четкую границу. Официальные границы города центрального подчинения задают территорию длиной в 470 км с востока на запад и шириной 450 км с севера на юг, общей площадью в 82 403 км², из которых 1473 км² (1,79 %) занимает урбанизированная зона, а 80 930 км² (98,21 %) приходятся на пригородные и сельские районы. Более 30,5 млн. человек проживает на данной площади. На этой территории могут дважды уместиться Нидерланды или Австрия, или 32 Москвы, или 102 Перми. Несмотря на невероятные размеры и население, я бы не назвал Чунцин перенаселенным и тесным. Самые замысловатые шестиярусные развязки на дорогах – только здесь. В городе возводится много небоскребов, но строительство одного из них по-настоящему удивляет. Горизонтальный «лежачий небоскреб» расположен на крыше 4 вертикальных башен громадного торгово-развлекательного комплекса. Весь город сложен из нескольких ярусов, здания сообщаются пешеходными мостами или лифтами. Этому способствует и гористый рельеф местности.

В 2009 году здесь открыли самый длинный в мире арочный мост Чаотяньмэнь. Такси выстраиваются в очередь в ожидании клиентов. В каждом городе Китая свои расцветки автомобилей для таксопарков: в Чунцине все машины это Suzuki желтого цвета. Здесь поезд проезжает через жилой дом - и ничего не происходит, потому что у него там станция. Канатная дорога тоже приезжает в жилой дом.

Одновременно в Чунцине 28-30 ноября 2019 г. проходила вторая международная конференция по информатизации продуктов безопасности 2nd Int. Conf. on Safety Produce Informatization (IICSPI 2019). Мои 2 доклада были синхронно напечатаны и там.

Potapov Alexander A., German Vitality A., Rekhviashvili Sergo Sh., Weiping Liu, Tianhua Feng. Fractal-Scaling Non-Parametric Processing of Spatial-Temporal Flow of Real Polarimetric Information in the Radio Systems // Book Schedule and Abstracts of 2nd Int. Conf. on Safety Produce Informatization - IICSPI (Chongqing, China, 28 - 30 November, 2019).- Chongqing: Chongqing University of Science and Technology, 2019. P. 4.

Rekhviashvili Sergo Sh., Potapov A.A., Pskhu Arsen, Tianhua Feng, Narozhnov Viktor. Application of Fractional Calculus for Impact Oscillator Modeling // Book Schedule and Abstracts of 2nd Int. Conf. on Safety Produce Informatization - IICSPI (Chongqing, China, 28 - 30 November, 2019).- Chongqing: Chongqing University of Science and Technology, 2019. P. 4. По результатам моих докладов (особенно, первого) я был включен в Программные комитеты этих двух конференций.

8. С 11 по 13 декабря 2019 г. в городе Цзинин (провинция Шаньдун) состоялся Международный форум «Развития промышленности новых материалов». Главными темами форума являются новые материалы, новая энергия, новое будущее. Этот форум ориентирован на углубление научно-технического сотрудничества и обмена с Россией, Белоруссией, Украиной, Японией и другими странами, особое внимание уделяется полупроводниковым материалам нового поколения, новым материалам на основе углерода и новым информационным технологиям.

Я выступил с пленарным обобщенным докладом – *Потапов А.А.* «Фракталы в информационных технологиях для радиосистем и радиолокации нового поколения (40 лет научных разработок)» – рисунок 2.

Рис. 2. На китайско-русско-японском Форуме, город Цзинин, Китай, 12 декабря 2019 г.

В докладе были представлены избранные фундаментальные теоретические и экспериментальные результаты, полученные за 40 лет работы автора (1979 - 2019 гг.) в ИРЭ им. В. А. Котельникова РАН по планомерному внедрению теории фракталов, текстур, детерминированного хаоса, операторов дробного интегро-дифференцирования, эффектов скейлинга и методов нелинейной динамики в радиофизику и широкий спектр радиотехнических наук [1-7]. Очень много было вопросов по моей Совместной лаборатории и ее успехах. Перед Форумом была оперативно в Китае выпущена книга на китайском, японском и русском языках с информацией о пленарных докладчиках с их фото и научными биографиями.

Форум поддерживается Министерством науки и технологий КНР и Народным правительством г. Цзинина. Оргкомитет оплачивал приглашенным гостям дорогу в Китай, проживание и питание во время Форума. Здесь был и синхронный перевод на три языка: русский, китайский и японский. Высокий уровень форума подчеркивался участием в нем официальных лиц – Лю Яньхуа, экс-заместитель министра Министерства науки и технологий, Гао Цань - советник премьер-министра Государственного совета КНР, Юй Юньшэн – первый вице-мэр г. Цзинин. Подробная информация о форуме была представлена в новостных программах Центрального телевидения Китая.

9. С 19 по 21 декабря 2019 г. в городе Санья на китайском острове Хайнань состоялась международная конференция по искусственному интеллекту, обработке информации и облачным вычислениям Int. Conf. Artificial Intelligence, Information Processing and Cloud Computing - AIIPCC 2019. Целью AIIPCC2019 является создание коммуникационной платформы высокого уровня для экспертов, ученых и исследователей, для того, чтобы поделиться последними результатами исследований в смежных областях, таких как искусственный интеллект, обработка информации и облачные вычисления для изучения направления будущих исследований и содействия проектному сотрудничеству в мире. Был сделан доклад:

Potapov Alexander A., Wei Zhang, Tianhua Feng, Rekhviashvili Sergo. Sigma-pi Neural Unit: Switching Circuit Simulation // Proc. 2019 Int. Conf. Artificial Intelligence, Information Processing and Cloud Computing - AIIPCC 2019 (Sanya, China, 19 - 21 December, 2019).- New York: Association for Computing Machinery, 2019. P. 120-124. В докладе была рассмотрена архитектура и схема нейронных единиц сигма-пи. Мы считаем, что устройство sigma-pi является перспективным для практической реализации. По нашему мнению, элемент сигма-пи является перспективным для создания фрактальных нейронных сетей. Многослойные нейронные сети могут служить генераторами фракталов. Это свойство можно использовать как инструмент для моделирования и анализа нелинейных явлений. Более того, определенный тип фрактала определяет структуру, топологию и параметры нейронной сети. Характерным свойством регулярных фракталов является самоподобие или инвариантность при изменении масштабов. Фрактальные нейронные сети могут быть построены на алгоритмах Фурье и вейвлет-преобразования (так называемые «быстрые нейронные сети»), а также с использованием дробных интегро-дифференциальных операторов. Концепция фрактальных нейронных систем может быть принята на основе нашей классификации (топология выборки) [1-7].

10. Отметим, что за 2018 – 2029 гг. по результатам участия в Российских конференциях (Станкин, МГТУ им. Э.Н. Баумана, ЛЭТИ и др.) и в ряде стран вышли статьи в различных международных журналах, небольшая библиография из которых приведена автором ниже:

Danping Pan, Tianhua Feng, Wei Zhang, and Alexander A. Potapov. Unidirectional light scattering by electric dipoles induced in plasmonic nanoparticles // Opt. Lett. 2019. V. 44. No 11. P. 2943 – 2946. https://doi.org/10.1364/OL.44.002943.

Akinshin Nikolay, Esikov Oleg, Potapov Alexander, Akinshin Ruslan, and Kuleshov Alexander. Application of Fractal Analysis Methods of Textures Earth Surface Images for Ecological Setting Assessment // EPJ Web of Conf. 2019. V. 224. No 04008. – 4 p.

Dmitriy Klyuev, Anatoly Neshcheret, Oleg Osipov and Aleksandr Potapov. Mathematical Modeling of Multi-Element Antenna Arrays with Chiral Metamaterials Substrates Using Singular Integral Equations // EPJ Web Conf. 2019. V. 224. No 02002. – 8 p.

Chu Trong Su, Tupik V.A., Potapov A.A., and Margolin V.I. Computer simulation of nano-thin film condensation process in a vacuum // IOP Conf. Series: Journal of Physics: Conf. Series. 2019. V. 1313. No 1. 012054. – 4 p.

*Jaykov Foukzon, Elena R Men'kova, Alexander A Potapo*v. The Solution Cosmological Constant Problem. Quantum Field Theory in Fractal Space-Time with Negative Hausdorff-Colombeau Dimensions and Dark Matter Nature // Journal of Physics: Conf. Ser. 2019. V. 1391**.** No 012058. – 24 p.

Foukzon J., Men'kova E.R., Potapov A.A. The Solution Cosmological Constant Problem // Journal of Modern Physics. 2019. V. 10. No 7. – P. 729-794.

*Jaykov Foukzon, Elena R Men'kova, Alexander A Potapo*v. The EPR-B Paradox Resolution. Bell inequalities revisited // Journal of Physics: Conf. Ser. 2019. V. 1391**.** No 012073. – 21 p.

Klyuev S.B., Nefyodov E.I. and Potapov A.A. Symmetrical slot line with a dielectric insert in the slot // Journal of Physics: Conf. Ser. 2019. V. 1348**.** No 012015. – 5 p.

Tupik V.A., Potapov A.A. and Margolin V.I. Some features of the interaction of electromagnetic radiation with complex fractal objects // Journal of Physics: Conf. Ser., 2019. V. 1348**.** No 012016. – 7 p.

По материалам конференций CHAOS'2019 была оперативно выпущена в издательстве Springer книга с нашими двумя главами (сообщение и поздравления из Springer прислали мне 12.02.2020 г.):

1. *Klyuev Dmitriy S., Neshcheret Anatoly M., Osipov, Oleg V., Potapov Alexander A., Sokolova Julia V.* The Method of Singular Integral Equations in the Theory of Microstrip Antennas Based on Chiral Metamaterials // In: 12th Chaotic Modeling and Simulation International Conference - CHAOS 2019 / Ed: *Skiadas C., Dimotikalis Y.* (Springer Proceedings in Complexity book series - SPCOM). - Cham, Switzerland: Springer Int. Publ., 2020. - P. 267 – 294.

2. *Klyuev Dmitriy S., Neshcheret Anatoly M., Osipov, Oleg V., Potapov Alexander A., Sokolova Julia V.* Microstrip and Fractal Antennas Based on Chiral Metamaterials in MIMO Systems // In: 12th Chaotic Modeling and Simulation International Conference - CHAOS 2019 / Ed: *Skiadas C., Dimotikalis Y.* (Springer Proceedings in Complexity book series - SPCOM). - Cham, Switzerland: Springer Int. Publ., 2020. - P. 295 – 306.

Заключение

Материал, изложенный в статье, можно рассматривать как пример многопланового исследования (см., например, [1-7] и ссылки там), направленного на создание, развитие и отработку математического аппарата, ориентированного на решение современных сложных радиотехнических и радиофизических проблем с помощью теории фракталов, дробных операторов, а также, методов нелинейной динамики и топологии.

Библиографический список

1. *Профессор Александр Алексеевич Потапов.* Биобиблиографический указатель / *Под ред. академика Ю.В. Гуляева.*– М.: ООО «Центр полиграфических услуг «Радуга», 2019. – 256 с. (*Одобрено Ученым советом ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН 26.12.2018 г., протокол № 8*).

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

3. Потапов А.А. Рассеяние волн на стохастической фрактальной поверхности // Сб. науч. работ к 65-летию создания ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН и 110-летию со дня рождения академика В.А. Котельникова / *Под ред. чл.-корр. РАН С.А. Никитова*. – М.: ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН, 2018. – С. 155-159.

4. Потапов А.А. Многократное рассеяние волн на фрактальном ансамбле частиц и в больших неупорядоченных фрактальных системах // В книге: "Турбулентность, динамика атмосферы и климата" - (К 100-летию со дня рождения академика А.М. Обухова) / Под ред. *Г.С. Голицына и др.* - М.: Физматкнига, 2018. – С. 564-573.

5. Potapov A.A. et al. Some Applications of Fractional Derivatives in Many - Particle Disordered Large Systems. – *Глава 7 в книге*: Fractional Dynamics, Anomalous Transport and Plasma Science / *Ed. C. Skiadas*. – Switzerland: Springer, 2018. – P. 125-154.

6. Гуляев Ю.В., Потапов А.А. Применение теории фракталов, дробных операторов, текстур, эффектов скейлинга и методов нелинейной динамики в синтезе новых информационных технологий для задач радиоэлектроники (в частности, радиолокации) // Радиотехника и электроника. 2019. Т. 64. № 9. – С. 839-854.

7. Потапов А.А. Применение принципов фрактально-скейлинговой или масштабно-инвариантной радиолокации в РСА, БЛА и MIMO-системах. – В кн.: Радиолокация. Результаты теоретических и экспериментальных исследований. В 2-х книгах. Кн. 2 / *Под ред. А.Б. Бляхмана*. - М.: Радиотехника, 2019. – С. 15-39.

УДК 004.932.4; 621.384.3; 528.029.67; ГРНТИ 28.23.15

КОМПЛЕКСИРОВАНИЕ ИЗОБРАЖЕНИЙ НА ОСНОВЕ МЕТОДА ГЛАВНЫХ КОМПОНЕНТ И ЛОКАЛЬНОЙ ОЦЕНКИ МОЩНОСТИ

А.С. Сычев

Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина, Российская Федерация, Рязань, AlekseiSichev2203@gmail.com

Аннотация. Рассматривается задача комплексирования изображений многоспектральной системой технического зрения, в которой критерием качества является пиковое отношение сигнал-шум. Целью работы является разработка алгоритма комплексирования, позволяющего сформировать субъективно комфортное для наблюдателя изображение, даже если изображение одного из каналов многоспектральной системы технического зрения содержит мощную высокочастотную шумовую компоненту. Результаты эксперимента показывают, что разработанный алгоритм обеспечивает выигрыш в пиковом отношении сигнал-шум в 3,4 и 4,6 раза по сравнению с известными методами *комплексирования на* основе анализа главных компонент и вычисления среднего арифметического соответственно.

Ключевые слова: многоспектральная система технического зрения, комплексирование изображений, метод главных компонент, отношение сигнал-шум, мера modified gray level variance, критерии качества изображений.

IMAGE FUSION BASED ON PRINCIPAL COMPONENT ANALYSIS AND LOCAL ESTIMATION OF NOISE POWER

A.S. Sychev

Ryazan State Radio Engineering University named after V.F. Utkin, Russia, Ryazan, AlekseiSichev2203@gmail.com

The summary. The problem of image fusion by a multispectral vision system in which the quality criteria is the peak signal-to-noise ratio is considered. The aim of the work is to development of the fusion algorithm that allows to create an image that is subjectivly comfortable for the observer, even if the image in one of the channels of the multispectral vision system contains a powerful high-frequency noise component. The experimental results show that the developed algorithm provides a gain in the peak signal-to-noise ratio by 3.4 and 4.6 times compared with the known fusion methods based on the principal component analysis and calculation of the average respectively.

Keywords: multispectral vision system, image fusion, principal component analysis, signal-to-noise ratio, modified gray level variance, image quality measures.

Для повышения ситуационной осведомлённости пилота летательного аппарата или оператора мобильного объекта в сложных условиях наблюдения применяют многоспектральные системы технического зрения (МСТЗ) на основе матричных фотоприёмников не-

скольких ($L = \overline{2,\ 3}$) спектральных диапазонов. Визуализация изображений в МСТЗ предполагает комплексирование изображений (КИ), получаемых с таких сенсоров. Различные алгоритмы КИ обеспечивают объединение информативных признаков, полученных с сенсоров различных спектральных диапазонов, и улучшение изображений с целью комфортного их восприятия оператором [1-3].

Критерием выбора того или иного алгоритма КИ являются качество и информативность изображения, выводимого на устройство отображения оператора. Для количественного сравнения качества изображений в различных каналах МСТЗ и результатов их комплексирования различными алгоритмами существуют критерии глобальных безэталонных оценок качества [4-6]. Однако для изображений с низким значением глобального показателя качества, содержащих при этом информативные для наблюдателя элементы, целесообразнее применять локальные оценки качества [7, 8], которые являются показателем информативности некоторой окрестности каждого пикселя каждого изображения.

Целью работы является разработка алгоритма комплексирования, учитывающего локальные оценки качества и позволяющего получить и субъективно комфортное, и информативное для наблюдателя изображение.

Исходными данными для комплексирования в L -диапазонной МСТЗ являются L полутоновых 8-битных изображений $\mathbf{I}_m$, $m = \overline{1, L}$, с шириной и высотой кадра W и H пикселей соответственно.

Алгоритмы комплексирования изображений

Простейший метод комплексирования — равновесное сложение — подразумевает формирование яркости результирующего изображения путём сложения яркостей соответствующих пикселей. Данный алгоритм имеет низкую асимптотическую вычислительную сложность, однако не робастен к наличию шума в любом из каналов МСТЗ, а также не учитывает корреляцию яркости низкочастотных компонент изображений [3].

Метод главных компонент (так называемый PCA — «principle component analysis» — анализ главных компонент) предполагает оценку ковариационной матрицы исходных изображений и нахождение её собственных векторов, после чего элементы собственного вектора, соответствующего максимальному собственному числу выступают весовыми коэффициентами при суммировании яркости изображений [3].

Метод главных компонент позволяет, в отличие от равновесного сложения, учесть ковариацию яркости исходных изображений и получить за счёт этого изображение с большой энтропией и числом информационных уровней гистограммы.

Однако при весовом КИ, частным случаем которого является PCA, может быть получен результат субъективно низкого качества, если на одном или нескольких исходных изображениях присутствует мощная шумовая компонента. Результат комплексирования в таком случае также не робастен к высокочастотному шуму. Это ставит задачу адаптации к мощности высокочастотной шумовой компоненты исходных изображений при их комплексировании.

Мера GLVM — modified gray level variance

Оценка мощности шума на изображении возможна посредством формирования локальных оценок [7]. В [8] предложена мера GLVM — «modified gray level variance», а в [9] автором [8] приведена реализация её вычисления на MATLAB. Порядок расчёта меры GLVM следующий. Из яркости $\mathbf{I}$ исходного изображения необходимо выделить низкочастотную $\mathbf{I}_{\text{НЧ}}$ и высокочастотную $\mathbf{I}_{\text{ВЧ}}$ компоненты:

$$\mathbf{I}_{\text{НЧ}} = \mathbf{I} * \mathbf{h},\ \mathbf{I}_{\text{ВЧ}} = \mathbf{I} - \mathbf{I}_{\text{НЧ}},$$

где $\mathbf{h}$ — квадратная маска КИХ-фильтра, «*» — знак свёртки, и рассчитать квадрат яркости высокочастотной компоненты для каждого пикселя: $D_{\text{ПИКС}ij} = I^2_{\text{ВЧ}ij}$. Результат $\mathbf{D}$ расчёта меры GLVM представляет собой свёртку:

$$\mathbf{D} = \mathbf{D}_{\text{ПИКС}} * \mathbf{h}. \quad (1)$$

Использование меры GLVM для оценки СКО шума изображения

Двумерный массив локальных оценок СКО $\boldsymbol{\sigma}$ может быть получен из двумерного массива локальных оценок GLVM $\mathbf{D}$ (1):

$$\sigma_{ij} = \sqrt{D_{ij}}. \quad (2)$$

Оценка параметров функции плотности распределения вероятности (ФПРВ) элементов $\boldsymbol{\sigma}$ может быть выполнена путём её аппроксимации гамма-распределением (ГР):

$$f(x) = \begin{cases} x^{k-1}\dfrac{exp(-x/\theta)}{\theta^k \Gamma(k)}, x \geq 0, \\ 0, x < 0, \end{cases} \qquad \Gamma(k) = \int_0^\infty t^{k-1} exp(-t) dt,$$

где $\Gamma(k)$ — гамма-функция Эйлера. Согласно свойствам ФПРВ случайной величины, её математическое ожидание μ_Γ и СКО σ^2_Γ соответственно равны $\mu_\Gamma = k\theta$ и $\sigma^2_\Gamma = k\theta^2$, где

$$\mu_\Gamma = \frac{1}{WH}\sum_{i=1}^{W}\sum_{j=1}^{H}\sigma_{ij},\ \sigma_\Gamma = \left[\frac{1}{WH}\sum_{i=1}^{W}\sum_{j=1}^{H}(\sigma_{ij} - \mu_\Gamma)^2\right]^{0,5}.$$

Искомые параметры ГР оцениваются по формулам: $\theta = \sigma^2_\Gamma / \mu_\Gamma$, $k = \mu_\Gamma / \theta = \mu^2_\Gamma / \sigma^2_\Gamma$. Для рассчитанных k и θ СКО шумовой компоненты является модой ГР:

$$\sigma_{\text{Ш}} = \begin{cases} (k-1)\theta, k \geq 1, \\ 0, k < 1. \end{cases} \quad (3)$$

Оценка (3) справедлива при условии принятия гипотезы о том, что высокочастотная сигнальная компонента яркости занимает в поле изображения малую часть, а шумовая компонента — в том числе и те фрагменты, что относятся к низкочастотной информативной составляющей (например, безоблачное небо, водная гладь и др.). В данной работе размер маски $\mathbf{h}$ был выбран равным 32×32 элемента. С целью уменьшения объёма вычислений была использована процедура быстрой BOX-фильтрации [10].

Формирование локальных оценок СКО яркости изображения и СКО шума позволяет оценить также и отношение сигнал-шум (ОСШ) $\mathbf{q}$ для окрестности каждого пикселя с координатами (i, j) при условии, что справедлива гипотеза об аддитивном характере шума и отсутствии его корреляции с яркостью изображения:

$$q_{ij} = \begin{cases} \dfrac{\sqrt{\sigma_{ij}^{\,2} - \sigma_{\text{ш}}^{\,2}}}{\sigma_{\text{ш}}}, \ \sigma_{ij} \geq \sigma_{\text{ш}}, \\ 0, \ \sigma_{ij} < \sigma_{\text{ш}}. \end{cases} \tag{4}$$

Алгоритм РСА-комплексирования с использованием локальной оценки ОСШ

Предлагаемый алгоритм комплексирования с адаптацией к СКО шума включает в себя следующие этапы:

1) расчёт локальной оценки меры GLVM по (1) в плоскости каждого изображения (на этом этапе формируются также $\mathbf{I}_{\text{НЧ}}^{m}$ и $\mathbf{I}_{\text{ВЧ}}^{m}$), локального СКО яркости по (2), СКО шума яркости по (3), локального отношения сигнал-шум изображений по (4);

2) расчёт нормированных к L оценок $\mathbf{q}_{\text{n}}^{m}$, выступающих в качестве весовых коэффициентов высокочастотных компонент яркости исходных изображений:

$$q_{\text{n}\,ij}^{m} = \frac{L q_{ij}^{m}}{\sum_{p=1}^{L} \left| q_{ij}^{p} \right|};$$

3) нахождение центрированных компонент яркости изображений $\mathbf{I}_{\text{НЧ Ц}}^{p}$

$$I_{\text{НЧ}\,p\,ij}^{\text{Ц}} = I_{\text{НЧ}\,p\,ij} - \overline{\mathbf{I}_{\text{НЧ}\,p}}, \ p = 1, ..., L,$$

их ковариационной матрицы $\mathbf{C}$, её собственных чисел $\mathbf{\Lambda}$ и собственных векторов $\boldsymbol{\lambda}^{m}$:

$$C_{mn} = \frac{1}{WH} \sum_{i=1}^{W} \sum_{j=1}^{H} (I_{\text{НЧ}\,m\,ij}^{\text{Ц}} I_{\text{НЧ}\,n\,ij}^{\text{Ц}}), \ \mathbf{C}\boldsymbol{\lambda}^{m} = \mathbf{\Lambda}_{m}\boldsymbol{\lambda}^{m};$$

4) расчёт яркости пикселей результата комплексирования

$$I_{\Sigma\,ij} = \sum_{p=1}^{L} \left[\lambda_{p}^{1} (q_{\text{n}\,p\,ij} I_{\text{ВЧ}\,p\,ij} + I_{\text{НЧ}\,p\,ij}^{\text{Ц}}) \right]. \tag{5}$$

и последующее контрастирование.

Данный метод, помимо того, что обладает всеми достоинствами РСА-комплексирования, позволяет также учесть и меру информативности (локальное отношение сигнал-шум) каждого из исходных изображений.

На ПЭВМ с процессором Intel Core i7-3770 с тактовой частотой 3,4 ГГц, 8 ГБ оперативной памяти и операционной системой Windows 7 время комплексирования изображений трёх диапазонов оптического излучения с разрешением 640×480 методом равновесного суммирования составило 10,49 мс, методом главных компонент — 45,44 мс, модификацией метода главных компонент — 117,41 мс. Увеличение быстродействия возможно посредством распараллеливания обработки в многопоточном приложении или на видеоускорителе.

Применение модифицированного метода комплексирования приводит к росту отношения сигнал-шум q. Численно охарактеризовать увеличение ОСШ можно сравнением пи-

кового отношения сигнал-шум (ПОСШ) изображений, полученных различными способами КИ. ПОСШ $\max(\mathbf{q})$ представляет собой максимальный элемент матрицы $\mathbf{q}$ (4).

На рисунке для мультиспектральных изображений "Movie_14", "Marne_11", "10", "sandpath", "MarnehNew", "bench", "Movie_18", "Kaptein_1123", "wall", "19", "Kaptein_1654" из базы "TNO Image Fusion Dataset" [11] показаны точки, демонстрирующие улучшение ПОСШ результатов КИ по PCA с использованием GLVM (5) по сравнению с ПОСШ при КИ по PCA и по методу равновесного суммирования [3], а также приведена прямая $f(q)=q$, наглядно показывающая, что для большинства рассмотренных примеров применение описанного алгоритма привело к увеличению ПОСШ. Высокие (более 300) значения ПОСШ могут быть объяснены вычислением СКО шума в (6) как параметра ГР элементов σ_{ij} в (5).

Рис. Иллюстрация коэффициента улучшения ПОСШ при использовании локальной оценки мощности

Среднее геометрическое коэффициентов улучшения ПОСШ по сравнению с ПОСШ результатов КИ суммированием и по PCA составило соответственно

$$\sqrt[11]{\prod_{m=1}^{11}\frac{\max(\mathbf{q}_{\text{PCA GLVM }m})}{\max(\mathbf{q}_{\text{СУМ }m})}}=4,5658 \text{ и } \sqrt[11]{\prod_{m=1}^{11}\frac{\max(\mathbf{q}_{\text{PCA GLVM }m})}{\max(\mathbf{q}_{\text{PCA }m})}}=3,362,$$

а минимальное / максимальное значения данных коэффициентов составили соответственно 1,73 / 8,94 и 0,73 / 9,04.

Заключение

В статье рассмотрен метод комплексирования изображений, позволяющий сформировать результат с многомодовой гистограммой и малой мощностью высокочастотной шумовой компоненты. По результатам комплексирования изображений из базы TNO среднее геометрическое коэффициента улучшения ПОСШ по сравнению с результатами метода главных компонент и равновесного суммирования выросло более чем в 3 и 4 раза при увеличении вычислительных затрат в 2,6 и 11,2 раза соответственно.

Библиографический список

1. Алпатов, Б.А. Технологии обработки и распознавания изображений в бортовых системах технического зрения / Б.А. Алпатов, П.В. Бабаян // Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. — 2017. — №60. — С. 34-44.

2. Ефимов, А.И. Обработка изображений в многоспектральных системах технического / А.И. Ефимов, Л.Н. Костяшкин, А.А. Логинов, Е.Р. Муратов, М.Б. Никифоров, А.И. Новиков // Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. — 2017. — № 60. — С. 83-92.

3. Смагин, М.С. Разработка методики синтеза структуры вычислительных устройств слияния изображений / М.С. Смагин: диссертация на соискание учёной степени к.т.н. — М.: МИРЭА, 2008. — 198 с.

4. Колчаев, Д.А. Математическое обеспечение системы динамического выбора метода улучшения изображений в реальном времени / Д.А. Колчаев, Е.Р. Муратов, М.Б., Никифоров // Известия ТулГУ. Технические науки. — 2017. — № 2. — С. 83-89.

5. Бондаренко, М.А. Оценка информативности комбинированных изображений в мультиспектральных системах технического зрения / М.А. Бондаренко, В.Н. Дрынкин // Программные системы и вычислительные методы. — 2016. — № 1. — С. 64-79.

6. Сычев, А.С. Безэталонный интегрально-мультипликативный показатель качества цифровых полутоновых изображений / А.С. Сычев, И.С. Холопов // Цифровая обработка сигналов. — 2018. — № 3. — С. 51-57.

7. Старовойтов, В. В. Сравнительный анализ безэталонных мер оценки качества цифровых изображений / В.В. Старовойтов, Ф.В. Старовойтов // Системный анализ и прикладная информатика. — 2017. — № 1. — С. 24-32.

8. Pertuz, S. Analysis of focus measure operators for shape-from-focus S. Pertuz, D. Puig, M.A. Garcia // Pattern Recognition. — 2013. — № 5. — С. 1415-1432.

9. Shape from focus — File Exchange — MATLAB Central [Электронный ресурс] URL: https://www.mathworks.com/matlabcentral/fileexchange/55103-shape-from-focus (дата обращения: 01.12.2019).

10. Lukin, A. Tips & Tricks: Fast Image Filtering Alghorithms / A. Lukin // Graphicon: Proc. of Graphicon'2007 Russia conference, Moscow, June 23-27, 2007.

11. TNO Image Fusion Dataset [Электронный ресурс] URL: https://figshare.com/articles/TNO_Image_Fusion_Dataset/1008029 (дата обращения: 01.12.2019).

УДК 621.37; ГРНТИ 47.49.27

РАСЧЕТ ВРЕМЕННЫХ ПАРАМЕТРОВ СЪЕМКИ ПРИ МОДЕЛИРОВАНИИ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ ИЗОБРАЖЕНИЙ РСА КОСМИЧЕСКОГО БАЗИРОВАНИЯ

К.К. Храмов, В.В. Костров

Муромский институт (филиал) Владимирского государственного университета имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых, Россия, Муром, hramovkk@gmail.com,

Аннотация. Рассчитаны основные временные параметры съемки радиолокатора с синтезированием апертуры (РСА) космического базирования в режиме бокового обзора, построены диаграммы распределения допустимых значений частоты повторения зондирующих импульсов при изменении параметров визирования.

Ключевые слова: моделирование, РСА, частота повторения зондирующих импульсов.

CALCULATION OF SENSING TIME PARAMETERS FOR MODELING OF SPACE-BORNE SAR IMAGES

K.K. Khramov, V.V. Kostrov

Murom Institute (branch) of Vladimir State University named after Alexander Grigorievich and Nikolai Grigorievich Stoletov, Russia, Murom, hramovkk@gmail.com,

Abstract. The main time parameters of space-borne synthetic aperture radar (SAR) sensing in the side-looking mode are calculated. The diagrams of the allowable values of the pulse repetition frequency when changing the sighting parameters are obtained.

Keywords: simulation, SAR, pulse repetition frequency.

Как известно [1-3], в радиолокаторах с синтезированием апертуры (РСА) космического базирования чаще всего используется импульсный режим зондирования, который позволяет упростить антенную систему и дает больше возможностей для вариаций технических характеристик и параметров РСА. При этом для расчета временны́х параметров такого режима съемки используются геометрические параметры обзора, основные технические характеристики РСА: угол визирования β, наклонная дальность $R_н$, длина волны передатчика λ, разрешающие способности δ_y и δ_x, длина синтезированной апертуры L_{ca}, время синтезирования апертуры T_{ca}, а также некоторые параметры ориентации носителя РСА на орбите. Основным временны́м параметром съемки является частота повторения зондирующих импульсов F_n, которая обратно пропорциональна периоду их повторения: $T_n = 1/F_n$.

Применение периодических зондирующих сигналов в РСА ведет к появлению эффекта неоднозначности на РЛИ [1, 3], поэтому при расчете частоты повторения необходимо обеспечить однозначность измерений в частотной (доплеровской) и временно́й (в полосе задержек) областях. В космических РСА максимальная наклонная дальность $R_{н\max}$ достигает сотен километров и полную однозначность измерений по дальности можно достичь только при учете задержек в полосе обзора ΔY, а не максимальной дальности [2, 4]. В этом случае максимальная частота повторения $F_{n\max}$ определяется разностью путей прохождения зондирующего сигнала от космического аппарата (точка A на рисунке 1) до точки начала и от кос-

мического аппарата (КА) до точки конца облучаемой площадки в угломестной плоскости (рис. 1):

$$F_{n\max} = \frac{c}{2 \cdot \Delta Y \cdot \cos\left(\gamma(\beta)\right)} = \frac{c}{2 \cdot \left(R_{н2} - R_{н1}\right)} \quad (1)$$

и зависит от высоты орбиты КА H, ширины диаграммы направленности антенны РСА в угломестном сечении θ_y и угла визирования β.

На рисунке 2 приведена зависимость $F_{n\max}(\beta)$ максимальной частоты повторения зондирующих импульсов от угла визирования β для значений $H = 510$ км и $\theta_{y0,5} = 1°$. Из графика следует, что увеличение угла визирования ограничивает максимальную частоту зондирования и, как следствие, диапазон допустимых значений F_n.

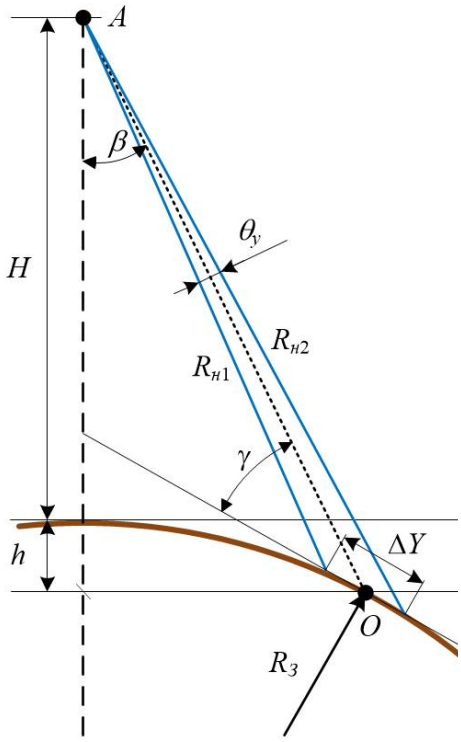


Рис. 1. Геометрия обзора космического РСА поперек линии пути

Минимальное значение частоты повторения зондирующих импульсов $F_{n\min}$ выбирается из условия устранения неоднозначности по азимуту, т.е. из условия передачи всего спектра доплеровских частот траекторного сигнала и определяется максимальным доплеровским смещением частоты $F_{д\max}$ траекторного сигнала на краях синтезированной апертуры (или линейными размерами l_x реальной антенны в азимутальной плоскости) [2]:

$$F_{n\min} = 2F_{д\max} = \frac{2 \cdot V_0 \cdot L_{са}}{\lambda \cdot R_н} = \frac{2 \cdot V_0}{l_x} = \frac{V_0}{\delta_x}. \quad (2)$$

Графическая зависимость $F_{n\min}(\delta_x)$, приведенная на рисунке 3, показывает, что при уменьшении численного значения разрешающей способности по азимуту минимальное значение частоты повторения возрастает, а диапазон допустимых значений F_n уменьшается.

Однако диапазоны допустимых значений частоты повторения F_n зондирующих импульсов ограничиваются не только равенствами (1) и (2). Обратимся к временным диаграммам импульсных зондирующих и эхо-сигналов РСА в режиме бокового обзора, показанным на рисунке 4.

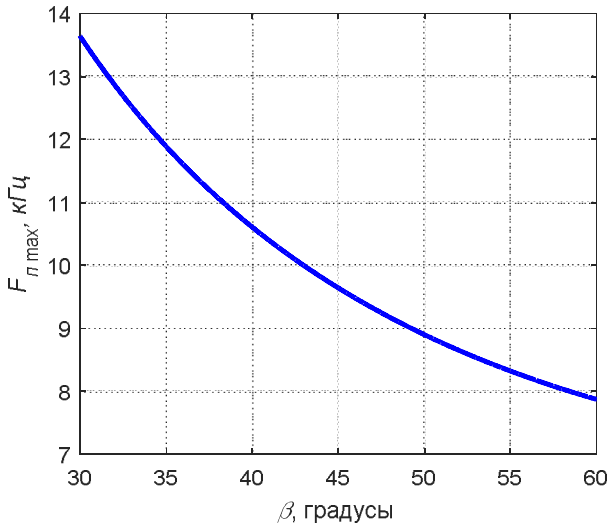


Рис. 2. Зависимости максимальной частоты повторения $F_{n\,max}$ зондирующих импульсов от угла визирования β

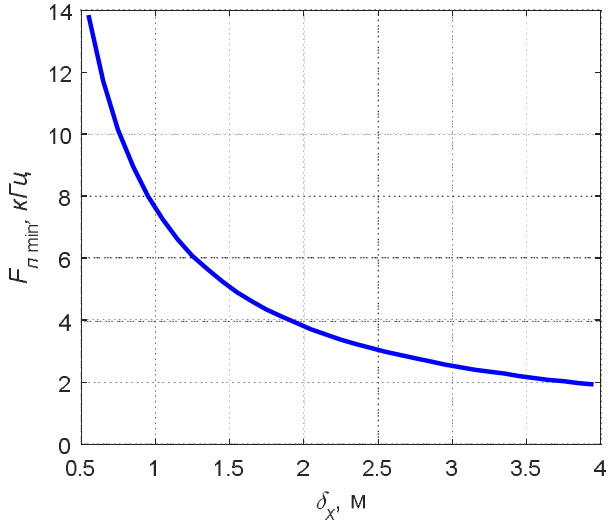


Рис. 3. Зависимости минимальной частоты повторения $F_{n\,min}$ зондирующих импульсов от азимутального разрешения δ_x

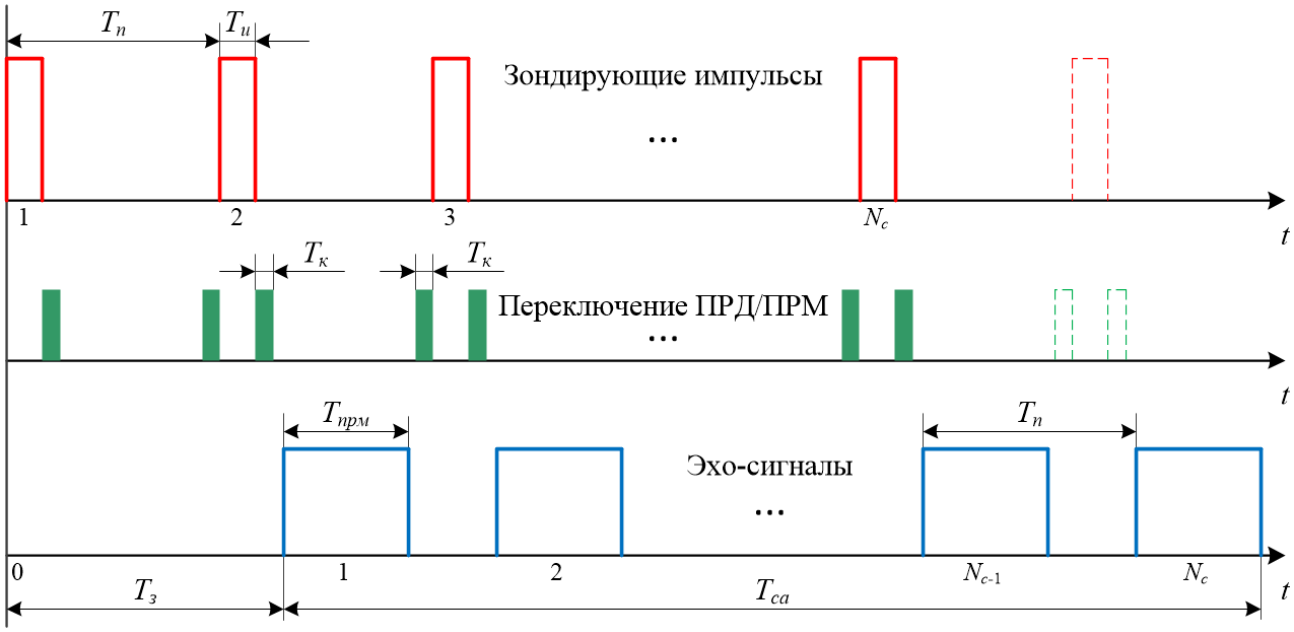


Рис. 4. Временные диаграммы импульсных сигналов РСА в режиме бокового обзора

Здесь дополнительно введены обозначения: $T_и$ – длительность зондирующего импульса передатчика; $T_{прм}$ – длительность строба приёмника; $T_з$ – время задержки строба приёмника относительно начала зондирования; $T_к$ – время коммутации (переключения положения луча АФАР и поляризации сигнала). В такой системе эхо-сигналы поступают на вход приемника относительно начала зондирования (при $t = 0$ на рис. 4) с начальной задержкой

$$T_з = \frac{2 \cdot R_{н\,min}}{c} = \frac{2 \cdot R_{н1}}{c}. \qquad (3)$$

При этом обязательным условием функционирования РСА является равенство времени $T_з - T_к - T_и$ целому числу периодов повторения $T_п$ зондирующих импульсов. Это необхо-

димо для того, чтобы отраженные от области съемки сигналы попадали в длительность строба приёмника $T_{прм}$. Эта задача решается путем надлежащего выбора периода излучения T_n или высоты орбиты КА H. Количество зондирующих импульсов $N_{и\,з}$, излученных за время задержки $T_з$ строба приёмника относительно начала зондирования, можно найти по формуле:

$$N_{и\,з} = \mathrm{int}\frac{2\cdot\left(R_н - \left(R_{н2} - R_{н1}\right)/2\right)}{c\cdot T_n} = \mathrm{int}\frac{2\cdot R_{н1}}{c\cdot T_n}\,. \tag{4}$$

С учетом (1) и построений рисунка 4 определим минимальный период повторения импульсов, который позволяет принять отраженные сигналы во всей полосе ΔY обзора КА

$$T_{n\,\min} = \frac{2\cdot\left(R_{н2} - R_{н1}\right)}{c} + 2T_и + T_{кГВ} + T_{кВГ} + T_{защ}\,, \tag{5}$$

где $T_и$ – длительность зондирующего импульса;

$T_{кГВ}$, $T_{кВГ}$ – время коммутации (переключения) поляризации луча в АФАР из горизонтальной в вертикальную и наоборот;

$T_{защ}$ – длительность защитного временно́го интервала.

Задавшись значениями $T_и = 25$ мкс, $T_{кГВ} = T_{кВГ} = T_к = 8$ мкс и $T_{защ} = 2$ мкс, получаем $T_{n\,\min} = 171{,}7$ мкс.

Минимальная длительность строба приёмника $T_{прм\,\min}$, соответствующая длительности сигнала, отраженного от снимаемой сцены, определится равенством

$$T_{прм\,\min} = 2\cdot\left(R_{н2} - R_{н1}\right)/c + T_и \tag{6}$$

и при принятых временных параметрах будет равна $T_{прм\,\min} = 128{,}7$ мкс.

Число импульсов, которое требуется для синтеза апертуры, может быть найдено из построений на рис. 4:

$$N_c = T_{са}/T_n\,.$$

Если в РСА, использующем периодические зондирующие сигналы, применяется одна приемопередающей антенна, то появляются зоны «слепых» дальностей, когда во время излучения зондирующего сигнала приемник блокируется и не может принимать эхо-сигналы [1, 2]. Поэтому при выборе периода повторения T_n необходимо, чтобы эхо-сигнал, длительность которого определяется выражением (6), укладывался в строб приемника с учетом времени задержки $T_з$ (3), т.е. выполнялись условия

$$\begin{cases} k\cdot T_n + T_и + T_к \le T_з \le \left(k+1\right)\cdot T_n - T_{прм\,\min} - T_к\,; \\ T_{прм\,\min} \le T_{прм}\,, \end{cases} \tag{7}$$

где $k = 0, 1, 2, \ldots$.

На рисунке 5 представлена диаграмма, позволяющая выбрать период повторения зондирующих импульсов T_n в соответствии с условиями (7) при различных углах визирования β. Расчет приведенной диаграммы проводился при следующих параметрах РСА [2, 4]: $H = 510$ км, $\theta_{x0,5} = 1°$, $\theta_{y0,5} = 1°$, $T_и = 25$ мкс, $T_к = 8$ мкс. Ограничительные линии $T_{n\,\min}$ и $T_{n\,\max}$ определяются, соответственно, выражениями (1) и (2).

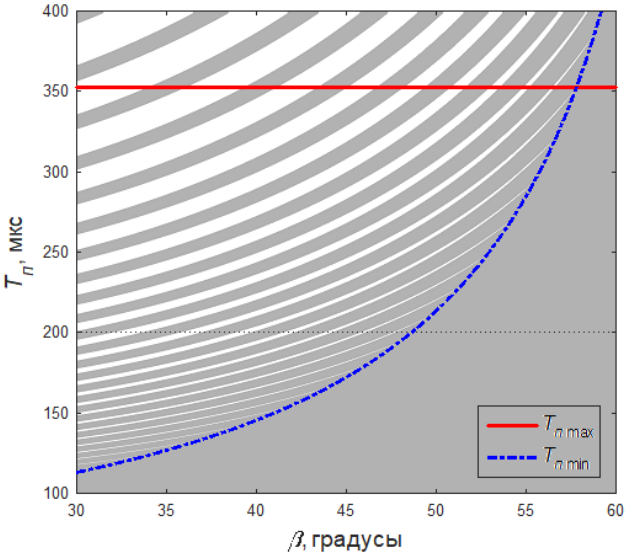


Рис. 5. Диаграмма распределения допустимых значений $T_п$ в соответствии с ограничениями (7) при изменении угла визирования β

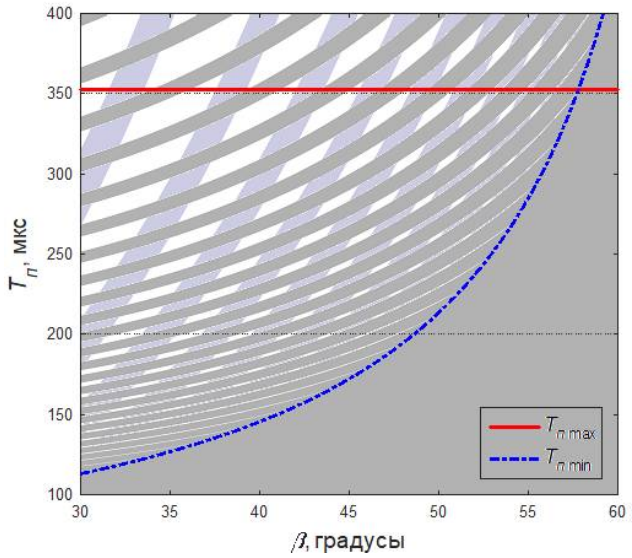


Рис. 6. Диаграмма распределения допустимых значений $T_п$ с учетом надирных помех при изменении угла визирования β

На рисунке 5 области, отмеченные серым цветом, соответствуют значениям $T_п$, при которых эхо-сигналы не попадают в строб приемника, ограничения (7) не выполняются, и нарушается нормальная работа РСА. Светлые области соответствуют допустимым значениям периода повторения.

Из полученной диаграммы видно, что при увеличении угла визирования β усложняется выбор подходящего периода повторения. Это связано возрастанием длительности эхо-сигнала, что вызвано увеличением размера следа луча ДН по дальности на поверхности Земли при больших углах визирования.

Другим фактором, ограничивающим выбор периода повторения зондирующих импульсов $T_п$, являются надирные (высотные) отражения [5]. Хотя такие помехи принимаются боковыми лепестками ДН, они являются достаточно мощными из-за меньшего расстояния от антенны до источника помехи по сравнению с наклонными дальностями до визируемого главным лучом участка поверхности Земли.

Надирные помехи появляются на входе приемника относительно начала зондирования с задержкой

$$T_{з\,над} = 2 \cdot H / c\,, \tag{8}$$

а период их следования равен $T_п$.

Для того чтобы надирные отражения не оказывали негативного влияния на работу приемника радиолокатора, необходимо исключить их появление в интервале прихода эхо-сигналов от участка зондирования. Этого также можно добиться надлежащим выбором величины $T_п$.

Области попадания надирных помех в строб приемника можно добавить на диаграмму рис. 5 и получить более полную картину для выбора рабочего значения периода повторения импульсов $T_п$ для всего диапазона углов визирования (рис. 6).

Сечения рисунка 5 по оси абсцисс позволяют получить диаграммы распределения допустимых значений $T_п$ для конкретного угла визирования. В качестве примера на рисунке 7 приведена такая диаграмма для $\beta = 45°$, где темные линии соответствуют допустимым значениям периода зондирования.

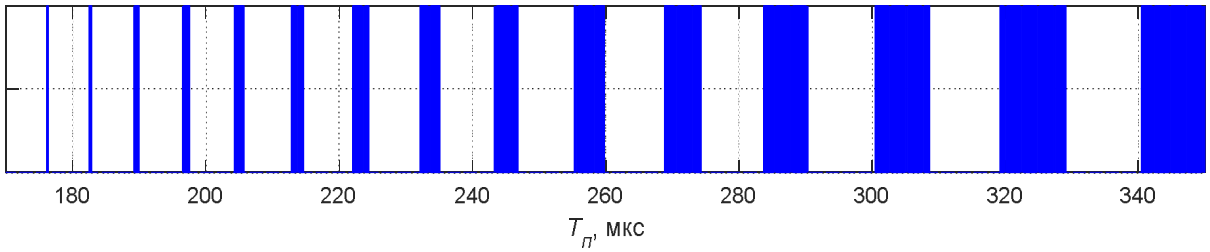


Рис. 7. Диаграмма распределения допустимых значений T_n в соответствии с ограничениями (7) при $\beta = 45°$

На рисунке 8 приведена диаграмма распределения значений T_n с учетом надирных помех для угла $\beta = 45°$. Из сравнения рисунков 7 и 8 видно, что учет надирных помех значительно сокращает количество допустимых значений периода повторения зондирующих импульсов.

Таким образом, в работе были рассчитаны основные временные параметры съемки РСА космического базирования для режима бокового обзора, построены диаграммы распределения допустимых значений периода повторения зондирующих импульсов (в том числе с учетом надирных помех) при изменении угла визирования.

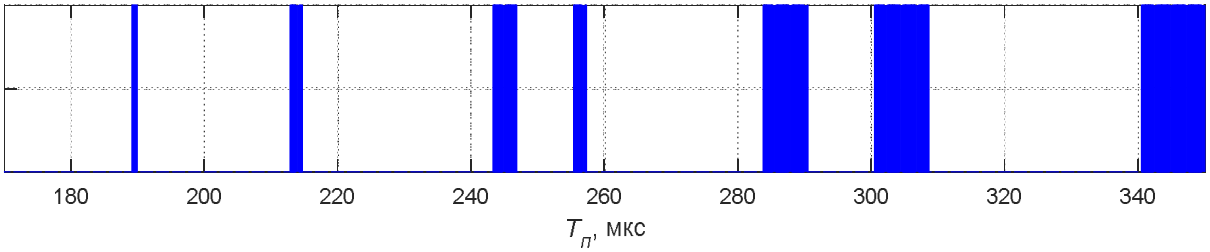


Рис. 8. Диаграмма распределения допустимых значений T_n с учетом надирных помех при $\beta = 45°$

Полученные алгоритмы были реализованы в программном комплексе формирования радиоголограммы и радиолокационного изображения РСА космического базирования и позволяют выполнять анализ помеховой ситуации при заданных параметрах визирования в РСА.

Библиографический список

1. Авиационные системы радиовидения / Под ред. Г.С. Кондратенкова. – М: Радиотехника, 2015. – 648 с.
2. Верба В.С., Неронский Л.Б., Осипов И.Г., Турук В.Э. Радиолокационные системы землеобзора космического базирования / Под ред. В.С. Вербы. – М.: Радиотехника, 2010. – 680 с.
3. Радиолокационные системы воздушной разведки, дешифрирование радиолокационных изображений / Под ред. Л.А. Школьного. – М.: ВВИА им. проф. Н.Е. Жуковского, 2008. – 531 с.
4. Костров В.В., Толстов Е.Ф. Проблемы дистанционного зондирования Земли с использованием космических РСА высокого разрешения // Проблемы дистанционного зондирования, распространения и дифракции радиоволн: Конспекты лекций / VII Всероссийские Армандовские чтения: молод. школа. – Муром: Изд.-полиграфический центр МИ ВлГУ, 2017. – С.76-113.
5. Булыгин М.Л., Внотченко С.Л. Построение диаграмм слепых дальностей и надирных отражений радиолокатора с синтезированной апертурой в MATLAB // Труды МАИ. 2015. № 83. – 23 с.

УДК 621.396.62

ОПЫТ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ ЭЛЕКТРОННОЙ КАРТЫ ДЛЯ МОДЕЛИРОВАНИЯ ОТРАЖЕНИЯ РАДИОЛОКАЦИОННОГО СИГНАЛА ОТ МЕСТНЫХ ПРЕДМЕТОВ

И.В. Васильев, В.А. Проценко
Специальное конструкторско-технологическое бюро «Гранит», Казахстан, Алматы, iv@granit.kz

Аннотация. Приводятся результаты моделирования радиолокационного отражения сигналов радиолокатора от окружающих местных предметов с использованием глобальной цифровой модели рельефа (GDEM). Описана упрощённая методика построения радиолокационного отражения, позволяющая осуществлять автоматическую ориентацию радиолокатора по странам света.
Ключевые слова: диаграмма направленности, моделирование, ориентация, радиолокация, ЭПР

EXPERIENCE OF USING AN ELECTRONIC MAP TO SIMULATE RADAR REFLECTION FROM LOCAL OBJECTS

I.V. Vassilyev, V.A. Protsenko
JSC Special Design and technology Bureau "Granite", Kazakhstan, Almaty, iv@granit.kz

Abstract. The results of modelling radar reflection of radar signals from surrounding local objects using the Global Digital Terrain Model (GDEM) are given. Simplified method of radar reflection construction is described, which allows to carry out automatic orientation of radar in cardinal directions.
Keywords: radiation pattern, modeling, orientation, radar, EPR

Одной из проблем мобильных радиолокационных станций является ориентация антенной системы локатора по сторонам света. Для проведения ориентации используется буссоль, которую следует отнести на расстояние не менее 125 метров от радиолокатора, выносной гетеродин и ориентиры на местности [1]. Сама эта процедура достаточно трудоёмкая и точность ориентации ограничена точностью определения направления на выносной гетеродин по максимальной амплитуде принятого от него сигнала и может составлять единицы градусов.

С целью сокращения времени привязки радиолокационной станции к странам света при развёртывании на местности предлагается использовать глобальную цифровую модель рельефа (GDEM), составленную с использованием усовершенствованного спутникового радиометра теплового излучения и отражения (Advanced Spaceborne Thermal Emission and Reflection Radiometer). Этот радиометр был запущен на спутнике Terra в декабре 1999 года Министерством экономики, торговли и промышленности Японии (METI), и Национальным агентством по аэронавтике и космонавтике США (NASA). Результаты проведённой этим радиометром стереоскопической съёмки были выложены в свободный доступ через сеть Интернет в виде файлов высот, участков территории всего земного шара размерами 1x1 градус, с разрешением 100x100 метров поверхности и 1 метр по высоте [2].

Для проверки возможности использования цифровой карты была использована модель, разбивающая всю зону потенциально возможного обнаружения местных предметов (максимальная дальность $\boldsymbol{D}$) на множество азимутальных направлений и дискретов дальности. Дискреты дальности принимались равными элементу разрешения цифровой модели рельефа ($\boldsymbol{d}$=100 метров) и их количество было $\boldsymbol{n=D/d}$. Количество виртуальных азимутов $\boldsymbol{m}$ получалось делением длины окружности зоны видимости на элемент разрешения $\boldsymbol{m=2\pi D/d}$.

Для каждого виртуального азимута решалась задача определения видимости каждого элемента разрешения по дальности (рис. 1).

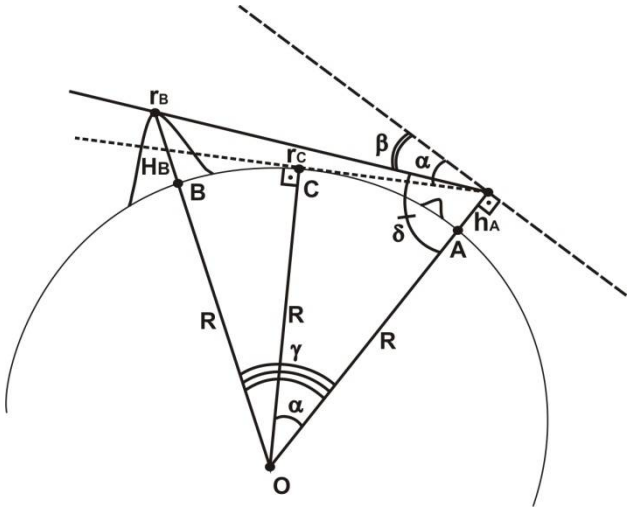


Рис. 1. Определение видимости участка местности

Для каждого элемента дальности, начиная с ближайшего от антенны радиолокатора, и до дальности ***D*** строился треугольник и определялся угол ***δ***. Определение угла производилось по теореме косинусов по трём сторонам треугольника. Одна сторона принималась равной радиусу Земли с добавлением высоты точки стояния радиолокатора и высоты подъёма антенны h_a. Другая сторона – радиус Земли плюс высота над уровнем моря в точке ***B***. Третья сторона принималась равной расстоянию между точками стояния радиолокатора (***A***) и точкой, для которой определялась её видимость (***B***).

Первый дискрет по дальности всегда считался видимым. Каждый следующий элемент разрешения признавался видимым, если угол ***δ*** увеличивался, то есть «возвышался» над более близкими для локатора участками. Таким образом формировалась матрица элементов ***m·n*** , в которой видимым участкам присваивалось единичное значение, а невидимым – нулевое. Так как географические координаты конкретной точки местности не совпадали точно с координатами элементов разрешения используемой модели рельефа, то высота конкретной точки линейно апроксимировалась по известным высотам ближайших к ней четырёх точек с известными высотами. Пример построения совокупности «видимых» точек местности для РЛС в юго-восточной части Казахстана приведён на рисунке 2.

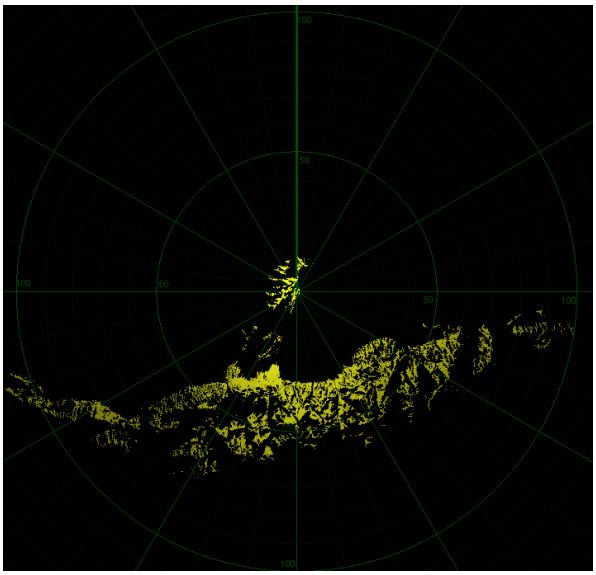


Рис. 2. «Видимые» участки местности по данным модели

Светлые точки в нижней части рисунка 2 – это горы Заилийского Алатау. Светлые точки в центре рисунка – это рельеф местности до линии горизонта в точке стояния радиолокатора. Для сравнения, на рисунке 3 представлена реальная радиолокационная картина местных предметов с той же точки стояния РЛС, для которой проводилось моделирование и в том же масштабе. Радиолокационное изображение было сделано без юстировки на «север» и с отключенным подавлением сигналов от местных предметов.

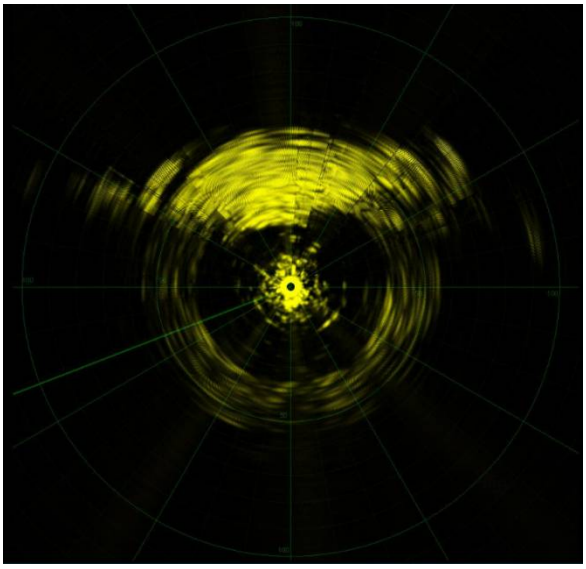


Рис. 3. Радиолокационное отражение от земной поверхности

Как видно, что структура местных предметов в целом совпадает и видно, что отображение местных предметов повёрнуто по часовой стрелке на угол около 180 градусов относительно данных моделирования.

На рисунке 3 отражения от местных предметов «растянуты» по азимуту. Это связано с тем, что диаграмма направленности радиолокатора в горизонтальной плоскости имеет конечную ширину и принимает отражения не только от участков местности конкретного азимута, но и от смежных участков в пределах своего главного максимума. Виртуальное кольцо отражений, видимое на рисунке 3, ни что иное, как сильные отражения от близких гор Алатау, принятые задним и другими лепестками антенны РЛС.

Для получения смоделированного радиолокационного изображения наиболее близкого к реально наблюдаемому сигналу требуется привести в соответствие сигналов от «виртуальных» точек отражения к сигналам от реальных элементов разрешения конкретной РЛС по дальности и углу. Для чего необходимо сначала привести число элементов разрешения по дальности, суммируя видимые сигналы всех стометровых дискретов, попадающих в конкретный дискрет разрешения РЛС, определяемый тактом оцифровки радиолокационной информации. Затем провести интегрирование полученных сигналов на каждой дальности поочерёдно для каждого разрешаемого углового азимута РЛС с весовыми коэффициентами, соответствующими реальной форме диаграммы направленности в азимутальной плоскости.

Определение угла, необходимого для корректировки азимутального показателя РЛС, можно осуществить посредством корреляционного сравнения принятых РЛС амплитуд сигналов и рассчитанных с помощью моделирования подобно способу, предложенному в [3]. Отличием от указанного способа будет то, что коэффициент корреляции необходимо будет рассчитывать сдвигая принятый сигнал относительно смоделированного по углу до нахождения максимального значения коэффициента корреляции.

Библиографический список

1. Дмитриев Д.Д. и др., Боевое применение подразделений РТВ ВВС. Радиолокационная станция П-18: [Учебное пособие] // Красноярск : СФУ, 2011. – 166 с.
2. Общее описание ASTER GDEM / «ГИС ЛАБОРАТОРИЯ» https://gis-lab.info/qa/aster-gdem.html, посещение 10 января 2020г.
3. Способ оценки энергетического потенциала радиолокационной станции: пат.25343 РК / Батурина Е. Б., Васильев И. В. ; заявл. 13.04.11 ; опубл. 15.12.2011, бюл. № 12. – 3 с.

УДК 621.391; ГРНТИ 49.03.03

ТРЕХМЕРНАЯ МОДЕЛЬ МНОГОЛУЧЕВОГО КАНАЛА

Н.Е. Новичихин

Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина, Российская Федерация, Рязань, n.n.e.anoberi@gmail.com

Аннотация. В статье рассматривается модель многолучевого канала учитывающая негоризонтальное распространение волн, а также происходит ее сравнение с классической моделью Кларка.

Ключевые слова: моделирование, замирания сигналов, интерференция, отражение сигналов, многолучевость, доплеровский спектр.

THREE-DIMENSIONAL MULTIPATH CHANNEL MODEL

N.E. Novichikhin

Ryazan State Radio Engineering University named after V.F. Utkin, Russia, Ryazan, n.n.e.anoberi@gmail.com

The summary. The article presents a multipath channel model that takes into account the non-horizontal propagation of waves, and also compares it with the classical Clark model.

Keywords: modeling, signal fading, interference, signal reflection, multipath, Doppler spectrum.

Канал распространения является основным фактором многих проблем и ограничений, которые окружают мобильные системы радиосвязи. Одним из очевидных примеров является многолучевое распространение. Оно обусловлено дифракцией и рассеянием от рельефа местности и зданий что приводит к искажению в аналоговых системах связи и серьезно влияет на производительность цифровых систем. Физическое понимание и последующее математическое моделирование канала является очень важным, поскольку оно способствует более точным прогнозам производительности системы и обеспечивает возможность проверки и оценки методов для смягчения вредных эффектов, вызванных радиоканалом.

Для математического описания многолучевых каналов связи часто используют двумерную модель Кларка. Эта модель предполагает, что поле, падающее на подвижную антенну, состоит из ряда горизонтально движущихся плоских волн случайной фазы. Эти плоские волны вертикально поляризованы с пространственными углами прихода и фазовыми углами, которые являются случайными и статистически независимыми. Кроме того, предполагается, что фазовые углы имеют равномерную функцию плотности вероятности. Несмотря на то что волны, которые вносят основной вклад в принимаемый сигнал, действительно распространяются в приблизительно горизонтальном направлении, на низких частотах, где длина волны достаточно мала, небольшие изменения длины пути приводят к значительным изменениям в фазе. Например, модель Кларка не может быть использована для описания интерференции прямых волн и волн отраженных от различных типов структур, возникающих в ионосфере, так как она не учитывает высоту объекта, находящегося в ионосфере.

Статистическая модель, разработанная Аулином, более общая трехмерная модель, основанная на рассеянии от препятствий как в азимутальной, так и в вертикальной плоскостях. Модель, разработанная Аулином, предполагает использование стационарного наземного пе-

редатчика с вертикально поляризованной изотропной антенной и движущегося объекта в качестве приемника, который также имеет всенаправленную антенну. Кратко опишем эту модель.

Предполагается, что сигнал в приемнике состоит из N горизонтальных плоских волн, каждая волна с номером n имеет амплитуду A_n и имеет статистически независимые углы прихода: азимутальный (α_n) и угол места (β_n), а также фазовый угол (φ_n) распределения. Аулин обобщил двумерную модель Кларка, включив угол β_n, который в модели Кларка всегда был равен нулю.

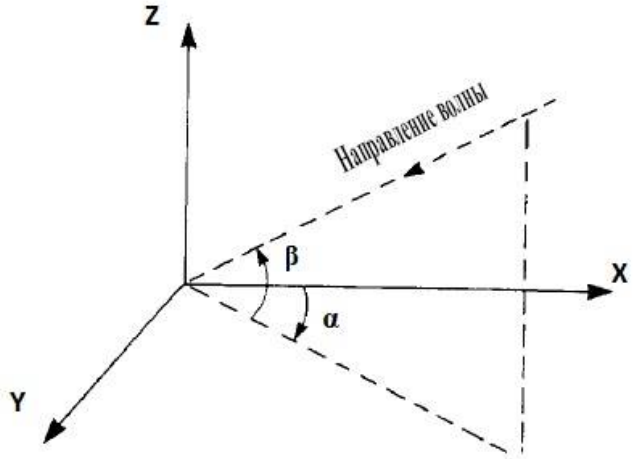


Рис. 1. Пространственная система отсчета

Угол β_n описывает пространственную ориентацию n-й входящей волны. Согласно [1] мы предполагаем, что и β_n, и α_n однородно и независимо распределены по диапазонам $[0, \pi/2]$ и $[0,2\pi]$ соответственно. Такое же однородное распределение предполагается для n-й фазы волны φ_n в диапазоне $[0,2\pi]$. То есть функция плотности вероятности такого распределения равна $P(\varphi_n)=1/(2\pi)$. Для каждой волны компонента электрического поля с номером n можно получить общее выражение в произвольной точке (x_0, y_0, z_0). Согласно [1], если был передан немодулированный РЧ сигнал:

$$E_n(t) = A_n cos[\omega_c t - \frac{2\pi}{\lambda}(x_0 cos\alpha_n cos\beta_n + y_0 sin\alpha_n sin\beta_n + z_0 sin\beta_n) + \varphi_n] \,. \qquad (1)$$

где ω угловая частота несущей и λ длина волны.

Результирующее поле в точке (x_0, y_0, z_0) будет иметь следующий вид:

$$E(t) = \sum_{n=1}^{N} E_n(t) \,. \qquad (2)$$

Теперь, если предположить, что точка приема движется со скоростью U в плоскости XY в направлении, составляющем угол γ к оси X, то через единицу времени можно записать координаты точки приема (Ucosγ, Usinγ, z_0), а полученное поле теперь можно выразить следующим образом:

$$E(t) = I(t)\cos\omega_c t - Q(t)\sin\omega_c t \;\; . \qquad (3)$$

где I(t) и Q(t) - синфазная и квадратурная составляющие, которые были бы обнаружены приемником.

Их можно записать следующим способом:

$$I(t) = \sum_{n=1}^{N} C_n \cos\left(\omega_n t + \theta_n\right); \quad Q(t) = \sum_{n=1}^{N} C_n \sin\left(\omega_n t + \theta_n\right), \tag{4}$$

где $\omega_n = \frac{2\pi U}{\lambda}\cos(\gamma - \alpha_n)\, cos\beta_n$;

$\theta_n = \frac{2\pi z_0}{\lambda}\sin\beta_n + \varphi_n$.

Если количество лучей велико, то по центральной предельной теореме квадратурные компоненты I(t) и Q(t) являются независимыми гауссовскими процессами, которые полностью характеризуются своим средним значением и автокорреляционной функцией. Поскольку средние значения I(t) и Q(t) равны нулю, E{E (t)} также равен нулю. Кроме того, I(t) и Q(t) имеют дисперсию σ^2, равную среднеквадратичному значению. Таким образом, функцию плотности вероятности можно записать как:

$$p_x(x) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}}\exp\left(-\frac{x^2}{2\sigma^2}\right) . \tag{5}$$

Так как приемник находится в движении на принятый сигнал будет влиять доплеровский сдвиг. С точки зрения системы отсчета, показанной на рисунке 1, влияние на частоту можно записать следующим образом:

$$f_n = \frac{\omega_n}{2\pi} = \frac{\mathrm{U}}{\lambda}\cos(\gamma - \alpha_n) cos\beta_n . \tag{6}$$

Очевидно, что все частотные составляющие в передаваемом сигнале будут подвергаться этому доплеровскому сдвигу. Однако, если ширина полосы сигнала достаточно узка, можно предположить, что они будут затронуты одинаково. Поэтому мы можем взять компонент несущей в качестве примера и определить разброс по частоте, вызванный доплеровским сдвигом. Радиочастотный спектр принятого сигнала может быть получен как преобразование Фурье временной автокорреляционной функции, выраженное через временную задержку τ как:

$$\begin{aligned} E\{E(t)E(t+\tau)\} &= E\{I(t)I(t+\tau)\}\cos\omega_c t - E\{I(t)Q(t+\tau)\}\cos\omega_c t = \\ &= a(\tau)\cos\omega_c t - c(\tau)\sin\omega_c t . \end{aligned} \tag{7}$$

Так как мы предполагаем, что волны прибывают со всех углов в азимутальной плоскости с равной вероятностью:

$$a(\tau) = \frac{E_0}{2}\int_{-\pi}^{+\pi} J_0(2\pi f_m \tau cos\beta) p_\beta(\beta) d\beta , \tag{8}$$

где $J_0(.)$ – функции Бесселя нулевого порядка.

Взяв преобразование Фурье только для компонента (уравнение 8) автокорреляционной функции полного сигнала (уравнение 7), т.е. преобразовав трехмерную модель в двумерную, мы получим соответствующий комплексный спектр мощности основной полосы в области сдвига доплеровской частоты:

$$A_0(f) = \begin{cases} \frac{E_0}{4\pi f_m}\left(\frac{1}{\sqrt{1-\left(\frac{f}{f_m}\right)^2}}\right), & \text{при } |f| \le \frac{U}{\lambda} \\ 0, \text{в ином случае.} \end{cases} \quad (9)$$

Доплеровский спектр в модели Аулина может быть получен следующим образом:

$$A_1(f) = \begin{cases} 0, & \text{при } |f| > \frac{U}{\lambda}, \\ \frac{E_0}{4\pi\beta_m}\left(\frac{\lambda}{U}\right), & \text{при } \frac{U}{\lambda}cos\beta_m \le |f| \le \frac{U}{\lambda}, \\ \frac{E_0}{4\pi\beta_m}\frac{\lambda}{U}\left(\frac{\pi}{2} - arcsin\frac{2cos^2\beta_m - 1 - (\frac{f\lambda}{U})^2}{1-(\frac{f\lambda}{U})^2}\right), & \text{при } |f| < \frac{U}{\lambda}cos\beta_m. \end{cases} \quad (10)$$

На рисунке 2 сравнивается классический двумерный спектр (уравнение 9) со спектром, описанным уравнением 10.

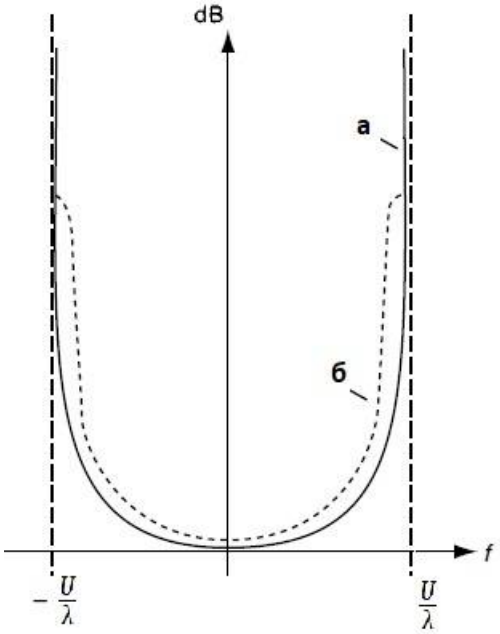


Рис. 2. Спектр мощности сигнала в доплеровской частотной области. а) соответствует двумерной модели Кларка (сплошная кривая), а б) соответствует модели Аулина (пунктирная кривая).

Как следует из уравнения 9, двумерный спектр строго ограничен полосой в диапазоне $|f| \le \frac{U}{\lambda}$, однако в этих пределах спектральная плотность мощности зависит от функции плотности вероятности, связанных с пространственными углами прихода α и β, также следует отметить, что спектральная плотность мощности становится бесконечной при $f \pm \frac{U}{\lambda}$. Что касается модели Аулина, которая имеет дело с обоими компонентами уравнения 7, то из-за разброса угла прихода в вертикальном направлении большая часть энергии смещается от пиков в сторону более низких доплеровских частот, что снижает скорость затухания.

Библиографический список

1. Aulin, T., A modified model for the fading signal at a mobile radio channel, IEEE Trans. Veh. Technol., Vol. 28, No. 3, 1979, pp. 182–203.
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.

УДК 621.396.969; ГРНТИ 47.49.29

КОМБИНИРОВАННАЯ ВЕСОВАЯ ОБРАБОТКА В МНОГОКАНАЛЬНЫХ ДОПЛЕРОВСКИХ ФИЛЬТРАХ

Д.О. Орехво

Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина, Россия, Рязань, orekhvo.d.o@yandex.ru

Аннотация. Осуществлен выбор эффективных весовых функций их комбинирование и оптимизация по энергетическому критерию в условиях ограниченного числа параметров оптимизационной задачи.

Ключевые слова: весовая функция, весовое окно, доплеровский фильтр, оптимизация весовых функций.

COMBINED WEIGHT HANDLING MULTI- CHANNEL DOPPLER FILTERS

D.O. Orekhvo

Ryazan State Radio Engineering University name of V. F. Utkin, Russia, Ryazan, orekhvo.d.o@yandex.ru

Abstract. The choice of effective weight functions, their combination and optimization according to the energy criterion in the conditions of a limited number of parameters of the optimization problem is carried out.

Keywords: the weight function, the weight window, the Doppler filter, the optimization of the weighting functions.

Весовая обработка, которая заключается в применении весовых функций используемых для уменьшения размывания спектральных компонент обусловленного конечностью интервалов наблюдения, находит широкое распространение при обработке радиолокационной информации [1].

Выбор эффективных весовых функций

На данный момент описано и проанализировано множество весовых окон, прямоугольное, треугольное, Хэннинга, Хэмминга, Блэкмана-Хэрриса и многие другие [2].

При этом остается актуальным вопрос выбора данной функции для конкретной помеховой обстановки. Во многом это объясняется необходимостью отыскания компромисса между взаимозависимыми параметрами – шириной основного лепестка – определяющей спектральное разрешение и уровнем боковых лепестков - значение которого важно для подавления сигналов по соседним каналам.

Нахождение баланса между эти важными параметрами и выбор весовой функции возможен путем применения энергетического критерия (1) [3].

$$\mu(\mathbf{w}) = \frac{\mathbf{w}^H \mathbf{R}_C \mathbf{w}}{\mathbf{w}^H \left(\mathbf{R}_П + \lambda \mathbf{I}\right)\mathbf{w}}\left(1+\lambda\right) \to \max_w . \qquad (1)$$

где $\mathbf{R}_C$ - корреляционная матрица сигнала;

λ - отношение сигнал-шум;

$\mathbf{w} = w_i \cdot e^{-j\psi_i}$ -комплексный вектор-столбец обработки линейного цифрового фильтра;

ψ_i - угол поворота вектора для периода повторения.

Анализ научных источников свидетельствует, о том что по данному критерию наибольшую эффективность показали функции Дольфа-Чебышева (ДЧ), Кайзера – Бесселя и $\cos^a(x)$ [2, 4].

На сегодняшний день известны алгоритмы строгой оптимизации однако они требуют высокоточного вычисления корреляционных матриц что на практике затруднительно в виду ограниченности выборки, по этой причине становится сложно получить достоверные оценки. Это приводит к низкой точности вычисления оптимальных весовых функций. Возможным решением является применение однопараметрических весовых функций или их комбинаций.

Комбинирование весовых окон

В данной работе проводилось комбинирование наиболее эффективных окон указанных ранее. Рассматривались комбинации функций $\cos^\alpha(x)$ – Кайзера-Бесселя, ДЧ – $\cos^\alpha(x)$, $\cos^\alpha(x)$ – ДЧ их АЧХ представлены на рисунках 1-3 соответственно.

При анализе основных показателей АЧХ скомбинированных функций выделялись уровень боковых лепестков (УБЛ) и относительная ширина основного лепестка АЧХ, по уровню -3 дБ.

При количестве каналов равном 64, главные лепестки АЧХ будут выглядеть следующим образом: на рисунке 4 для окна $\cos^\alpha(x)$ – Кайзера-Бесселя максимальный УБЛ ($УБЛ_{max}$) равен -45,417 дБ, при относительной ширине основного лепестка по уровню -3 дБ =1,781189; на рисунке 5 приведены характеристики окна ДЧ – Кайзера-Бесселя, для данной функции $УБЛ_{max}$ составляет -85,179 дБ, а относительная ширина основного лепестка равна 1,966465; для окна ДЧ– $\cos^\alpha(x)$ представленного на рисунке 6, $УБЛ_{max}$ =-49,777 дБ, относительная ширина основного лепестка по уровню -3 дБ =1,730786.

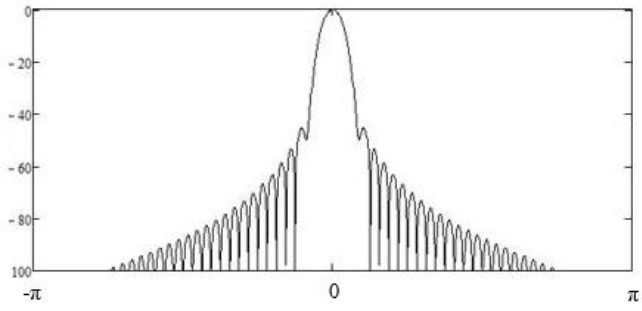


Рис. 1. АЧХ окна $\cos^\alpha(x)$ – Кайзера-Бесселя

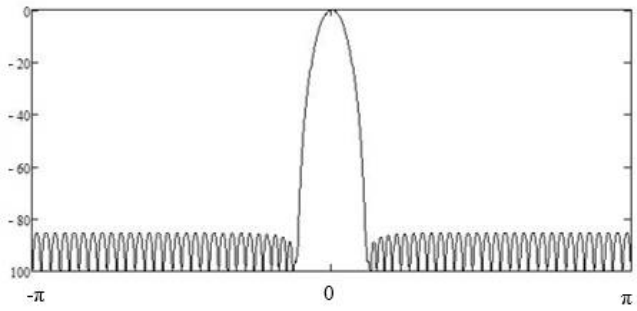


Рис. 2. АЧХ окна ДЧ – Кайзера-Бесселя

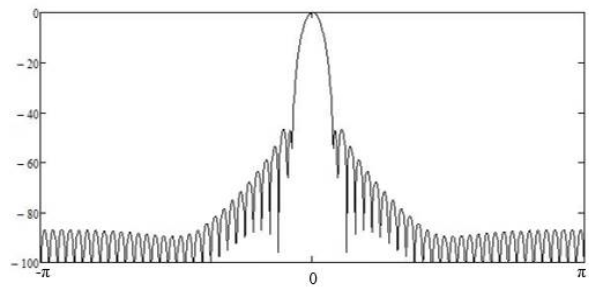


Рис. 3. АЧХ окна ДЧ – $\cos^\alpha(x)$

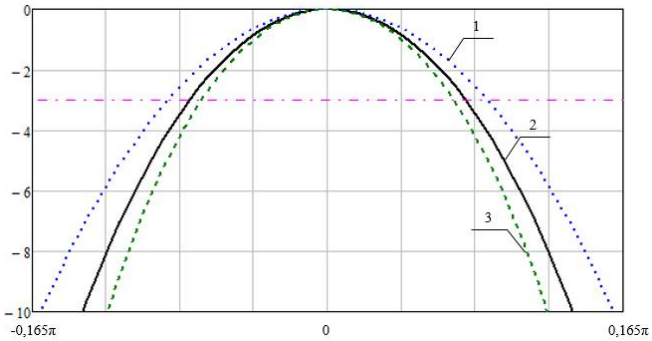


Рис. 4. Увеличенный главный лепесток АЧХ окна $\cos^\alpha(x)$ – Кайзера-Бесселя по уровню -3 дБ. 1 – функция Кайзера-Бесселя, 2 – комбинация, 3 – функция $\cos^\alpha(x)$

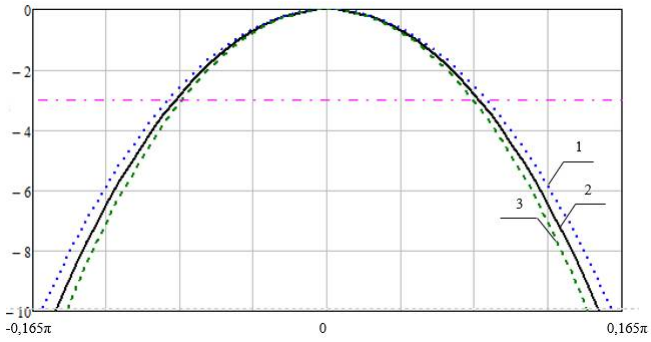


Рис. 5. Увеличенный главный лепесток АЧХ окна ДЧ– Кайзера-Бесселя по уровню -3 дБ. 1 – функция Кайзера-Бесселя, 2 – комбинация, 3 – функция ДЧ

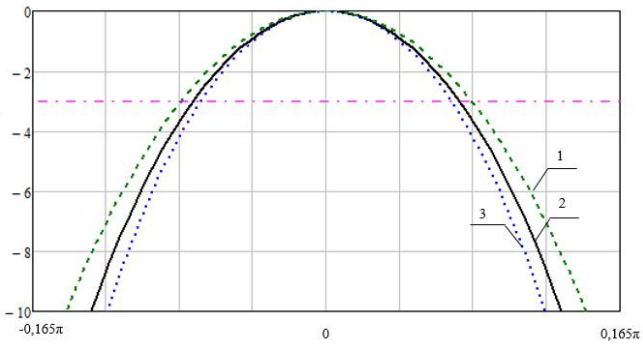


Рис. 6. Увеличенный главный лепесток АЧХ окна ДЧ– $\cos^{\alpha}(x)$ по уровню -3 дБ. 1 – функция ДЧ, 2 – комбинация, 3 – функция $\cos^{\alpha}(x)$

Оптимизация комбинированных функций

Максимизация среднего значения энергетического параметра осуществлялась при отношении сигнал/шум 10^{-7} и относительной ширине спектра флуктуаций (dFT), равной 0,03, путем варьирования коэффициентов β_1, β_2, показывающих вклад функции в результирующую сумму.

Для окна $\cos^{\alpha}(x)$ – Кайзера-Бесселя, описываемого выражением (2), трехмерная плоскость распределения среднего значения энергетического параметра во всех каналах в зависимости от от коэффициентов β_1, β_2 показана на рисунке 7. Максимум в $9{,}85104*10^6$ достигается при $\beta_1 = 9$, $\beta_2 = 3$.

$$w_{\sum} = \beta_1 \cdot w\left(Кайзер - Бессель\right) + \beta_2 \cdot w\left(\cos^{\alpha} x\right). \qquad (2)$$

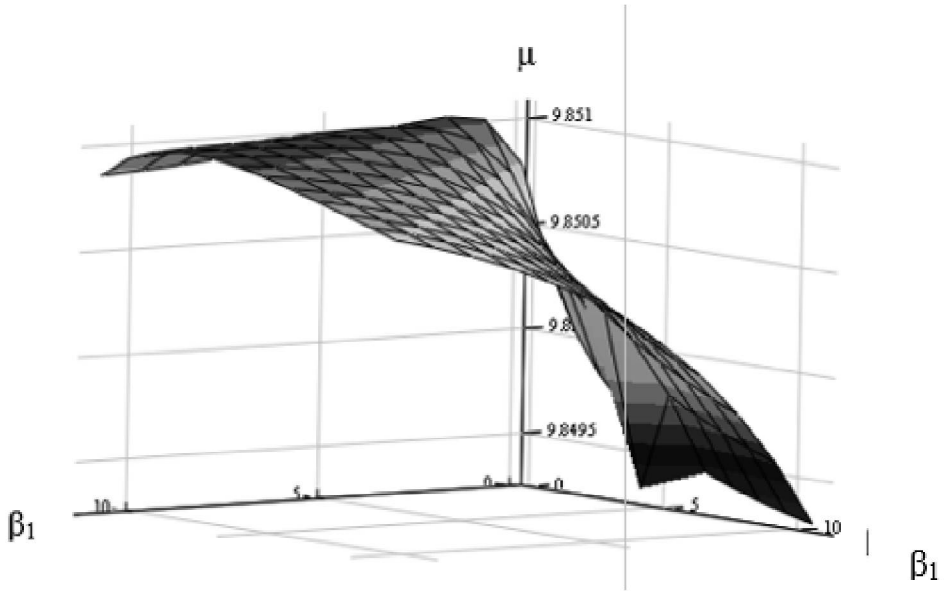


Рис. 7. Зависимость среднего значения энергетического параметра от коэффициентов β_1, β_2 для функции cosα(x) – Кайзера-Бесселя

Функция ДЧ– Кайзера-Бесселя описывалась выражением (3). В данном случае максимум среднего значения $\mu(\mathbf{w})$ составлял $9{,}714*10^6$ и достигался при $\beta_2 \rightarrow \min$ т.е. при максимизации влияния окна Кайзера – Бесселя. Плоскость, описывающая зависимсоть $\mu(\mathbf{w})$ от весовых коэффициентов в объеденяющем выражении (3), показана на рисунке 8.

$$w_{\sum} = \beta_1 \cdot w\left(Кайзер - Бессель\right) + \beta_2 \cdot w\left(Д - Ч\right). \quad (3)$$

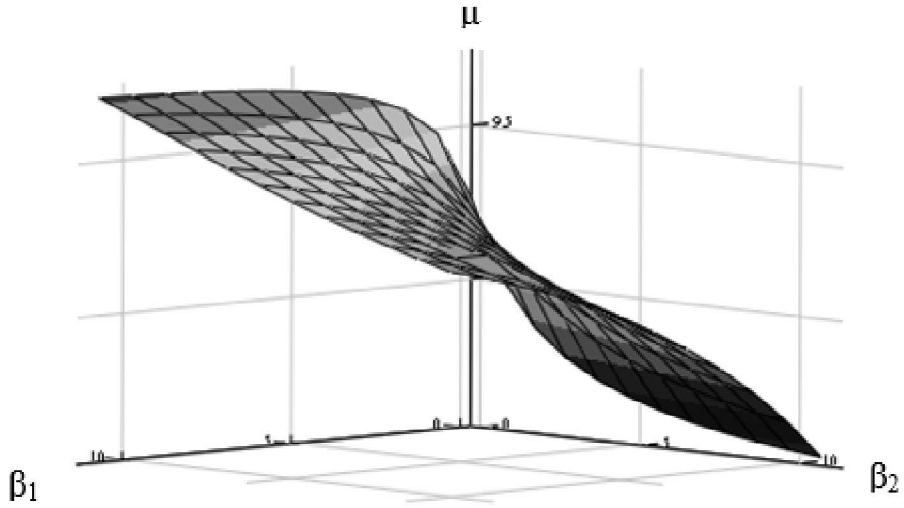


Рис. 8. Зависимость среднего значения энергетического параметра от коэффициентов β_1, β_2 для функции ДЧ– Кайзера-Бесселя

Для окна $\cos^{\alpha}(x)$ – ДЧ, описываемого выражением (4), максимум усредненного $\mu(\mathbf{w})$ в $9{,}744116*10^{6}$ достигается при $\beta_1 = 5$ $\beta_2 = 2$. А зависимость $\mu(\mathbf{w})$ представлена на рисунке 9.

$$w_{\sum} = \beta_1 \cdot w\left(Д - Ч\right) + \beta_2 \cdot w\left(\cos^{\alpha} x\right). \quad (4)$$

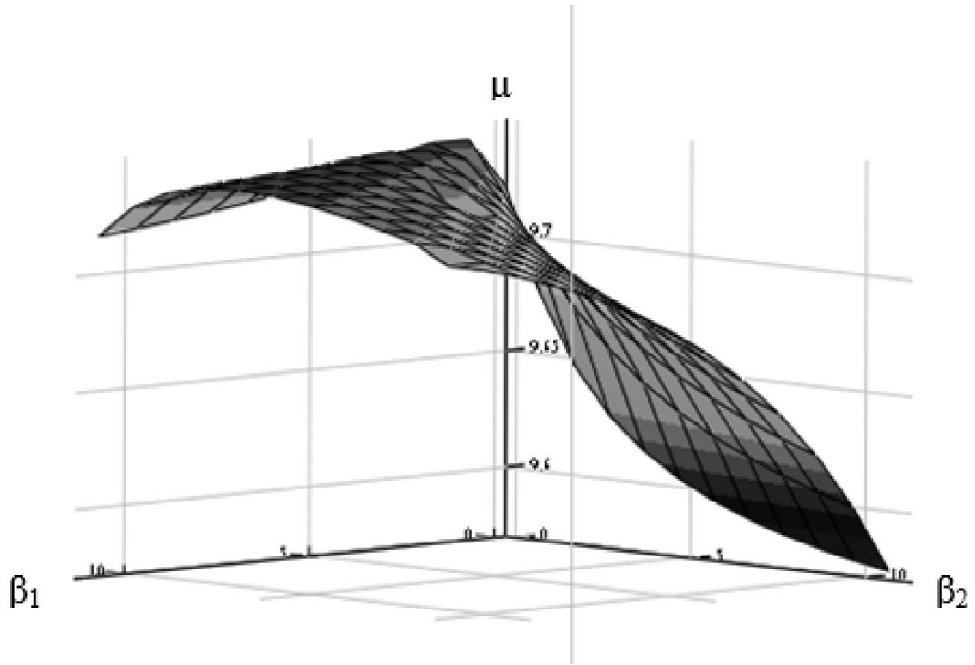


Рис. 9. Зависимость среднего значения энергетического параметра от коэффициентов β_1, β_2 для функции $\cos^{\alpha}(x)$ – ДЧ

Зависимость энергетического параметра в логарифмическом масштабе от угла поворота в канале для расмотренных функций показана на рисунке 10. По данной зависимости

видно, что наилучшими параметрами в данной помеховой обстановке обладает комбинированная функция $\cos^{\alpha}(x)$ – Кайзера-Бесселя.

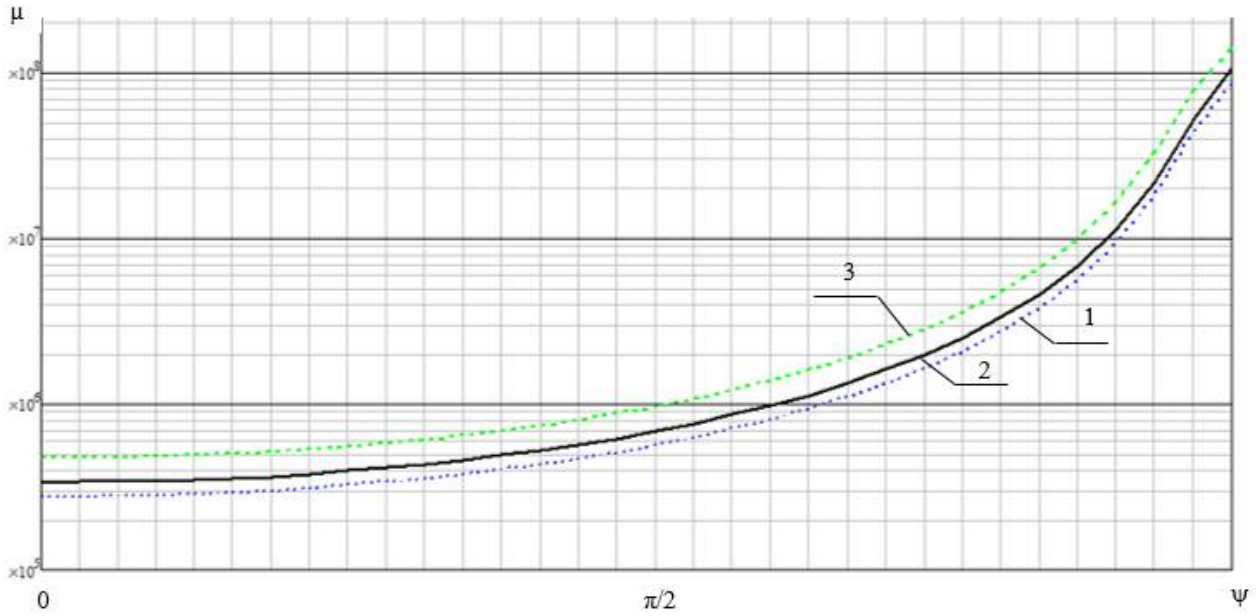


Рис. 10. Зависимость энергетического параметра от угла поворота, для различных функций: 1 – ДЧ–Кайзера-Бесселя, 2 – $\cos^{\alpha}(x)$ – ДЧ, 3 – $\cos^{\alpha}(x)$ – Кайзера-Бесселя

Т.о. при наличии информации о отношении сигнал/шум и относительной ширине спектра флуктуаций применение рассмотренных комбинаций весовых функций становится возожным максимизировать значения энергетического параметра при небольшом количестве параметров в решаемой оптимизационной задаче. При этом можно уменьшить количество этих параметров применив вместо коэффициентов β_1, β_2 их соотношение β, $(1-\beta)$

Проведенное исследование показывает, что применение рассмотренных комбинаций весовых функций позволяет максимизировать энергетический параметр при небольшом количестве варьируемых переменных в оптимизационной задаче. В данном случе количество переменных равняется четырем –три значения определяющие соотношения УБЛ и ширину основного лепестра в АЧХ для рассматриваемых параметрических функций ДЧ, Кайзера – Бесселя и $\cos^{a}(x)$. - α_1, α_2, α_3 соответственно, и параметр β – определющего вклад функций в их комбинацию.

При отношении сигнал/шум 10^{-7} и относительной ширине спектра флуктуаций dFT = 0,03 лучшими энергетическими характеристиками обладает функция $\cos^{\alpha}(x)$ – Кайзера-Бесселя с максимальным среднем энергетическим параметром равным $9{,}85104*10^{6}$

Библиографический список

1. Бакулев П.А.. Радиолокационные системы: учебник для вузов / Бакулев П.А. — М. : Радиотехника, 2015., 437 с.

2. Кошелев В.И., Кирдяшкин В.В., Сычев М.И., Ясенцев Д.А. Актуальные вопросы радиолокации // Под ред. П.А. Бакулева.-2016.-М: Изд. МАИ.-216 с. 15-19

3. Кошелев В.И. Адаптивная обработка радиолокационных сигналов на базе процессора БПФ. // Цифровая обработка сигналов. 2001. №4 С.12

4. Орехво Д.О. Анализ эффективности доплеровской фильтрации радиолокационного сигнала на фоне пассивной помехи Современные технологии в науке и образовании – СТНО-2017 [текст]: сб. тр. II междунар. науч.-техн. и науч.-метод. конф.: в 8 т. Т.3./ под общ. ред. О.В. Миловзорова. – Рязань: Рязан. гос. радиотехн. ун-т, 2017; Рязань. с. 15 – 19.

УДК 621.396; ГРНТИ 47.57

МОДЕЛИРОВАНИЕ ЯВЛЕНИЯ АМПЛИТУДНО-ФАЗОВОЙ КОНВЕРСИИ В ВЫХОДНОМ КАСКАДЕ РАДИОПЕРЕДАТЧИКА

Е.В. Васильев, А.А. Якунина
Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.ФУткина
Россия, Рязань, stasiya_96@mail.ru

Аннотация. В статье рассмотрено явление амплитудно-фазовой конверсии в усилителях мощности высокой частоты, приводящее к возникновению амплитуднозависимых фазовых сдвигов в выходном колебании радиочастотного каскада на полевом транзисторе. Проанализированы результаты, полученные при моделировании прохождения сигнала через усилительный каскад с учетом амплитудно-фазовой конверсии.
Ключевые слова: амплитудно-фазовая конверсия; полевой транзистор.

MODELING OF THE PHENOMENON OF AMPLITUDE-PHASE CONVERSION AT THE OUTPUT STAGE OF RADIO TRANSMITTER

A.A. Yakunina, E.V. Vasilyev
Ryazan State Radio Engineering University,
Ryazan, Russia, stasiya_96@mail.ru

Abstract. The report considers the phenomenon of amplitude-phase conversion in high-frequency power amplifiers, which leads to the appearance of amplitude-dependent phase shifts in the output oscillation of the radio-frequency cascade on a field-effect transistor. The results obtained when simulating the signal passing through the amplifying stage taking into account the amplitude-phase conversion are analyzed.
Keywords: amplitude-phase conversion, field-effect transistor

В статье рассматривается проблема наличия амплитудно-фазовой конверсии (далее – АФК), приводящая к возникновению амплитуднозависимых фазовых сдвигов в выходном колебании усилительного каскада радиопередатчика, выполненного на полевом транзисторе. Анализируется влияние АФК на точность формирования созвездия сигналов с многопозиционной амплитудно-фазовой модуляцией (M-QAM).

Влияние амплитудно-фазовой конверсии (АФК) заключается в появлении дополнительных фазовых сдвигов в структуре многопозиционного сигнала, которые приводят к смещению местоположения сигнальной точки на комплексной плоскости. Рассматриваемое явление приводит в конечном итоге к снижению помехоустойчивости линии связи, в которой используются многопозиционные сигналы, к воздействию помех. Изучение искажений сигналов является необходимым этапом для анализа радиопередающих устройств, в которых проявляется АФК, и определения мер к уменьшению потерь информации.

В ходе исследования была разработана схемотехническая модель (рис. 1) транзисторного усилительного каскада в среде Micro –Cap 7.0.0. Достоинством такого подхода является возможность виде оценить влияние отдельных элементов выходного каскада радиопередающего устройства на его фазовые свойства.

В качестве усилительного прибора используется двухзатворный полевой МОП-транзистор. Входная согласующая цепь выполнена в виде двухконтурного полосового фильтра со средней частотой 400 МГц и полосой пропускания около 40 МГц. Выходная согласующее-фильтрующая цепь представляет собой типовой однозвенный П-контур с частотой среза выше 420 МГц, питание выходного электрода транзистора – параллельное, через дроссель L4. Таким образом, рассматривается наиболее часто применяемая конфигурация усилительного каскада диапазонов ВЧ-ОВЧ.

Измерение сдвига фазы выходного колебания усилителя относительно входного колебания производится с помощью модели идеального фазового детектора, реализованного на основе идеального перемножителя сигналов X2 и двух ограничителей амплитуды – E1 и E2. Эти ограничители амплитуды выполнены в виде источников напряжения, управляемых на-

пряжением, имеющих кусочно-линейную передаточную характеристику. Форма передаточной характеристики позволяет исключить влияние изменения амплитуды выходного колебания усилителя на результат измерения его фазового сдвига относительно входного колебания.

Перед измерением фазового сдвига колебания, возникающего в исследуемом усилителе, была произведена калибровка используемого фазового детектора, в результате которой получена его детекторная характеристика. Для осуществления такой калибровки один из входов фазового детектора (а именно – вход ограничителя амплитуды E2) временно отключался от нагрузки усилителя и подключался к источнику гармонического напряжения V4, частота которого совпадала с частотой источника гармонического напряжения V3, а фаза устанавливалась в диапазоне от 0 до 360 град. с шагом 5 град. Инерционное звено на выходе модели фазового детектора использовалось для подавления пульсаций с удвоенной частотой входного колебания, возникающих при перемножении входных колебаний детектора.

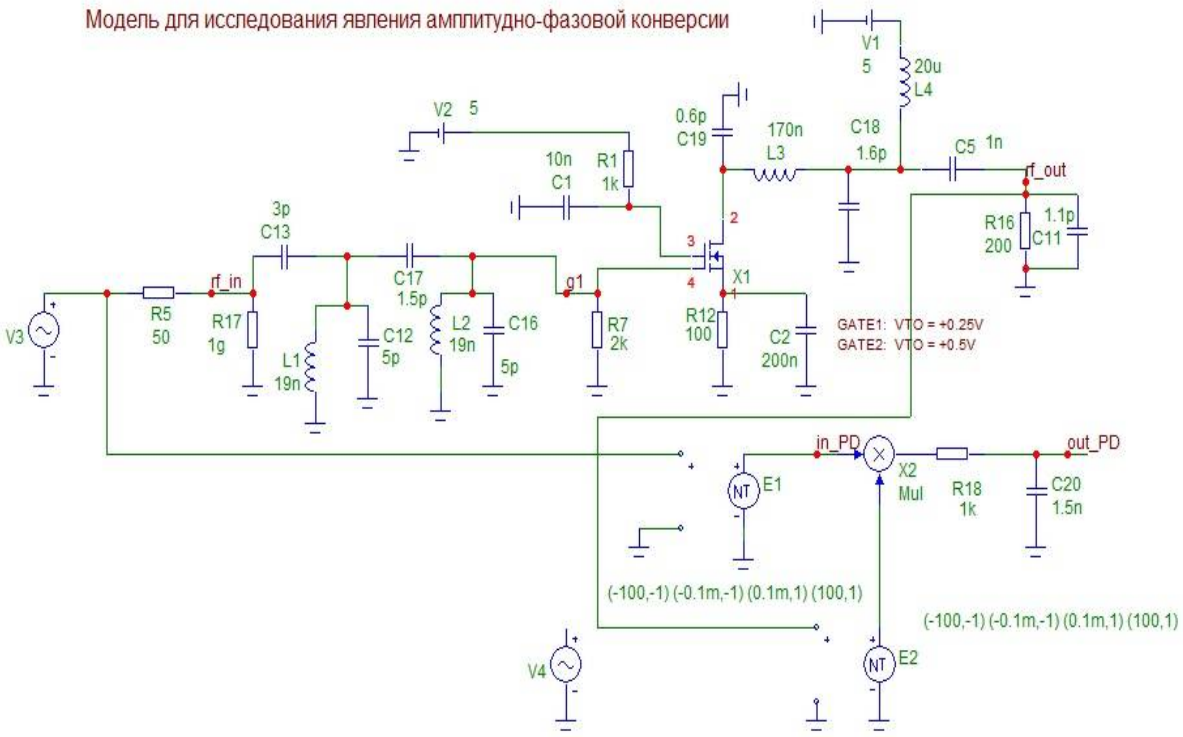


Рис. 1. Схема модели усилительного радиочастотного каскада на полевом транзисторе

Фазовые свойства были исследованы путем оценки изменений абсолютных значений фазового сдвига выходного колебания относительно входного при различной амплитуде входного сигнала. Моделирование осуществлялось на центральной частоте полосы пропускания усилителя. На рисунке 2 представлены результаты моделирования - зависимость разности фаз между колебанием на нагрузке усилителя (резисторе R16 и емкости C11) и колебанием на его входе от амплитуды колебания на входе усилителя. Из анализа полученных результатов можно сделать вывод о наличии зависимости фазового сдвига в усиливаемом сигнале от амплитуды самого сигнала, то есть о проявлении АФК.

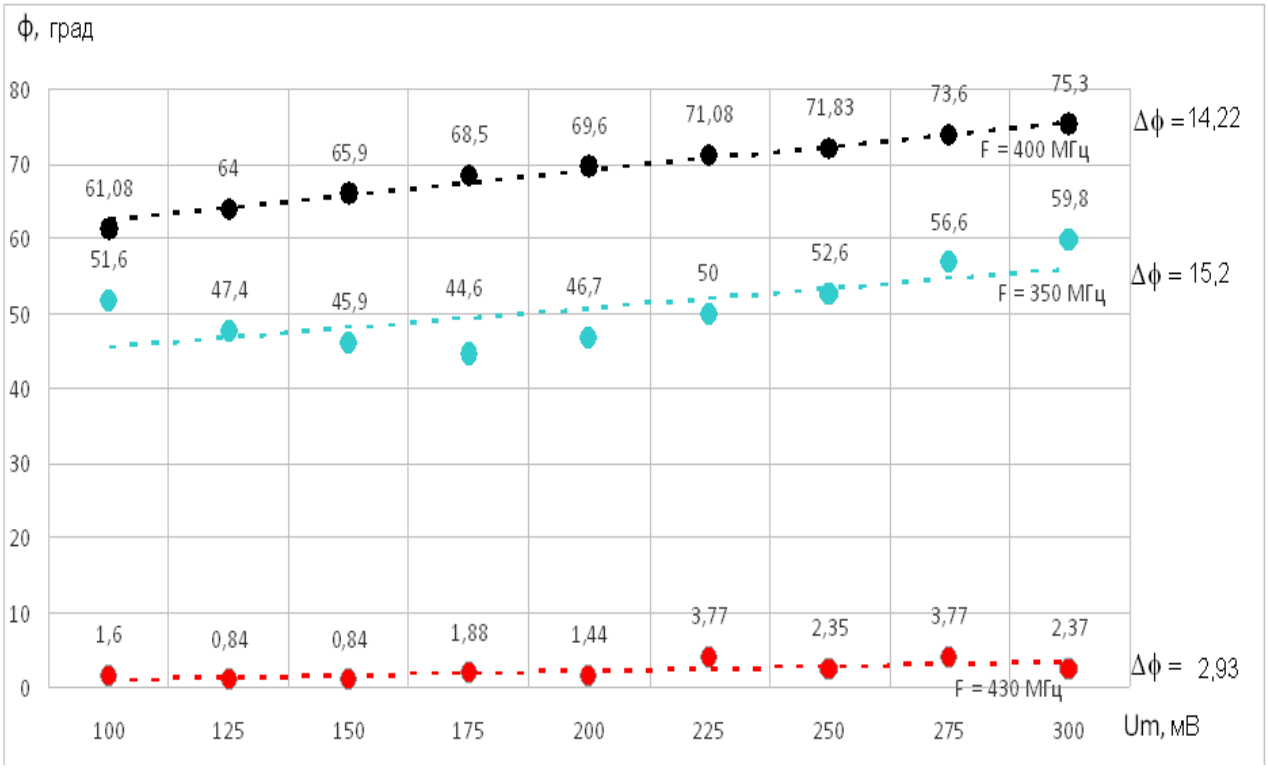


Рис. 2. Зависимость фазы выходного сигнала от амплитуды и частоты входного сигнала

В рассматриваемой модели (по рис. 1) усилителя высокой частоты на полевом транзисторе значение фазового сдвига на центральной частоте полосы пропускания усилителя 400 МГц при двукратном увеличении амплитуды составляет 9,5 град., а при трехкратном увеличении составляет 14,3 град., что может значительно исказить картину сигнального созвездия даже для модуляции QAM – 16 (этот случай проиллюстрирован на рис. 3) и делает такой усилитель совершенно неприменимым для модуляции с большим количеством позиций, например QAM-64.

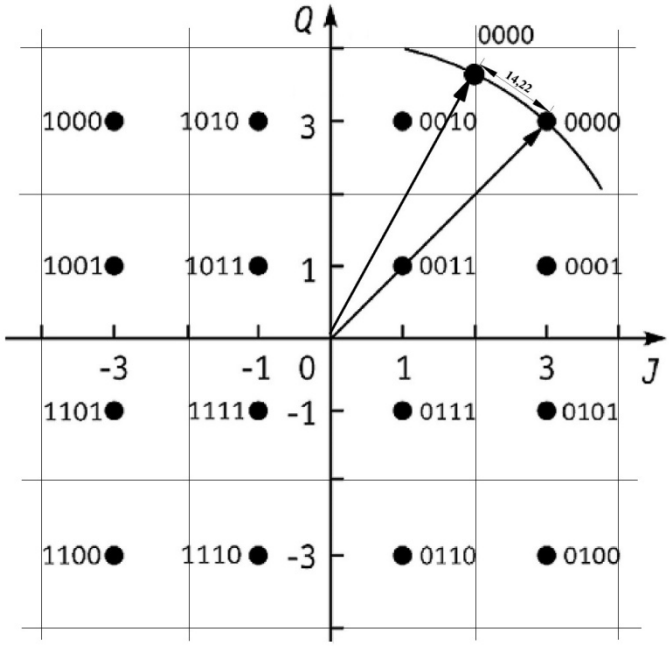


Рис. 3. Изменение позиции одного из символов в сигнальном созвездии QAM-16 в случае сдвига фазы на 14,4 градуса

Выводы

Результаты моделирования работы типового каскада усилителя радиочастоты на полевом транзисторе, показали наличие явления амплитудно-фазовой конверсии.

При усилении радиочастотных сигналов в транзисторных усилителях изменение огибающей входного сигнала вызывает паразитное изменение фазы сигнала на выходе. Наличие такого явления способно искажать картину сигнального созвездия сигналов с многопозиционными видами модуляции, такими как M-QAM.

Значение фазового сдвига при двукратном увеличении амплитуды составило 9,5 град., а при трехкратном увеличении - 14,3 град., что значительно искажает картину сигнального созвездия даже для модуляции QAM – 16. Такаю конструкцию усилителя нельзя применять для модуляции с большим количеством позиций, такой, например, как QAM-64

Библиографический список

1. Фазовые соотношения в радиотехнике / Б.П. Асеев М.: – Связь издат,1954.
2. Фазовые характеристики усилительных устройств/ Крылов Г.М., Панов В.И., Королев В.И. идр. М.: – Связь,1971.
3. Амплитудно-фазовая конверсия /Крылов Г.М., Пруслин В.З, Богатырев Е.А. и др.; Под ред. Г.М. Клова. – М.: Связь,1979. –257с.,ил.
4. Принципы и методы регулировки усиления в транзисторных усилителях. /Крылов Г.М., Волкоедов А.П., Губарчук В.Н. и др М:Энергия 1974.

УДК 621.396; ГРНТИ 47.47

ИССЛЕДОВАНИЕ АЛГОРИТМОВ ВЗАИМОДЕЙСТВИЯ УСТРОЙСТВ В СЕТИ НА ОСНОВЕ СПЕЦИФИКАЦИИ ZIGBEE

Д.В. Арефьев
Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина, Российская Федерация, Рязань, dm.arefev62@gmail.com

Аннотация. В работе рассматривается сеть, основанная на ячеистой топологии (MESH), алгоритмы подключения и взаимодействия устройств внутри нее. Приводятся ее основные особенности, достоинства и недостатки, а также анализ данных алгоритмов.
Ключевые слова: ячеистая топология (MESH), механизм доступа к каналу (CSMA-CA), оценка занятости канала (CCA), оценка уровня энергии сигнала (ED), оценка несущей (CS).

RESEARCH OF DEVICE INTERACTION ALGORITHMS IN ZIGBEE NETWORK

D.V. Arefev
Ryazan State Radio Engineering University named after V.F. Utkin, Russia, Ryazan, dm.arefev62@gmail.com

The summary. This paper discusses a network based on a mesh topology, algorithms for connecting and interacting devices within it. The consider of main features, advantages, disadvantages and analysis of these algorithms is also present.
Keywords: MESH-network, Carrier Sense Multiple Access with Collision Avoidance (CSMA-CA), Clear Channel Assessment (CCA), Energy Detection (ED), Carrier Sense (CS).

Введение

Спецификация ZigBee является одной из наиболее популярных спецификаций, построенных по принципу ячеистой топологии (MESH) для подключения и обмена данными между различными датчиками, приборами, системами управления. Она реализует ассин-

хронную низкоскоростную сеть передачи данных. Главным преимуществом является надежность сети за счет избыточности маршрутов между устройствами. То есть, в случае, если некоторые узлы отключатся, выйдут из строя или будут находиться в сложной помеховой обстановке [1] – работа сети не нарушится. Но, безусловно, имеются недостатки. Главным является то, что спецификация подразумевает наличие каналов в диапазоне частот 2,4 ГГц, который также могут занимать устровства, работающие согласно стандарту IEEE 802.11 (Wi-Fi), поэтому, учитывая что ZigBee использует одноканальное решение, могут наблюдаться трудности в эффективной борьбе с помехами. Стоит отметить, что пропускная способность ZigBee, по сравнению с тем же Wi-Fi, является достаточно низкой и максимально может достигать порядка 250 кбит/с [2]. В данной статье будет проведено моделирование сети, а также анализ алгоритмов подключения устройств и их взаимодействие внутри нее.

Алгоритмы передачи данных в сети ZigBee

Стандарт IEEE 802.15.4 реализует простой метод, позволяющий нескольким устройствам использовать один и то же частотный канал для передачи данных. Механизм доступа к каналу называется CSMA-CA (Carrier Sense Multiple Access with Collision Avoidance). В данном алгоритме в любое время, когда устройству необходимо осуществить передачу, оно сначала выполняет оценку канала на занятость (Clear Channel Assessment, CCA), чтобы убедиться, что канал не используется кем-либо другим, а только после этого начинает передачу своего собственного сигнала. Решение об объявлении канала свободным или занятым может быть основано на измерении спектральной энергии в интересующем частотном диапазоне или определении типа занимающего сигнала. Когда устройство планирует передать сигнал, оно сначала переходит в режим приема для обнаружения и оценки уровня энергии сигнала (Energy Detection, ED) в желаемом канале. При проведении процедуры ED приемник не пытается декодировать сам сигнал, а лишь проводит оценку уровня его энергии. Если сигнал уже есть в интересующей полосе, то ED не определяет, является ли это сигналом стандарта IEEE 802.15.4 [3].

Альтернативным способом определения доступности канала является оценка несущей (Carrier Sense, CS). В CS, в отличие от ED, производится декодирование сигнала и сравнение преамбулы на принадлежность стандарту IEEE 802.15.4. В случае соответствия устройство считает канал занятым, даже если энергия сигнала ниже определенного порога, и отключается на произвольный период времени, а затем повторяет попытку (заданное количество раз). Попытки повторяются до тех пор, пока канал не станет свободным или не будет достигнуто их максимально возможное число.

Моделирование взаимодействия устройств в сети ZigBee

Изменения структуры в рассматриваемой системе могут происходить по различным причинам. Например, подключение новых узлов, которые могут отключаться или повторно присоединяться, но уже в другом месте (при осуществлении перезагрузки устройства).

Одним из преимуществ сети ZigBee является способность отслеживания участников сети и самой топологии режиме их частых подключений, отключений и переподключений. В таком случае необходимо произвести анализ скорости сети, надежности, пропускной способности. Для данной цели воспользуемся средой разработки MATLAB (версия R2019b).

Зададим основные исходные параметры анализируемой сети:

- количество узлов – 10;
- скорость передачи данных – 19,2 кбит/с;
- размер данных в кадре MAC – 800 бит;
- мощность передатчика – 5 дБм;
- отношение E_b/N_0 – 15 дБ;
- полоса пропускания – 30 кГц;

- максимальное число попыток обработки подключения к каналу алгоритмом CSMA-CA перед объявлением сбоя доступа (macMaxCSMABackoffs) - 4;

- максимальное количество попыток повторного подключения к каналу, разрешенных после неудачной попытки подключения (macMaxFrameRetries) - 3.

В первую очередь проведем оценку среднего времени ожидания на подключение узла. Соответствующий график продемонстрирован на рисунке 1.

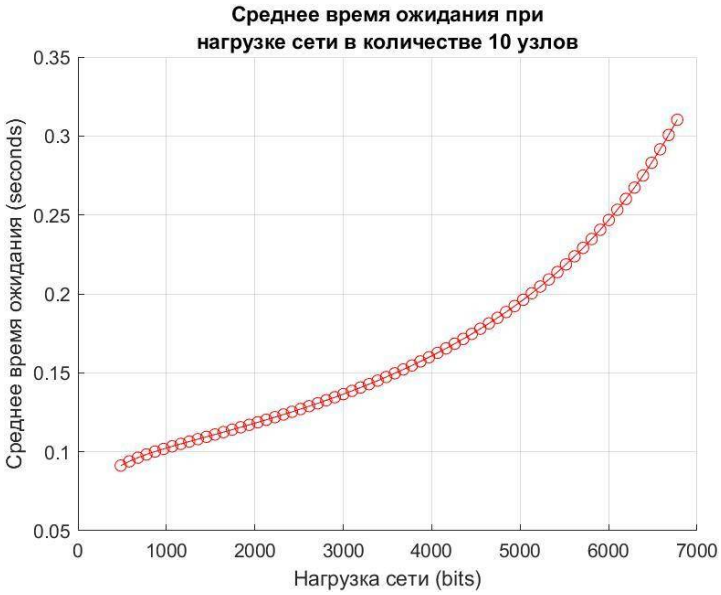


Рис. 1. Зависимость среднего времени ожидания от нагрузки в канале

Исходя из полученной зависимости можно наблюдать, что время ожидания на подключение узла растет в зависимости от нагрузки. Стоит заметить, что даже при большой загруженности сети не возникает длительных ожиданий и устройства могут достаточно быстро инициировать подключение к сети или передачу данных.

Далее следует рассмотреть надежность сети при различных загрузках. Для оценки надежности будем использовать величину, отображающую вероятность успешного подключения узла к сети. Полученный график проиллюстрирован на рисунке 2.

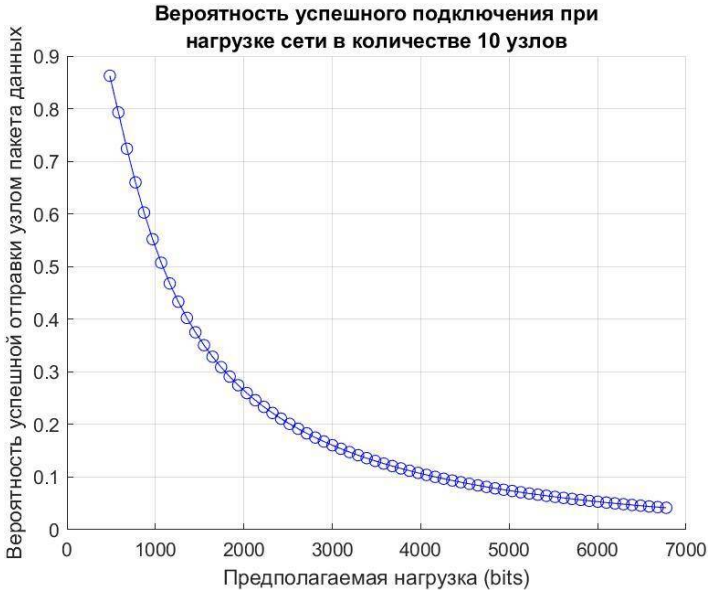


Рис. 2. Вероятность успешного подключения к сети

В данной ситуации можем наблюдать, что вероятность успешного подключения узла имеет экспоненциальный характер, что соответствует нормальному закону распределения случайной величины, и уменьшается при нагрузке сети.

Затем проведем анализ занятости каналов. Для оценки будем использовать вероятность нахождения канала занятым во время первого зондирования несущей (Alpha) и во время второго зондирования несущей (Beta). Данные зависимости отображены на рисунке 3.

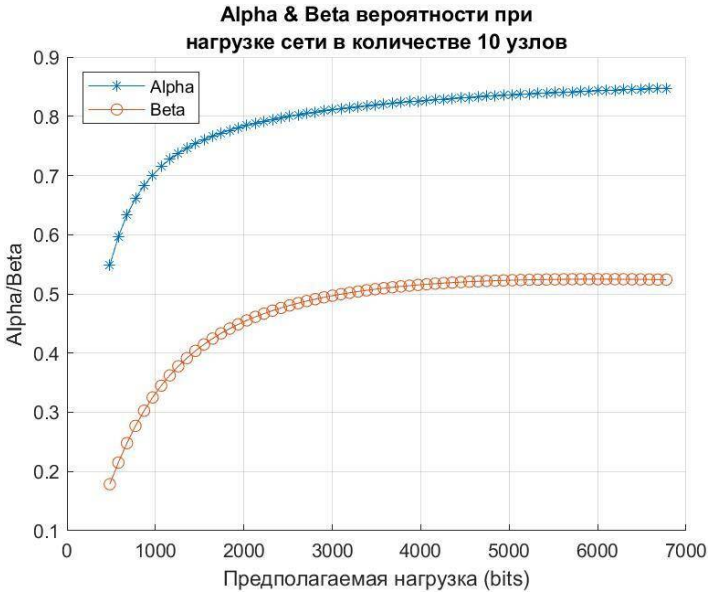


Рис. 3. Вероятность нахождения канала занятым при первом и втором зондировании несущей

Расчеты вероятностей Alpha и Beta выполнены на основе цепей Маркова [4]. Модель принимает сценарий N станций, пытающихся связаться с приемником. Вероятность того, что узел попытается первым зондированием несущей передать кадр, вероятность того, что узел найдет канал занятым во время первого зондирования и вероятность того, что узел найдет канал занятым во время второго зондирования обозначаются переменными τ, α и β . Эти три вероятности связаны системой из трех нелинейных уравнений, которая возникает из нахождения стационарных вероятностей варианта цепи Маркова.

Когда узел пытается отправить кадр, его счетчик обратного отсчета уже достиг 0 и он не простаивает (у него есть кадр для отправки), поэтому мы рассматриваем произведение (1 - p0)τ, а не τ , как вероятность того, что узел попытается передать кадр первым зондированием несущей, где p0 представляет вероятность того, что станция простаивает. Рассматриваемая система представлена следующим образом [4]:

$$\tau = \left(\frac{1-x^{m+1}}{1-x}\right)\left(\frac{1-y^{n+1}}{1-y}\right) b_{0,0,0}, \tag{1}$$

$$\alpha = \left(L + \frac{N(1-p_0)\tau(1-(1-p_0)\tau)^{N-1}}{1-(1-(1-p_0)\tau)^{N}} L_{ACK}\right)(1-(1-(1-p_0)\tau)^{N-1})(1-\alpha)(1-\beta), \tag{2}$$

$$\beta = \frac{1-(1-(1-p_0)\tau)^{N-1}+N(1-p_0)\tau(1-(1-p_0)\tau)^{N-1}}{2-(1-(1-p_0)\tau)^{N}+N(1-p_0)\tau(1-(1-p_0)\tau)^{N-1}}, \tag{3}$$

где: $x = \alpha + (1-\alpha)\beta$,

$y = P_{fail}(1-x^{m+1})$,

$m = \text{macMaxCSMABackoffs}$,

$n = macMaxFrameRetries$,
L – длина кадра;
L_{ACK} – длина подтвержденного кадра;
N – количество узлов;
$P_{fail} = (1 - P_{col})(1 - P_e)$;
$P_{col} = 1 - (1 - (1 - p_0)\tau)^{N-1}$;
$b_{0,0,0}$ – это состояние, при котором следующие переменные равны нулю: стадия счетчика обратного хода, счетчик обратного хода и счетчик повторной передачи.

В заключение проведем исследование пропускной способности рассматриваемой сети. Ее зависимость от текущей нагрузки сети проиллюстрированна на рисунке 4.

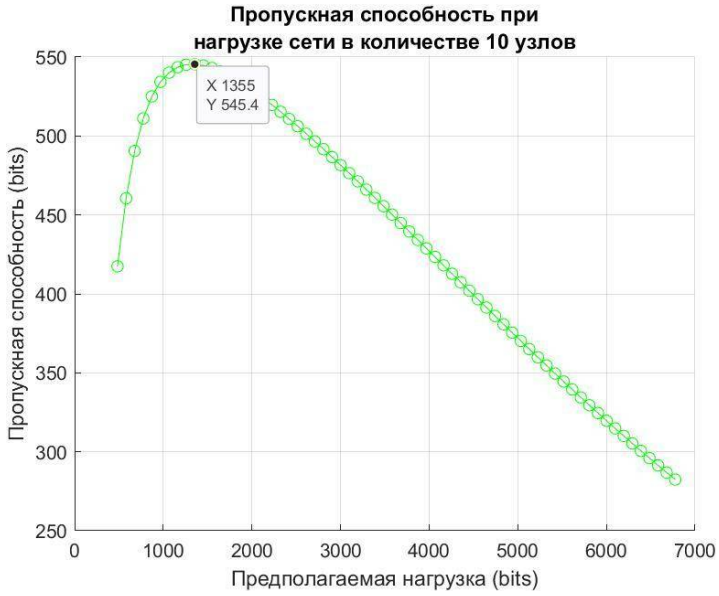


Рис. 4. Зависимость пропускной способности от нагрузки сети

Анализируя данный график, можно заметить, что пропускная способность начинает снижаться уже при нагрузке сети в 1355 бит. Безусловно, данная оптимальная величина пропускной способности полученна в конкретной моделируемой ситуации, рассматриваемой в данной статье, и может меняться как в сторону увеличения, так и в сторону уменьшения. Это обусловливается ассинхронностью сети ячеистой топологии, так как узлы инициируют передачу данных независимо друг от друга, а соответственно эти моменты могут совпасть. Также стоит учитывать, что на пропускную способность оказывает влияние и помеховая обстановка – в частотной полосе диапазона 2,4 ГГц могут могут передаваться сигналы других сетей, например Wi-Fi.

Заключение

В ходе проделанной работы было проведено моделирование работы алгоритмов взаимодействия устройств в сети на основе спецификации ZigBee. Полученные результаты свидетельствуют о работоспособности сети в различных ситуациях: как при обычных условиях, так и в сложной помеховой обстановке. Причем, даже при нагрузке сети десятью источниками передачи данных, она сохраняет работоспособность, хоть и с большим ожиданием подключения и меньшей полосой пропускания, что является несомненным достоинством.

Библиографический список

1. Лисничук А.А. Процедура многокритериального синтеза сигналов с прямым расширением спектра для адаптации когнитивных радиосистем передачи информации к сложной помеховой обстановке // Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета, № 4, выпуск 66, часть 1, 2018. С. 9-15.
2. ZigBee [Электронный ресурс]: Википедия. Свободная энциклопедия. – Режим доступа: https://ru.wikipedia.org/wiki/zigbee (дата обращения 17.02.2020).
3. IEEE Std 802.15.4-2996, September, Part 15.4: Wireless Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications for Low-Rate Wireless Personal Area Networks (WPANs), IEEE, 2006.
4. Park, P., Di Marco, P., Soldati, P., Fischione, C., and Johansson, K.H., "A Generalized Markov Chain Model for Effective Analysis of Slotted IEEE 802.15.4", Mobile Adhoc and Sensor Systems, IEEE 6th International Conference," Macau, pp. 130-139, 2009.

УДК 537.862; ГРНТИ 47.45.29

ЭЛЕКТРИЧЕСКАЯ АНТЕННА В ПЛАЗМЕННОЙ ОБОЛОЧКЕ

Р.А. Рафиков, Т.А. Глебова

Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина
Российская Федерация, Рязань, rust.raf@yandex.ru, tatglebova@yandex.ru

Аннотация. В работе исследовано влияние плазменной оболочки конечных размеров на излучательные свойства электрических вибраторов. Показано значительное увеличение мощности в дальней зоне при определенных параметрах плазменного образования. Оценены перспективы практического применения эффекта.
Ключевые слова: antenna, plasma, plasma frequency, the dielectric constant of plasma, plasma shell.

ELECTRIC ANTENNA IN A PLASMA SHELL

R.A. Rafikov, T.A. Glebova

Ryazan State Radio Engineering University named after V.F. Utkin
Russian Federation, Ryazan, rust.raf@yandex.ru, tatglebova@yandex.ru

Annotation. The paper studies the effect of a finite-size plasma shell on the radiative properties of electric vibrators. A significant increase in power in the far zone is shown for certain parameters of plasma formation. The prospects of practical application of the effect are evaluated.
Keywords: strip beam, multipath beam, a beam of elliptical cross-section, the terahertz range.

Уменьшение габаритов (в частности, высоты) антенн является важной задачей при разработке аппаратуры для информационного обмена посредством свободных электромагнитных волн. Эта задача особенно важна для передающих антенн. В случае металлических конструкций эта задача решается, в основном, двумя способами. Первый способ предполагает включение в тот или иной участок антенны удлинительной индуктивности, либо изготовление её в целом в виде спирали [1]. Идея второго способа заключается в ослаблении спада возбуждающего тока по длине вибратора. для этого верхний конец антенны нагружают емкостью, которая представляет собой либо горизонтальный диск, либо отрезок проводника или нескольких проводников, расположенных под углом, близким к 90^{o} к вертикальному стержню (зонтичные антенны) [2]. Однако использование этих приемов не дает существенного выигрыша в размерах и зачастую усложняет устройства согласования антенны с передатчиком.

В настоящее время внимание многих исследователей и разработчиков привлечено к поиску новых систем преобразования связанного электромагнитного поля в свободное. Из наиболее оригинальных идей можно отметить предложение сотрудников Стенфордского университета об использовании в качестве излучателя в диапазоне сверхдлинных волн конструкции из пьезоэлектрического материала. При электрическом возбуждении пьезоэлектрика по нему распространяется волна механических колебаний, вызывающая на его поверхно-

сти изменяющиеся электрические заряды. Длина волны механических колебаний в пьезоантенне сравнима с её размерами. Следовательно, длина волны электрических колебаний будет такой же, полагают авторы, то есть антенна длиной в четверть волны будет иметь размеры значительно меньшие, чем традиционная штыревая антенна на ту же частоту.

Ещё одно предложение по уменьшению длины антенн - использование твердотельных плазменных антенн, плазменный столб в которых возникает в результате подачи отпирающего напряжения на большое количество последовательно включенных диодов [3]. Однако наибольшее внимание специалистов в области канализирующей и антенной техники привлекали и продолжают привлекать устройства, принцип работы которых связан с взаимодействием электромагнитного поля с плазмой газового разряда. Впервые идея использования плазмы в качестве элемента антенной системы была высказана Дж. Хеттингером (J. Hettinger) в 1919 году [4].

Термин "плазменная антенна" в настоящее время используется для обозначения двух принципиально отличающихся типов устройств. Один из них, первые сообщения по которому датируются 1964 годом [5], представляет собой металлический излучатель, окруженный слоем плазмы конечных размеров. При этом полагается, что размеры антенны значительно меньше оптимальных для свободного пространства. "Плазменные антенны" такого типа входят в разряд "коротких антенн". В работах [6 - 12] изложены теоретические и экспериментальные результаты этого способа укорочения антенных систем. Достигнутые коэффициенты укорочения имеют значительно большие величины в сравнении с полученными традиционными способами.

Второй тип устройств, также обозначаемых термином "плазменная антенна", имеет размеры, совпадающие с размерами их металлических аналогов, то есть уменьшения не предполагает. Особенность этих устройств заключается в том, что в них в качестве излучателя служит столб плазменного разряда (металлические элементы заменяются протяженными плазменными образованиями). Основная цель разработки этих антенн - обеспечение скрытности антенных конструкций. В режиме радиомолчания антенные поля представляют собой совокупность диэлектрических элементов, прозрачных для радиоизлучения, то есть невидимых в радиодиапазоне. Большинство работ в этом направлении датируется двухтысячным и более поздними годами [13 - 21]. География исследований охватывает множество различных стран.

Резюмируя, можно сказать, что основная цель разработок "плазменных антенн" первого типа - уменьшение размеров антенн, а второго - достижение максимальной скрытности.

Настоящая работа посвящена антеннам первого типа - оценочному теоретическому анализу и обсуждению перспектив практического применения.

Электрический вибратор в ограниченном объеме плазмы

Поле излучения на большом удалении от источника (в пределе, в бесконечности) является сферически симметричным и не зависит от формы и размеров источника. Поэтому задачи об излучении наиболее просто решаются в сферической системе координат. Задача ещё более упрощается, если источник сигнала также сферически симметричен. Вследствие этого, в качестве модели выбрана дипольная антенна с полусферической поверхностью вибраторов, таким образом, в целом поверхность излучателя аппроксимируется сферой с радиусом a. Решение осуществляется методом сшивания на границе плазмы и свободного пространства.

В отличие от [12] задача решается в более простой постановке, что приводит к достаточно прозрачным результатам, не требует разработки специального программного обеспечения и позволяет обойтись стандартными, многократно проверенными математическими программными средствами (например, Mathcad). Предполагается, что антенна возбуждается

током, обусловленным электрическим полем на её поверхности $r = a$, изменяющемся по закону $E_0 \sin\Theta$, где E_0 - амплитуда поля, Θ - координата сферической системы. Для первой области (занятой плазмой) уравнения Максвелла запишутся следующим образом:

$$\dot{H}_{1\varphi} = \frac{E_0 \sin\Theta}{\sqrt{r}}\left[\dot{A}H_{1,5}^{(1)}(kr) + \dot{B}H_{1,5}^{(2)}(kr)\right],$$

$$\dot{E}_{1\Theta} = \frac{E_0 \sin\Theta}{i\omega\varepsilon r\sqrt{r}}\left[\dot{A}\left(H_{1,5}^{(1)}(kr) - krH_{0,5}^{(1)}(kr)\right) + \dot{B}\left((H_{1,5}^{(2)}(kr) - H_{0,5}^{(2)}(kr)\right)\right],$$

$$\dot{E}_{1r} = \frac{2E_0 \cos\Theta}{i\omega\varepsilon r\sqrt{r}}\left(\dot{A}H_{1,5}^{(1)}(kr) + \dot{B}H_{1,5}^{(2)}(kr)\right).$$

Здесь:

$k = \sqrt{\varepsilon\mu}$ - волновое число, ω - круговая частота сигнала, $\varepsilon = \varepsilon_0 \cdot \varepsilon'$, где ε_0 - электрическая постоянная, ε' - относительная диэлектрическая проницаемость;

$\mu = \mu_0 \cdot \mu'$, где μ_0 - магнитная постоянная, μ' - относительная магнитная проницаемость.

В случае плазмы $\varepsilon' = 1 - \frac{\omega_p^2}{\omega^2}$, $\omega_p = \sqrt{\frac{e^2 N}{\varepsilon_0 m}}$ - плазменная частота, где N - концентрация электронов в плазме, e - заряд электрона, m - его масса. Столкновительные процессы в плазме для простоты не учитываются.

Для второй области (свободное пространство) уравнения будут иметь вид:

$$\dot{H}_{2\varphi} = \frac{E_0 \sin\Theta}{\sqrt{r}}\dot{D}H_{1,5}^{(2)}(kr),$$

$$\dot{E}_{2\Theta} = \frac{E_0 \sin\Theta}{i\omega\varepsilon_0 r\sqrt{r}}\dot{D}\left(H_{1,5}^{2}(kr) - krH_{0,5}^{2}(kr)\right)$$

$$\dot{E}_{2r} = \frac{2E_0 \cos\Theta}{i\omega\varepsilon_0 r\sqrt{r}}\dot{D}H_{1,5}^{(2)}(kr).$$

В этом случае $k = \sqrt{\varepsilon_0\mu}_0$.

Функции $H_{1,5}^{(1)}(kr)$, $H_{0,5}^{(1)}(kr)$, $H_{1,5}^{(2)}(kr)$, $H_{0,5}^{(2)}(kr)$ представляют собой функции Ханкеля полуцелого порядка первого и второго рода. Граничные условия задачи:

$$\dot{E}_{1\Theta}(a) = E_0 \sin\Theta,$$

$$\dot{E}_{1\Theta}(b) = \dot{E}_{2\Theta}(b),$$

$$\varepsilon\dot{E}_{1r}(b) = \varepsilon_0\dot{E}_{2r}(b),$$

где b - внешний радиус плазменного слоя.

Представление функций Ханкеля экспоненциальными функциями приводит к системе уравнений для коэффициентов $\dot{A}$, $\dot{B}$, $\dot{D}$:

$$-\dot{A}P+\dot{B}Q=\frac{(x\delta)^{\frac{5}{2}}\cdot\delta\cdot\sqrt{\pi a}}{z_0\sqrt{2}}e^{-i\frac{\pi}{4}},$$

$$-\dot{A}R+\dot{B}S+\dot{D}\delta\sqrt{\delta}\cdot T\cdot e^{-i\left[y-arctg\frac{y^2-1}{y}-\frac{\pi}{4}\right]}=0,$$

$$-\dot{A}F+\dot{B}W+\dot{D}\delta\sqrt{\delta}\cdot\sqrt{1+y^2}\cdot e^{-i\left[y+arctg\frac{1}{y}-\frac{\pi}{4}\right]}=0.$$

В этих уравнениях $x=ka$; $y=kb$; $P=\left((x\delta)^2+x\delta+1\right)\cdot e^{-x\delta}$; $Q=\left((x\delta)^2-x\delta+1\right)\cdot e^{x\delta}$; $R=\left((y\delta)^2+y\delta+1\right)\cdot e^{-y\delta}$; $S=\left((y\delta)^2-y\delta+1\right)\cdot e^{y\delta}$; $T=\sqrt{y^4-y^2+1}$; $F=(1+y\delta)\cdot e^{-y\delta}$; $W=(1-y\delta)\cdot e^{y\delta}$; $\delta=\sqrt{-\varepsilon'}$.

Решение системы уравнений для коэффициентов приводит к выражению для абсолютного значения амплитуды в дальней зоне при наличии плазменной оболочки:

$$|D|=\frac{(x\delta)^{\frac{5}{2}}\cdot\sqrt{\pi a}\cdot(FS-RW)}{z_0\sqrt{2\delta}\sqrt{y^2\left[(RQ-PS)+(PW-FQ)\right]^2+(y^2-1)^2\left[(RQ-PS)-(PW-FQ)\right]^2}}.$$

В случае отсутствия плазмы, абсолютное значение амплитуды поля в дальней зоне $|D_1|$ определяется выражением

$$|D_1|=\frac{x^{\frac{5}{2}}\sqrt{\pi a}}{z_0\sqrt{2}\sqrt{x^4-x^2+1}}.$$

Квадрат отношения абсолютных значений амплитуд поля в дальней зоне определяет соотношение мощностей для антенны с плазмой и без неё:

$$\left|\frac{D}{D_1}\right|^2=\frac{\delta^4\cdot(PS-RW)^2\cdot(x^4-x^2+1)}{y^2\left[(RQ-PS)+(PW-FQ)\right]^2+(y^2-1)^2\left[(RQ-PS)-(PW-FQ)\right]^2}.$$

На рисунке 1 приведена зависимость этого отношения от концентрации плазмы $\delta=\sqrt{\frac{\omega_p^2}{\omega^2}-1}$ (рассматривается область $\omega_p>\omega$) для $x=0{,}1\pi$; $y=0{,}2\pi$.

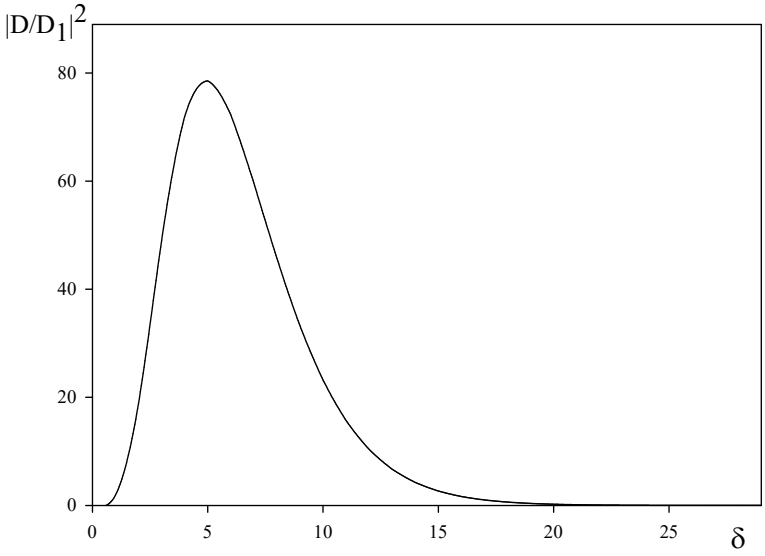


Рис. 1. Зависимость отношения $\left|\frac{D}{D_1}\right|^2$ от концентрации плазмы δ

График подтверждает возможность использования плазменного слоя для уменьшения размеров антенны. Необходимо, однако, (и это является ещё одной целью настоящей работы), обратить внимание на тот факт, что со времени открытия эффекта прошло более пятидесяти лет, тем не менее, сообщения о его реализации в виде каких-либо устройств отсутствуют. По-видимому, это связано с несколькими обстоятельствами.

1. Все теоретические исследования были сделаны в предположении о заданных параметрах плазмы. Между тем, задача о взаимодействии плазменного образования с электромагнитным полем, как и в случае СВЧ приборов, является самосогласованной - электромагнитное поле воздействует на плазму, изменяя её концентрацию (ω_p), которая, в свою очередь, изменяет поле стороннего источника. Самосогласованная задача является чрезвычайно сложной, и решение её приобретает смысл только при наличии серьезной мотивации.

2. Экспериментальные результаты также получены либо в режиме слабого сигнала, либо путем случайного попадания в оптимальную точку - мощность, частота сигнала, плазменная частота, размеры плазменного образования.

3. Задача разработки и изготовления серийных вариантов плазменных антенн по сложности сравнима с разработками СВЧ приборов. Поэтому и подход к её решению должен быть таким же, как и в случае СВЧ электронных приборов.

4. Практически при любом способе реализации с плазменной антенной должно быть сопряжено устройство, осуществляющее её настройку. Это также сложный элемент большой задачи.

5. Вероятно, наиболее важным диапазоном, в котором можно было бы наиболее полно продемонстрировать преимущества плазменных антенн, является диапазон низких и сверхнизких частот.

Библиографический список

1. Пониматкин В.Е., Шпилевой А.А., Типикин А.А. Способ укорочения антенн включением преобразователя импедансов. - Вестник Балтийского университета им. И. Канта. - 2014, вып. 4. - С. 74 - 81.

2. Кочержевский Г.Н. Антенно-фидерные устройства. - Москва, "Радио и связь", 1981.

3. David Hambling. Wireless at the speed of plasma. - New Scientist, 2010.

4. Aerial Conductor for Wireless Signaling and Other Purposes. - United States Patent 1309031, 1919.

5. Пистолькорс А.А., Зимина В.И. Вопросы радиоэлектроники. Серия общетехническая, XII, 1964, вып. 1, 3.
6. Messiacn A.M., Vanderplas P.E. Electronletters, 1967, 3, 26.
7. Vanderplas P.E. Electron waves and resonanses in bounded plasmas. Interscience publ. London, 1968.
8. Lin C.C., Chen K.M. IEEE Trans. Antennas and Propagat. 1969, AP-17, 5, 675.
9. Lin C.C., Chen K.M. Proc. IEEE. 1971, 118, 1, 36.
10. Maxam G., Chen K.M. Radio Science, 1972, 7, 10, 979.
11. Lin C.C., Chen K.M. Proc. IEEE. 1967, 56, 9, 1595.
12. Акиндинов В.В., Еремин С.М., Киселев С.И., Лишин И.В., Евтихов М.Г. Излучение сферической антенны, покрытой слоем изотронной плазмы. - Радиотехника и электроника. 1978. - С. 1807 - 1814.
13. Borg G.G., Harrus J.H., Miljak D.G., Martin N.M. Appl. Phys. Lett. 1999, V. 74, № 22. - P. 3272.
14. Rayner J.P., Whichello A.P., Cheetham A.D. IEEE Trans. on Plasma Science. 2004, V. 32, № 1. - P. 269.
15. Alexeff I., Anderson T., Parameswaran S., Pradeep E.P. et al. IEEE Trans. on Plasma Science. - 2006, V.34, № 2. - P. 166.
16. Карфидов Д.М., Рухадзе А.А., Сергейчев К.Ф., Минаев И.М. и др. Несимметричный плазменный вибратор с возбуждением поверхностной волной. - Физика плазмы. - 2006, т.32, №4. - С. 1 - 13.
17. Гусейн-заде Н.Г., Минаев И.М., Рухадзе К.З. Физические принципы работы плазменных антенн. - Краткие сообщения по физике ФИАН. - 2011, № 3. - С. 42 - 49.
18. Гусейн-заде Н.Г., Минаев И.М., Рухадзе К.З. Принципы работы плазменных антенн. - Радиотехника и электроника. - 2011, т. 56, № 10. - С. 1216 - 1220.
19. Коновалов В.Н., Минаев И.М., Рухадзе А.А. Плазменные вибраторные антенны, возбуждаемые собственным излучением передатчика. - Инженерная физика. - 2012, № 11. - С. 3 - 7.
20. Богачев Н.Н., Богданкевич И.П., Гусейн-заде Н.Г., Тараканов В.П. Моделирование ионизации плазменной вибраторной антенны. - Тезисы XL Международной Звенигородской конференции по физике плазмы и УТС. - Москва, 2013. - С. 269.
21. Богачев Н.Н., Богданкевич И.П., Гусейн-заде Н.Г. Моделирование режимов работы плазменной антенны. - Прикладная физика. - 2014, № 4. - С. 30 - 34.

УДК 621.396; ГРНТИ 47.47

КОМБИНИРОВАННЫЙ АЛГОРИТМ ОЦЕНКИ ПОЛОЖЕНИЯ МОБИЛЬНОЙ СТАНЦИИ

С.В. Слонов, А.Ю. Паршин
Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина,
Российская Федерация, Рязань, parshin.a.y@rsreu.ru

Аннотация. В работе исследуются методы оценки положения мобильной станции и возможность их совместного применения с целью снижения погрешности оценки. Приведен обзор известных методов оценки положения, рассмотрены ограничения при их использовании. Для комбинированного метода выполнено исследование возможности его применения методом компьютеного моделирования.
Ключевые слова: позиционирование, метод RSS, TOA, оценка погрешности.

COMBINED ALGORITHM OF MOBILE STATION POSITIONING

Ye.V. Slonov, A.Yu. Parshin
Ryazan State Radio Engineering University named after V.F. Utkin,
Russia, Ryazan, parshin.a.y@rsreu.ru

The summary. The paper investigates methods for assessing the position of a mobile station and the possibility of their joint application in order to reduce the estimation error. A review of the known methods for assessing the situation is given, the limitations of their use are considered. For the combined method, the study of the possibility of its application by computer simulation.
Keywords: positioning, RSS method, TOA, error estimation.

В современных устройствах широкое распространение нашли методы глобального позиционирования при помощи спутниковых навигационных систем GPS, ГЛОНАСС и BeiDou. К преимуществам спутниковой навигациии можно отнести большой охват территории и достаточная высокая точность определения местоположения мобильного устройства

вне помещений. Применение технологии Assisted-GPS позволяет дополнительно повысить скорость позиционирования, благодаря использованию данных от станций сотовой связи. Однако, внутри помещений, особенно монолитных конструкций, уровень сигнала спутниковой связи значительно снижается, вплоть до полного затухания, и возрастает погрешность оценки положения. Таким образом, возникает проблема позиционирования в помещении, причем в ряде случаев необходимо достаточно точное определение координаты устройства в помещении большой площади.

Использование систем локального позиционирования (LPS - Local Positioning Systems) позволяет решить большинство проблем. Основным предназначением LPS является быстрое позиционирование в помещениях, кроме того, одним из важных достоинств беспроводных систем позиционирования является возможность их развертывания с использованием ресурсов уже существующей сети путем модернизации алгоритмов работы, а не установки дополнительных модулей. Примером такой реализации может служить локальная беспроводная сеть стандарта Wi-Fi, широко применяемая для обеспечения доступа в Интернет как в промышленном, так и в частном секторе. В состав сети входят точки доступа и оборудование пользователей. С точки зрения задач позиционирования, важным моментом является то, что точки доступа размещаются стационарно с известными координатами в локальной системе. Актуальной проблемой является разработка методов определения местоположения пользователя на основе совокупности характеристик сигналов от точек доступа.

Локальные системы позиционирования применяются в основном как проводники по торговым центрам, промышленным предприятиям и складским помещениям. Проводники для торговых центров могут использовать информацию о перемещениях пользователя для более точного анализа рыночной корзины. На промышленных предприятиях проводники используются для оптимизации работы складов. LPS используются как технические средства позиционирования на роботизированном производстве, а также в крупных медицинских учреждениях.

Возможность определения положения в локальной беспроводной сети позволяет владельцу мобильного устройства обнаружить свое местоположение на карте или плане здания. С другой стороны, позволяет создать точки привязки устройств с модулями беспроводной связи к координатам местности для отображения на ГИС картах, например, для решения задач мониторинга систем инженерных коммуникаций, транспортных систем. Подобные системы широко востребованы в сфере предоставления потребительских услуг, рекламы и торговли.

Известные методы позиционирования

Метод RSS основа этого метода заключается в оценке расстояния между МУ и и точкой доступа по мощности сигнала. С помощью этой мощности возможно оценить расстояние между обьектами по следующей формуле:

$$RSSd=RSS0-10\ln(d/d0),$$

где RSSd – мощность сигнала на расстоянии d;

d0 – калибровочное расстояние

RSS0 – мощность сигнала в дБ на калибровочном расстоянии

Главным параметром, влияющим на точность определения, является модель распространения сигнала в среде. Выбор подходящей модели распространения позволяет учесть характер среды, в которой осуществляется позиционирование. Данный метод обладает высокой точность определения местоположения, а также обладает большим количеством алгоритмов реализации, что обусловлено простотой реализации и низкой вычислительной сложностью, а также отсутствием использования дополнительного оборудования.

Позиционированные объекты, которые могут воспринимать Wi-Fi сигнал, называются агентами. Агентами могут выступать такие устройства как ноутбук, смартфон, специальные метки. Рассматриваемая модель помещения включает в себя агента (AS) с координатами (x0,y0), точки доступа (APi) с координатами (xi,yi) и параметры среды. Данная модель представляет собой плоскую среду, в которой существуют помехи.

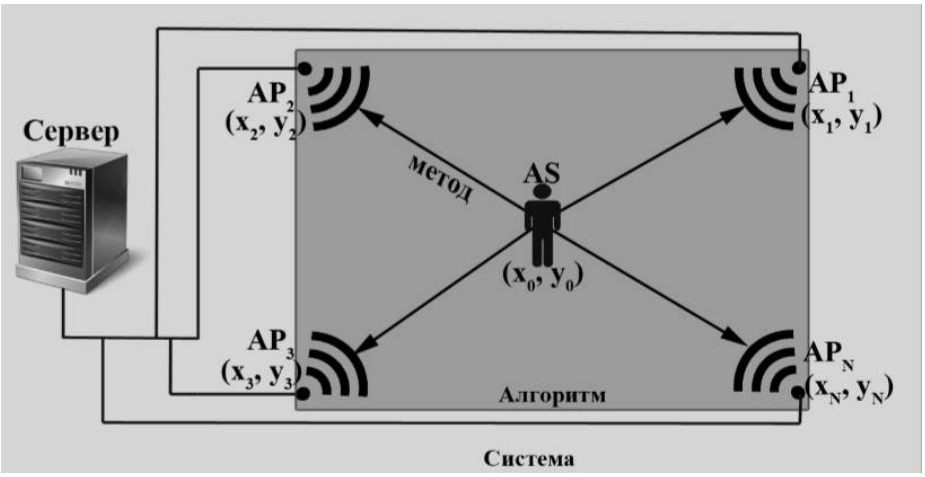


Рис. 1. Модель беспроводного позиционирования в помещении

Метод TOA основан на измерении задержки распространения распространения радиосигнала между МУ и БС. Минимальное количество измерений для определения местоположения МУ равно трём. МУ отправляет сигнал вточное известное БС время. БС измеряет временной интервал между отправкой сигнала МУ и получением его.

Во многих источниках методы TDOA и TOA рассматривают как конкурирующие. Хотя каждый из них просто эффективнее в определенной ситуации. Метод TDOA больше подходит при работе по каналу без прямой видимости. При этом метод TOA превосходит метод TDOA, когда доминируют каналы прямой видимости.

Метод TDOA основан на вычисении положения агента на основе разности нескольких значений TOA. Специальный датчик TDOA выдает в модеои помещения гиперболоид, в котором находится обьект. Данный метод даёт наиболее точный результат по сравнению с TOA, т.к. не основывается на разности значения времени агента и точки доступа. Недостатком данного метда является высокая стоимость датчиков, а так же применение дополнительного оборудования.

Комбинированный алгоритм оценки положения

Совместное использование двух методов оценки положения RSS и TOA позволяет снизить число базовых станций. Кроме того, использование оценки различных параметров сигнала – мощности и времени прихода – обеспечивает повышение надежности алгоритма в различных условиях функционирования.

Использование совместно двух методов позволит значительно уменьшить энергетические затраты мобильным устройствам, а так же значительно увеличить радиус действия МС. К минусам взаимодействия методов оценки положения стоит отнести большую стоимость реализации, а так же сложность алгоритма определения местоположения мобильного устройства, из-за необходимости синхронизации времени на всех БС и МУ.

Результаты моделирования работы алгоритма

Моделирование выполнено с использованием языка Matlab. На первом этапе в разработанной программе задаются координаты базовых станций, используемых для позиционирования мобильной станции.

Далее формируем распространение мощности сигнала от станций по площади. На основании измерений мощности получаем значение координаты, соответствующей рассчитанной модели. Для расчета результатирующей мощности в среде Matlab воспользуемся матричным методом записи, где зададим размер матрицы с учетом мощности мобильной станции.

На следующем этапе производим расчет с помощью метода TOA. Так как метод ToA реализуется через окружность нам необходимо найти точку пересечения этих окружностей. Для этого воспользуемся функцией solve для того чтобы определить точки пересечения и задать их как корни уравнения. В данной модели получаем 6 точек с двумя координатами (рис. 2) и сравниваем их между собой. Если координаты (x,y) у трех точек одинаковые, то делаем вывод ,что это и будут наши точки пересечения. На случай ошибки введен параметр alpha, это допустимый интервал в пределах которого может варьироваться ошибка.

На последнем этапе моделирования с помощью функции plot3 производим построение графика с оценкой позиционирования (рис. 2). Где красными точками отмечена оценка с помощью метода RSS ,а черными по методу TOA.

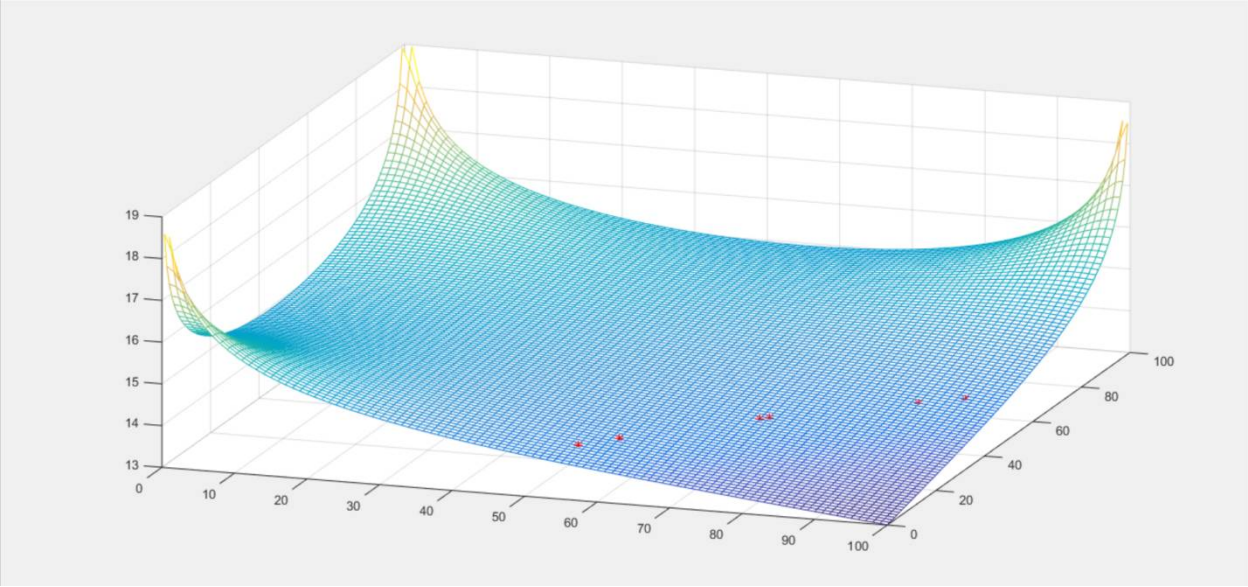


Рис. 2. График оценки алгоритма комбинированного позиционирования (RSS,TOA) в среде MatLab

Заключение

На основании проделанной работы можно сделать следующие выводы. Сочетание методов позиционирования по мощности принимаемого сигнала (RSS) и измерения задержки распространения радиосигнала между МУ (TOA) достаточно тяжело реализовать. Из-за необходимости синхронизации времени на всех БС и МУ и сложности алгоритма определения местоположения МУ. Весомое преимущество имеет то, что определение местоположения агента (используя комбинацию этих методов) можно сделать с наименьшей ошибкой, а также наиболее точная геолокация МУ в условиях с плохой электромагнитной обстановкой с учетом грамотного расположения БС. Правильное составление радиокарты расположения БС (с указаниями плана территории с координатами точек доступа, границами территорий) даёт

большой плюс в их корректной работе и возможности сокращения их количества на площади (но не менее 3-х).

Планом на разработку является:

1. Выбора оптимального варианта размещения точек доступа.
2. Доработка программы моделирования с учетом возможных ошибок позиционирования

Библиографический список

1. Рашич А. В, Сети бепроводного 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 621.396.96; ГРНТИ 47.49

СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ РАЗЛИЧНЫХ ФОРМ РЕАЛИЗАЦИИ ДОПЛЕРОВСКОГО ФИЛЬТРА

А.А. Рамазанова

Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина, Российская Федерация, Рязань, ramazanova.alvida@mail.ru

Аннотация. В работе проведено сравнение алгоритма Герцеля с ДПФ, БПФ. Рассмотрен математический аппарат различных видов преобразование Фурье, проведен их сравнительный анализ. Показано, что в некоторых случаях алгоритм Герцеля имеет преимущества перед другими методами.

Ключевые слова: алгоритм Герцеля, ДПФ, БПФ, альтиметровые отражения.

COMPARATIVE ANALYSIS OF DIFFERENT FORMS OF IMPLEMENTATION OF THE DOPPLER FILTER

A.A. Ramazanova

Ryazan State Radio Engineering University named after V.F. Utkina, Russian Federation, Ryazan, ramazanova.alvida@mail.ru

Annotation. The aim of that work was the comparison of the Goertzel algorithm with DFT and FFT algorithms to get a frequency pattern of periodical, bat pulsating quantity signals. The mathematical apparatus of various types of Fourier transforms is considered, their comparative analysis is carried out. It is shown that in some cases the Goertzel algorithm has advantages over other methods.

Keywords: the Goertzel algorithm, DFT, FFT, altimeter reflections.

В работе проведен анализ структурных особенностей алгоритмов доплеровской фильтрации сигналов на основе дискретного преобразования Фурье (ДПФ), быстрого преобразования Фурье (БПФ) и алгоритма Герцеля (АГ), а также сравнительный анализ вычислительной сложности при реализации доплеровских фильтров [1].

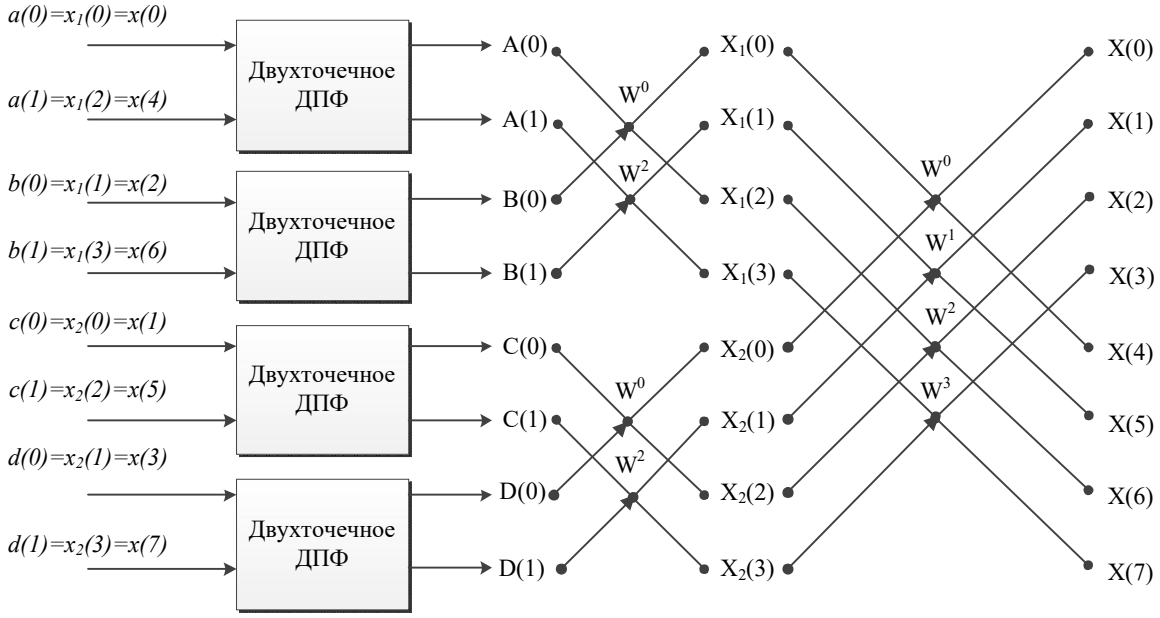


Рис. 1. Вычисление восьмиточечного ДПФ через два четырёхточечных, которые в свою очередь вычисляются через четыре двухточечных ДПФ

Алгоритм быстрого преобразования Фурье с прореживанием по времени разделяет последовательность на две последовательности меньшей длины. Возможна другая форма алгоритма БПФ с прореживанием по частоте; базовая операция алгоритма с прореживанием по времени (так называемая «бабочка») состоит в том, что два входных числа *A* и *B* объединяются для получения двух выходных чисел *X* и *Y* следующим образом:

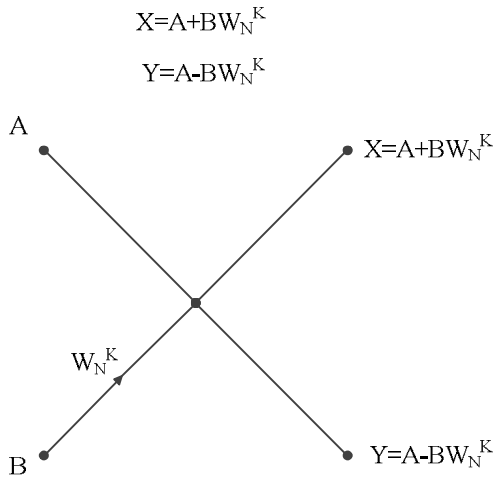


Рис. 2. Направленный граф базовой операции

Особенность применения алгоритма БПФ для доплеровской фильтрации состоит в использовании всех N частотных каналов для обработки радиолокационных сигналов [2].

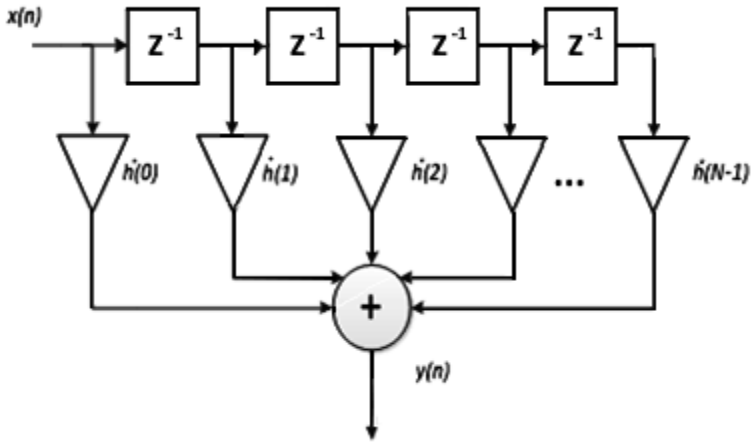


Рис. 3. Структурная схема доплеровского канала алгоритма ДПФ

Проигрывая алгоритму БПФ в числе операций при реализации N каналов обработки, алгоритм ДПФ позволяет реализовать M < N доплеровских каналов, что может при M<<N даже привести к выигрышу перед алгоритмом БПФ.

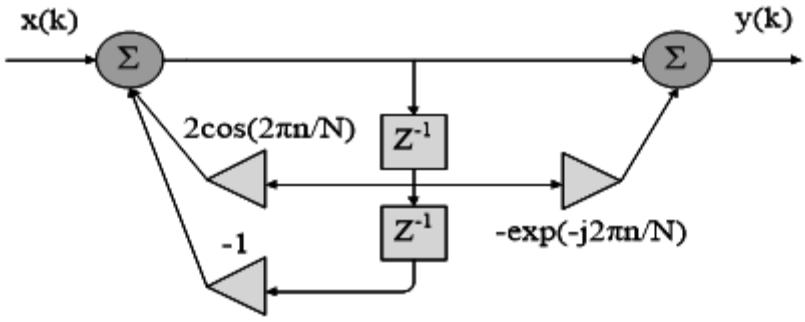


Рис. 4. Структурная схема доплеровского канала алгоритма Герцеля

В задачах, связанных с самолетными и вертолетными летательными аппаратами (ЛА) РЛС не требуется реализация всех частотных каналов, что делает применение БПФ избыточным. Ниже рассмотрен этот вопрос подробнее.

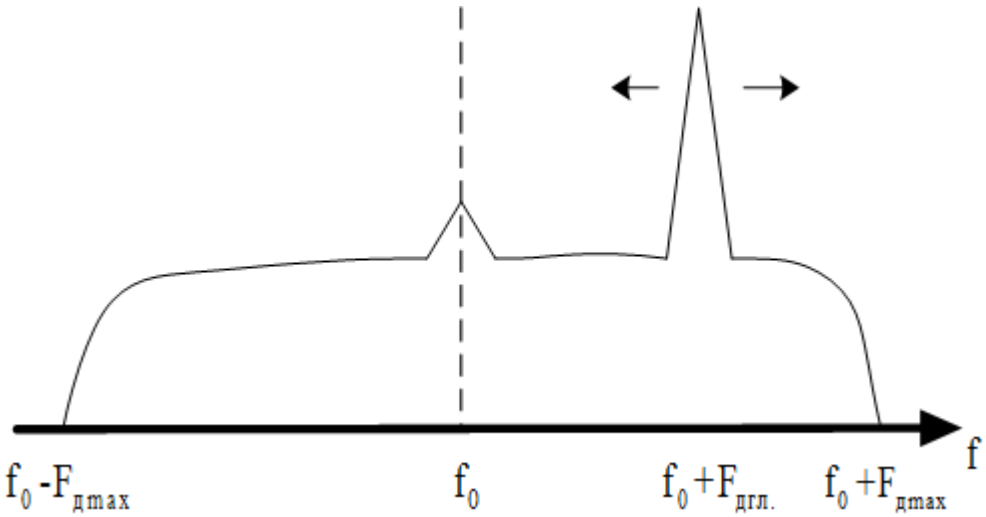


Рис. 5. Спектр отражений от подстилающей поверхности

Форма и положение спектра отражений от подстилающей поверхности зависят от высоты полета и направления вектора скорости летательного аппарата. Участок спектра шириной, соответствующей пассивным помехам от подстилающей поверхности по главному и боковым лепесткам диаграммы направленности антенны (ДНА) показан на рис. 5. Максимальная доплеровская частота зависит от скорости носителя ЛА $F_{дmax}$:

$$F_{дmax} = \frac{2v}{\lambda},$$

где v – путевая скорость, λ - длина волны РЛС.

Участок спектра с нулевой доплеровской частотой, соответствует отражениям от подстилающей поверхности называют альтиметровыми отражениями. Самая большая интенсивность отражений от подстилающей поверхности происходит по главному лепестку ДНА и доплеровская частота этих отражений определяется как

$$F_д = \frac{2v}{\lambda}\cos\beta,$$

где β - угол между осью носителя РЛС и центром главного лепестка ДНА.

Учитывая, что около каждой составляющей *kF*п формируется спектр отражений от пассивной помехи и, следовательно, использовать режим однозначной дальности или режим с низкой частотой повторения (НЧП) невозможно. Его используют в случае когда антенна направлена выше горизонтали [3].

Таблица 1. Анализ вычислительной сложности алгоритмов доплеровской фильтрации для ДПФ, БПФ и АГ

N	ДПФ (N^2)	БПФ ($N\times\log_2 N$)	АГ(N+4)
8	64	24	12
16	256	64	20
32	1.024×10^3	160	36
64	4.096×10^3	384	68
128	1.638×10^4	896	132
256	6.554×10^4	2.048×10^3	260
512	2.621×10^5	4.608×10^3	516
1.024×10^3	1.049×10^6	1.024×10^4	1.028×10^3
2.048×10^3	4.194×10^6	2.253×10^4	2.052×10^3
4.096×10^3	1.678×10^7	4.915×10^4	4.1×10^3
8.192×10^3	6.711×10^7	1.065×10^5	8.196×10^3
1.638×10^4	2.684×10^8	2.294×10^5	1.639×10^4

Таблица 2. Анализ вычислительной сложности алгоритмов доплеровской фильтрации для ДПФ

N	ДПФ (N^2)	90%	80%	70%	60%
8	64	57.6	51.2	44.8	38.4
16	256	230.4	204.8	179.2	153.6
32	1.024×10^3	921.6	819.2	716.8	614.4
64	4.096×10^3	3.686×10^3	3.277×10^3	2.867×10^3	2.458×10^3
128	1.638×10^4	1.475×10^4	1.311×10^4	1.147×10^4	9.83×10^3
256	6.554×10^4	5.898×10^4	5.243×10^4	4.588×10^4	3.932×10^4
512	2.621×10^5	2.359×10^5	2.097×10^5	1.835×10^4	1.573×10^5
1.024×10^3	1.049×10^6	9.437×10^5	8.389×10^5	7.34×10^5	6.291×10^5
2.048×10^3	4.194×10^6	3.775×10^6	3.355×10^6	2.936×10^6	2.517×10^6
4.096×10^3	1.678×10^7	1.51×10^7	1.342×10^7	1.174×10^7	1.007×10^7
8.192×10^3	6.711×10^7	6.04×10^7	5.369×10^7	4.698×10^7	4.027×10^7
1.638×10^4	2.684×10^8	2.416×10^8	2.147×10^8	1.879×10^8	1.611×10^8

Таблица 3. Анализ вычислительной сложности алгоритмов доплеровской фильтрации для АГ

N	АГ(N+4)	90%	80%	70%	60%
8	12	10.8	9.6	8.4	7.2
16	20	18	16	14	12
32	36	32.4	28.8	25.2	21.6
64	68	61.2	54.4	47.6	40.8
128	132	118.8	105.6	92.4	79.2
256	260	234	208	182	156
512	516	464.4	412.8	361.2	309.6
1.024×10^3	1.028×10^3	925.2	822.4	719.6	616.8
2.048×10^3	2.052×10^3	1.847×10^3	1.642×10^3	1.436×10^3	1.231×10^3
4.096×10^3	4.1×10^3	3.69×10^3	3.28×10^3	2.87×10^3	2.46×10^3
8.192×10^3	8.196×10^3	7.376×10^3	6.557×10^3	5.737×10^3	4.918×10^3
1.638×10^4	1.639×10^4	1.475×10^4	1.311×10^4	1.147×10^4	9.833×10^3

При реализации алгоритма Герцеля проявляется ряд преимуществ перед БПФ.

1.Обработка данных может начинаться с приходом первых отсчетов, в отличие от БПФ или ДПФ, где необходимо накопление массива данных.

2. Если алгоритм Герцеля реализуется M раз для обнаружения M разных спектральных составляющих, то он более эффективен (требует меньше умножений), чем БПФ, при

$M < \log_2 N$.

3. Не требует хранения таблиц коэффициентов для эффективной реализации.

4.Число выборок не должно быть одним из чисел 2 в произвольной степени.

К недостаткам данного алгоритма можно отнести:

- алгоритм Герцеля уступает БПФ при необходимости вычислить полное ДПФ;
- в отличии от ДПФ и БПФ при ограниченной разрядной сетке может быть не устойчив.

Таким образом, в работе проведен сравнительный анализ вычислительной сложности алгоритмов; представлены математические преобразования, лежащие в основе сравниваемых алгоритмов и их структурные схемы; проанализированы условия применения доплеровской фильтрации в бортовых РЛС в режиме высокой частоты повторения радиоимпульсов; определены условия, при которых алгоритм Герцеля имеет преимущество перед альтернативными алгоритмами доплеровской фильтрации. Это целесообразно при вычислении спектра не на всех частотах, а когда используется только часть.

Работа выполнена под руководством научного руководителя: д.т.н., профессора кафедры РТС В.И. Кошелева.

Библиографический список

1. Кошелев В.И. Параметры многоканального обнаружителя доплеровских сигналов Вестник Рязанской государственной радиотехнической академии. Выпуск 8.- Рязань, 2001.- С. 18-20.

2. Кошелев В.И., Федоров В.А., Шестаков Н.Д. Основы системного проектирования радиолокационных систем и устройств: Методические указания по курсовому проектированию.– Рязань: РГРТА, 1996.– 60 с.

3. Федоров В.А. Методы и устройства обработки сигналов в импульсно-доплеровских радиолокационных станциях. – Рязань: РГРТА, 2006.– 48 с.

УДК 621.396; ГРНТИ 47.47

АНАЛИЗ СПЕКТРА ЯРКОСТНОЙ МОДУЛЯЦИИ ДВУСТОРОННИМ МЕТОДОМ ПРОНИ

В.Г. Андреев, Д.В. Авраменко

Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина, Российская Федерация, Рязань, andrejev.v.g@rsreu.ru, avramenko.denis2014@yandex.ru

Аннотация. В работе рассмотрен анализ спектра яркостной модуляции изображений, отраженных от космического объекта (КО), двусторонним методом Прони с целью повышения качественных показателей спектрального анализа многочастотных световых отражений от КО по короткой выборке наблюдений.

Ключевые слова: фотометрический сигнал, двусторонний метод Прони, спектральное параметрическое оценивание, переопределённая система уравнений Юла – Уолкера, квазиобратная матрица, весовой вектор, цифровая обработка сигналов.

ANALYSIS OF THE BRIGHTNESS MODULATION SPECTRUM BY BILATERAL PRONY METHOD

V.G. Andrejev, D.V. Avramenko

Ryazan State Radio Engineering University named after V.F. Utkin, Russia, Ryazan, andrejev.v.g@rsreu.ru, avramenko.denis2014@yandex.ru

The summary. The paper considers the analysis of the spectrum of luminance modulation of images reflected from a space object (SO) using the two-sided Prony method to improve the quality indicators of the spectral analysis of multi-frequency light reflections from SO from a short sample of observations.

Keywords: photometric signal, two-way Prony method, spectral parametric estimation, overdetermined system of Yule – Walker equations, pseudo inverse matrix, weight vector, digital signal processing.

Основной проблемой засоренности околоземного космического пространства становятся вышедшие из строя спутники, разгонные блоки, отработавшие ступени ракет, различные отходы космической деятельности, результаты столкновений искусственных объектов на орбите Земли и их взрывов. Увеличение количества орбитального мусора может привести к недосягаемости освоения ближнего космоса, так называемому эффекту Кесслера [1]. Поэтому мониторинг околоземного пространства с целью выявления космического мусора является значимой проблемой современности. Одним из путей её решения может стать дистанционное определение технического состояния КО, определения его параметров движения для предсказания дальнейших орбитальных эволюций объекта и возможной их дистанционной корректировки [2].

Вскрыть текущий ракурс и дистанционно охарактеризовать техническое состояние КО возможно путем проведения спектрального анализа (СА) фотометрического сигнала, отраженного от объекта солнечного света [3]. На основе данного исследования определяются такие параметры, как углы освещенности поверхности КО, наличие сферической симметрии и пр. Однако существует отличительная особенность такого анализа, которая заключается в изменении мощности сигнала **X** во время *T* наблюдения. Данный факт параметрические и классические непараметрические методы СА не учитывают, что затрудняет получение информации о состоянии и параметрах движения КО. Вследствие этого было предложено использовать метод наименьших квадратов Прони, который не относится к числу методов СА, но несмотря на это, близок к алгоритмам линейного предсказания по методу наименьших квадратов [4, 5]. Отличительной особенностью метода Прони является то, что аппроксимация выборочных данных, представленная в виде линейной комбинации экспоненциальных функций, осуществляется с использованием детерминированной экспоненциальной модели [4]. Методика оценки частоты спектральной моды фотометрического сигнала от КО заключается в использовании многочастотного подхода к анализу спектра яркостной модуля-

ции двусторонним методом Прони. С целью определения эффективности предложенной методики, рассмотрены результаты слежения за космическим телескопом «Хаббл» в N=3 диапазонах длин видимых электромагнитных волн [6].

Методика оценивания частоты двусторонним методом Прони

Опишем результаты наблюдений $\mathbf{X}$ за КО в виде реализации дискретного векторного N-мерного марковского случайного процесса конечной связанности [7]:

$$\mathbf{X}=[\mathbf{x}_0;\ \mathbf{x}_1;\ \ldots;\ \mathbf{x}_t;\ \ldots;\ \mathbf{x}_{T-1}],$$

где $\mathbf{x}_t^{\mathrm{T}}=[x_{0,t};\ x_{1,t};\ \ldots;\ x_{n,t};\ \ldots;\ x_{N-1,t}]$ — N-мерный векторный t-й временной отсчёт процесса наблюдения;

$x_{n,t}$ — значение t-го наблюдения в n-м канале (в n-м частотном диапазоне длин электромагнитных волн), n=0, 1, …, N−1;

$^{\mathrm{T}}$ — знак транспонирования.

Математическое модельное представление N-мерного процесса наблюдения методом Прони сводится к форме:

$$\mathbf{x}_t=\sum_{k=1}^{K}\mathbf{Z}_k^t\mathbf{h}_k+\mathbf{e}_t, \tag{1}$$

где $\mathbf{h}_k$ — N-мерный вектор-столбец k-й комплексной амплитуды;

$\mathbf{Z}_k^t$ — диагональная ($N\times N$)-мерная матрица k-й комплексной экспоненты для t-го векторного временного отсчета;

$\mathbf{e}_t^{\mathrm{T}}=[e_{0,t};\ e_{1,t};\ \ldots;\ e_{n,t};\ \ldots;\ e_{N-1,t}]$ — N-мерный вектор-столбец, представляющий собой t-й векторный временной отсчёт процесса ошибки аппроксимации.

Для наглядного представления математического описания N-мерного процесса наблюдения запишем (1) в развернутом виде:

$$\begin{bmatrix} x_{0,t}\\ x_{1,t}\\ \vdots\\ x_{n,t}\\ \vdots\\ x_{N-1,t}\end{bmatrix}=\sum_{k=1}^{K}\begin{bmatrix} z_{0,k}^t & 0 & \cdots & 0 & \cdots & 0\\ 0 & z_{1,k}^t & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots\\ \vdots & \ddots & \ddots & 0 & \ddots & 0\\ 0 & \cdots & 0 & z_{n,k}^t & \ddots & \vdots\\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & 0\\ 0 & \cdots & 0 & \cdots & 0 & z_{N-1,k}^t\end{bmatrix}\cdot\begin{bmatrix} h_{0,k}\\ h_{1,k}\\ \vdots\\ h_{n,k}\\ \vdots\\ h_{N-1,k}\end{bmatrix}+\begin{bmatrix} e_{0,t}\\ e_{1,t}\\ \vdots\\ e_{n,t}\\ \vdots\\ e_{N-1,t}\end{bmatrix}.$$

Независящие от времени t параметры $h_{n,k}$ вектора $\mathbf{h}_k$ и зависящие от времени t элементы $z_{n,k}^t$ матрицы $\mathbf{Z}_k^t$ рассчитываются из следующих выражений:

$$h_{n,k}=A_{n,k}\exp(\mathrm{i}\theta_{n,k}),$$
$$z_{n,k}^t=\exp\left[(\alpha_{n,k}+\mathrm{i}2\pi F_{n,k})t/T\right],$$

где $A_{n,\,k}$ — амплитуда,

$\alpha_{n,k}$ — коэффициент затухания,

$\theta_{n,k}$ — начальная фаза,

$F_{n,k}$ — частота k-й синусоиды в n-м канале;

i — мнимая единица.

Алгоритм спектрального оценивания методом наименьших квадратов Прони заключается в подгонке модели из K комплексных экспонент и решению задачи полиномиальной факторизации. Необходимо отметить, что у данного алгоритма имеется существенный недостаток, связанный с получением неточных оценок коэффициентов $\alpha_{n,k}$ затухания при заметном уровне (отношение сигнал-шум менее −20…−30 дБ) аддитивного шума [8]. Тем не менее, существует возможность повысить адекватность моделирования при наличии шума путем использования информации о взаимной корреляции временных отсчётов $x_{n,t}$ в разных каналах наблюдения. Для определения параметров гармонических компонент, описываемых методом Прони, предлагается использование векторной переопределенной модели, учитывающей старшие j-е отсчёты при $(p+P)\geq j > p$, где p — порядок модели, с глубиной переопределенности P [9].

Принцип построения N-мерной модели по методу Прони заключается в использовании импульсной характеристики векторного авторегрессионного фильтра с матричными коэффициентами $\mathbf{A}_P$ переопределенной авторегрессии, которые выразим из следующего выражения:

$$\left[\mathbf{x}_t; \mathbf{x}_{t+1}; ...; \mathbf{x}_{t+P}\right] = \mathbf{A}_P\left[\hat{\mathbf{x}}_{t-1}; \hat{\mathbf{x}}_t; ...; \hat{\mathbf{x}}_{t+P-1}\right] + \left[\mathbf{e}_t; \mathbf{e}_{t+1}; ...; \mathbf{e}_{t+P}\right], \quad (2)$$

где $\hat{\mathbf{x}}_{t-1}$ — pN-мерный вектор-столбец предыдущих $t-p$ значений реализации $\mathbf{X}$.

Для того чтобы получить решение переопределенной системы из $(P+p+1)$ матричных линейных уравнений помножим обе части выражения (2) на матрицу $\left[\hat{\mathbf{x}}_{t-1}; \hat{\mathbf{x}}_t; ...; \hat{\mathbf{x}}_{t+P-1}\right]^{\mathrm{T}*}$:

$$\begin{aligned} &\left[\mathbf{x}_t; \mathbf{x}_{t+1}; ...; \mathbf{x}_{t+P}\right]\left[\hat{\mathbf{x}}_{t-1}; \hat{\mathbf{x}}_t; ...; \hat{\mathbf{x}}_{t+P-1}\right]^{\mathrm{T}*} = \\ &= \mathbf{A}_P\left[\hat{\mathbf{x}}_{t-1}; \hat{\mathbf{x}}_t; ...; \hat{\mathbf{x}}_{t+P-1}\right]\left[\hat{\mathbf{x}}_{t-1}; \hat{\mathbf{x}}_t; ...; \hat{\mathbf{x}}_{t+P-1}\right]^{\mathrm{T}*} + \\ &+ \left[\mathbf{e}_t; \mathbf{e}_{t+1}; ...; \mathbf{e}_{t+P}\right]\left[\hat{\mathbf{x}}_{t-1}; \hat{\mathbf{x}}_t; ...; \hat{\mathbf{x}}_{t+P-1}\right]^{\mathrm{T}*}. \end{aligned} \quad (3)$$

Усреднив (3) по времени, получим:

$$\widetilde{\mathbf{R}}_P = \mathbf{A}_P\mathbf{R}_P + \mathbf{0}_P <=> \mathbf{A}_P = \widetilde{\mathbf{R}}_P\mathbf{R}_P^{-1},$$

где $\widetilde{\mathbf{R}}$ — $(N\times pN)$-мерная автоковариационная матрица описываемого векторного процесса;

$\mathbf{0}$ — N-мерный нулевой вектор, отражающий предположение о некоррелированности ошибок $\mathbf{e}_t$ линейного предсказания;

$\mathbf{R}$ — $(pN\times pN)$-мерная ковариационная матрица процесса $\mathbf{X}$.

Одним из этапов оценивания методом Прони является определение полинома $\boldsymbol{\varphi}_z$, который запишем в виде степенной последовательности:

$$\boldsymbol{\varphi}_z = \sum_{k=0}^{K} \mathbf{Z}_k^{t-k}\mathbf{a}_k,$$

где $\boldsymbol{\varphi}_z$ — N-мерный вектор-столбец полинома, корнями которого являются экспоненты $\mathbf{Z}_k^t$,

$\mathbf{a}_k$ — комплексные полиномиальные коэффициенты переопределённой векторной АР-модели.

Принимая во внимание плавное изменение мощности сигнала и учёта фактов его возрастания, а затем затухания, сформируем модель по отсчётам **X** наблюдений в виде взвешенной последовательности. Причём, для ослабления возмущений, характерных для слабых сигналов, отсчёты **X** подвергаются весовой обработке вектором $\mathbf{w}_t=[w_{0,t};\ w_{1,t};\ \ldots;\ w_{n,t};\ \ldots;\ w_{N-1,t}]^{\mathrm{T}}$, с компонентами:

$$w_{n,t} = \cos\left[\frac{\pi \cdot t}{T} - \frac{\pi}{2}\right]^{l(n)},$$

где $l(n)$ — оптимизируемый степенной параметр для различных номеров n каналов наблюдения (спектральных диапазонов). В ряде практических случаев, можно считать, что параметр l не зависит от номера n канала наблюдения, если динамика возрастания и затухания сигнала одинакова во всех N спектральных диапазонах (каналах наблюдения).

Реализацию отражений фотометрического сигнала от наблюдаемого объекта со взвешиванием отсчетов **X** представим в виде:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{y}_0 \\ \mathbf{y}_1 \\ \vdots \\ \mathbf{y}_t \\ \vdots \\ \mathbf{y}_{T-1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{W}_0 & 0 & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ 0 & \mathbf{W}_1 & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \ddots & \ddots & \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \ddots & \mathbf{W}_t & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \cdots & 0 & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & \cdots & 0 & 0 & \mathbf{W}_{T-1} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \mathbf{x}_0 \\ \mathbf{x}_1 \\ \vdots \\ \mathbf{x}_t \\ \vdots \\ \mathbf{x}_{T-1} \end{bmatrix},$$

где $\mathbf{y}_t=[y_{0,t},\ y_{1,t},\ \ldots,\ y_{n,t},\ \ldots,\ y_{N-1,t}]^{\mathrm{T}}$ — N-мерный векторный t-ый отсчёт взвешенной реализации **Y**;

W=diag(**w**) — квадратная матрица с элементами $\mathbf{W}_t$, образованными диагонализацией вектора $\mathbf{w}_t=[w_{0,t},\ w_{1,t},\ \ldots\ ,\ w_{n,t},\ \ldots,\ w_{N-1,t}]^{\mathrm{T}}$.

Анализ экспериментальных результатов

Оценку спектральной моды фотометрического сигнала, отраженного от КО, рассмотрим на примере наблюдений за космическим телескопом «Хаббл», инверсное (негативное) изображение которого представлено на рисунке 1. Для выявления параметров процесса световых отражений было произведено компьютерное моделирование в программе «Celestia». Предполагалось, что наблюдаемый объект совершил полный оборот на временном интервале T=540 с шагом 15°.

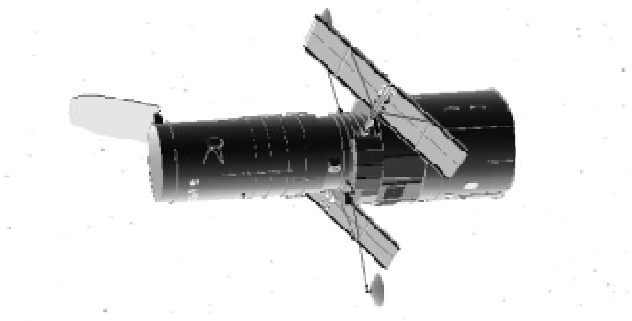


Рис. 1. Космический телескоп «Хаббл»

Для проведения сравнительного анализа и определения эффективности методики оценивания спектральной моды фотометрического сигнала построены спектральные плотности мощности последовательности **y**, с помощью АР-метода и двусторонним методом Прони, которые представлены на рисунке 2.

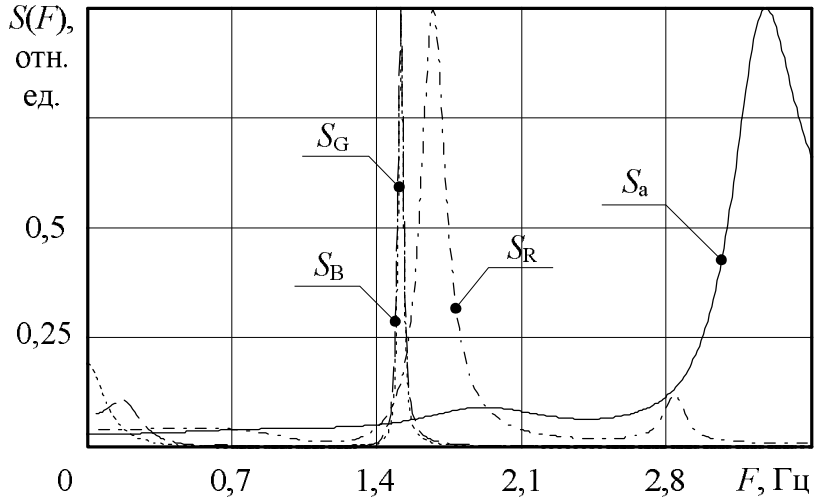


Рис. 2. Спектральные плотности мощности

На рисунке 2 введены следующие условные обозначения: S_R, S_G, S_B — спектральные плотности мощности, построенные двусторонним методом Прони (при p=10, P=14) для трёх цветовых компонент, обозначены штрихпунктирной, пунктирной и точечной линиями соответственно. В качестве наглядного сравнения нормированная к своим максимальным величинам спектральная плотность мощности, определённая АР-методом (при p=10), показана сплошной линией S_a.

В целях установления результативности предлагаемой методики рассмотрим для каждого из R, G, B цветов относительные отклонения ΔF оцененных частот $\widetilde{F}$ мерцаний от истинных частот F вращения, по критерию:

$$\Delta F = \frac{\left|F - \widetilde{F}\right|}{F} \cdot 100\%.$$

Истинная частота F=1,5 Гц установлена по пространственной модели космического телескопа «Хаббл», параметрам его движения и взаимного расположения солнца и точки наблюдения. Величины измеренных частот $\widetilde{F}$ по красному, зелёному и синему цветам, при p=10 и переопределенности P=14, составляют: F_R=1,67 Гц, F_G=1,51 Гц, F_B=1,51 Гц.

Проделав расчеты по вышеуказанному критерию, запишем результаты относительных ошибок оцененных частот для R, G, B цветов предложенной методикой: ΔF_R=11,3%, ΔF_G=0,9%, ΔF_B=0,9%. Отметим, что для АР-метода величины ΔF_R, ΔF_G, ΔF_B отклонений превышают 100%. Усреднив относительное отклонение по трём цветам $\overline{\Delta F}_{RGB}=(\Delta F_R+\Delta F_G+\Delta F_B)/3$, получим $\overline{\Delta F}_{RGB}$=4,34%.

Заключение

Проведенные исследования показали, что величины ΔF относительных отклонений оцененных частот от истинных существенно (от 2 до 20 раз) уменьшаются по сравнению с АР-оцениванием за счёт использования двустороннего метода Прони при оценке $\widetilde{F}$ частот

спектральных мод фотометрического сигнала, отраженного от КО. Выигрыш достигается благодаря учёта факта изменения мощности сигнала яркостной модуляции в процессе наблюдения.

Библиографический список

1. Kessler D. J., Johnson N. L., Liou J.-C., Matney M. The Kessler Syndrome: Implications to Future Space operations // 33rd Annual AAS Guidance and Control Conference. 2010. 15 p.

2. Муртазов А. К. Мониторинг загрязнений околоземного пространства оптическими средствами // Вестник РУДН. Экология и безопасность жизнедеятельности. 2009. 12 с.

3. Алешин В. П., Новгородцев Д. Д., Симонов Г. В. Оценки некоординатных параметров КА с помощью реальных оптических наблюдений и их заатмосферного прогноза // Электромагнитные волны и электронные системы. 2013. № 1. С. 4-11.

4. Марпл-мл. С.Л. Цифровой спектральный анализ и его приложения: пер. с англ. М.: Мир, 1990. 584 с.

5. Никитин А. В. Цифровой параметрический спектральный анализ по методу Прони: диссертация на соискание уч. ст. канд. физ.-мат. наук. ВолГУ. Волгоград, 1995. 132 с.

6. Авраменко Д. В., Андреев В. Г. Метод распознавания изображений космических аппаратов на основе анализа спектра яркостной модуляции методом Прони // Вестник РГРТУ. 2019. № 3 (69). С. 26-32.

7. Avramenko D. V., Andrejev V. G. Spectral Analysis of Light Reflections from Cosmic Objects by the Modified Prony's Method // 7th Mediterranean conference on embedded computing (MECO'2018), Montenegro, Bar, 2018. pp. 366-369. (IEEE Catalog number CFP1839T-PRT).

8. Паршин В. С., Багдагюлян А. А. Модифицированный метод наименьших квадратов Прони, использующий итерационный метод Штейглица – МакБрайда // Цифровая обработка сигналов и её применение: 9-я МНТК. Труды РНТО РЭС им. А.С. Попова. 2007. № IX-1. С. 77-80.

9. Авраменко Д. В., Андреев В. Г. Спектральное оценивание многочастотных отражений от вращающегося космического объекта методом наименьших квадратов Прони со взвешиванием результатов наблюдений // Радиотехника. 2018. № 5. С. 70-77.

УДК 621.373.826; ГРНТИ 47.35.31

ПОСТРОЕНИЕ ЛАЗЕРНОГО РАСТРОВОГО ИЗОБРАЖЕНИЯ НА УДАЛЕННЫХ ПРОТЯЖЕННЫХ ОБЪЕКТАХ

И.В. Астаркин

Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина, Российская Федерация, Рязань, superilya2012@gmail.com

Аннотация. В данной работе рассматривается способ развертки растровых изображений на удаленных протяженных объектах с помощью лазерных проецирующих систем.

Ключевые слова: развертка растрового изображения, удаленные протяженные объекты, лазерные проекционные системы.

CONSTRUCTION OF A LASER RASTER IMAGE ON REMOTE EXTENDED OBJECTS

I.V. Astarkin

Ryazan State Radio Engineering University named after V.F. Utkin, Russia, Ryazan, superilya2012@gmail.com

The summary. In this paper, we consider a method for scanning raster images on distant extended objects using laser projection systems.

Keywords: scanning raster image, distant extended objects, laser projection systems.

В настоящее время, развитие современных средств телевещания заключается в увеличении разрешения изображения и наращивания частоты передачи кадров, что не решает её основной задачи – доступность полезной информации широкому кругу лиц. Альтернативным направлением в этой области может стать использование объемных экранов, например, облаков в качестве дисплеев [1].

Возможность использования объемных экранов позволит применить современные оптические системы в таких областях, как имитация воздушных целей и объектов, выведение полезной информации в условиях недостаточной видимости, оповещение гражданского населения о чрезвычайных ситуациях и пр.

Поскольку все гидрометеоры представляют собой сконцентрированную, но геометрически неоднородную массу [2], то разработка алгоритмов трансформации исходного изображения для осуществления его персептивной проекции является основной задачей, которая может быть поставлена при проецировании изображений на протяжённые объекты, используемы в качестве экранов.

Решением такой задачи может стать периодическое сканирование участка поверхности, на которую осуществляется проекция изображения, лазерным дальномером и формирование по его данным матрицы контрольных точек, являющихся центрами перспективной проекции.

Основная задача таких центров – получение информации о дальностях и отражающих свойствах участка пространства, по которой затем будет вырабатываться определенный сигнал, вносящий изменение в формирующиеся изображение. Параметрами такого сигнала могут быть такие величины как мощность отражений от экрана, эффективная площадь рассеяния экрана, плотность и температура гидрометеора, скорость перекрывания внутренних слоев и скорость ветра, удаленность объекта, на который осуществляется проецирования.

Отметим, что калибровка будет влиять на качество полученного изображения и является сложной инженерной задачей, поскольку выбор оптимального соотношения количества проецирующих центров и площади растрового изображения зависит от изменчивости погодных и метеорологических условий.

В ходе исследования был проведен эксперимент по обработке осциллограмм, полученных в результате прохождения лазерного луча ближнего инфракрасного диапазона с частотой посылаемых импульсов 100 Гц в нижние слои атмосферы.

При анализе осциллографического отображения мощности обратного рассеяния лазерного луча были получены данные (см. рисунок 1), которые служат для калибровки проецирующих центров изображения. Во время эксперимента учитывались не только геометрические особенности самого объекта, который использовался в качестве экрана, но и влияние наземного объекта (местника).

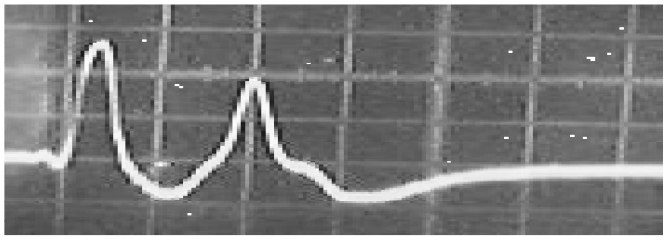


Рис. 1. Фотография осциллограммы лазерных отражений

Одна клетка осциллографической сетки на рисунке 1 эквивалентна 75 м, т.е. цена деления горизонтальной развёртки 0,5 мкс. Облачность расположена по отношению к местнику на дальности около 100 м (см. рисунок 1).

На рисунке 2 показаны результаты усреднений и временны□е положения строба, отсекающего отражения от местного объекта, а также порога, при пересечении осциллограммы с которым определяется высота облачности. При этом сплошной тонкой линией на рисунке 2 отображена зашумлённая реализация лазерных отражений, а результат их усреднений по 100 реализациям изображён жирным пунктиром.

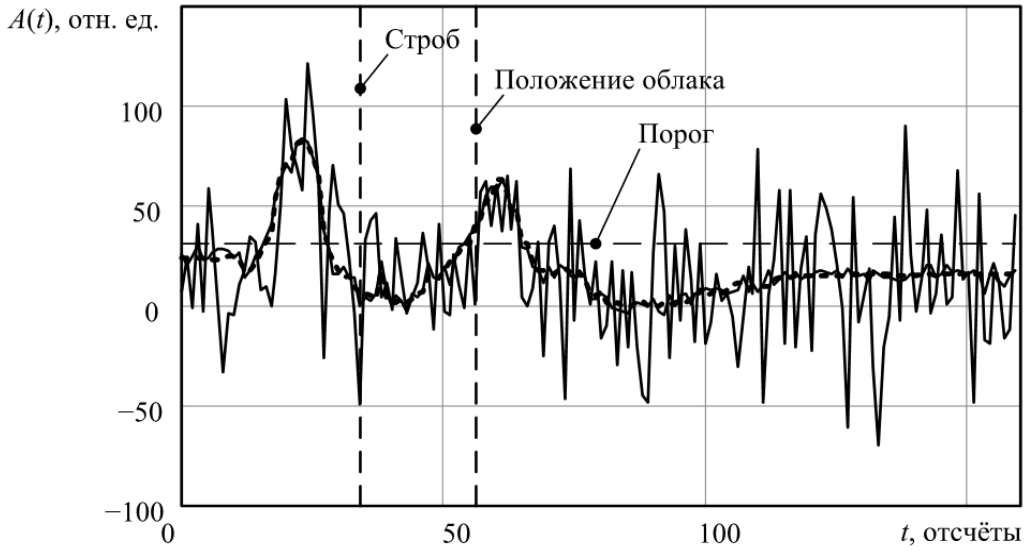


Рис. 2. Амплитудно-временная диаграмма

Разработанные программно-аппаратные средства могут быть применены для калибровки лазерной системы проецирования. Для этого измеренные дальности (облако точек) сводятся в тензорную величину $\mathfrak{I}$ [3], каждый элемент матричного (двумерного) представления которой есть четырехкомпонентный вектор $\mathbf{t}_{j,k}$ признаков фрагмента поверхности, j=0, 1, …, N_Y, k=0, 1, …, N_X:

$$\mathfrak{I}=\begin{bmatrix} \mathbf{t}_{0,0} & \mathbf{t}_{0,1} & \dots & \mathbf{t}_{0,k} & \dots & \mathbf{t}_{0,N_\mathrm{X}} \\ \mathbf{t}_{1,0} & \mathbf{t}_{1,1} & \dots & \mathbf{t}_{1,k} & \dots & \mathbf{t}_{1,N_\mathrm{X}} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{t}_{j,0} & \mathbf{t}_{j,1} & \dots & \mathbf{t}_{j,k} & \dots & \mathbf{t}_{j,N_\mathrm{X}} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{t}_{N_\mathrm{Y},0} & \mathbf{t}_{N_\mathrm{Y},1} & \dots & \mathbf{t}_{N_\mathrm{Y},k} & \dots & \mathbf{t}_{N_\mathrm{Y},N_\mathrm{X}} \end{bmatrix}, \qquad (1)$$

где N_X — число дискретных отсчётов по условной координате X (горизонтальной);

N_Y — число дискретных отсчётов по условной координате Y (вертикальной).

Подобное представление соответствует принятой в настоящее время модели рельефа — DTEM (Digital Terrain Elevation Data), что облегчает преобразование информации к виду (1) [3].

Вектор $\mathbf{t}_{j,k}$, содержащий информацию о характеристиках j-й, k-й точки поверхности, состоит из четырёх компонент и может быть представлен в следующем виде:

$$\mathbf{t}_{j,k}^{\mathrm{T}}=\begin{bmatrix} x+jd & y+kd & z_{j,k} & \vartheta_{j,k} \end{bmatrix}, \qquad (2)$$

где d — шаг цифровой карты (задаётся в погонных единицах);

x, y — условные декартовы географические координаты начальной точки рассматриваемой карты по осям X, Y (соответственно);

$z_{j,k}$ — высота (altitude) j-го, k-го фрагмента поверхности;

$\vartheta_{j,k}$ — коэффициент отражения излучения, который может быть представлен как удельная эффективная поверхность рассеяния;

$^{\mathrm{T}}$ — знак транспонирования.

Для использования цифровой карты отражающего объекта можно интерпретировать тензор $\mathfrak{I}$ как послойное наложение четырех $(N_{\mathrm{X}}+1)\times(N_{\mathrm{Y}}+1)$-мерных матриц: **X**, компоненты которой $(x+jd)$, $j=0, 1, \ldots, N_{\mathrm{X}}$ определяют координаты на оси X; **Y**, компоненты которой $(y+kd)$, $k=0, 1, \ldots, N_{\mathrm{Y}}$ определяют координаты на оси Y; **Z**, компоненты которой $z_{j,k}$ характеризуют высоту или наклонную дальность j-го, k-го элемента объекта; **Θ** с коэффициентами $\vartheta_{j,k}$, соответствующими удельной отражающей способности фрагмента поверхности объекта (альбедо) [4].

С учётом сделанных в (1), (2) обозначений, тензор $\mathfrak{I}$ цифровой карты отражающего объекта, например, гидрометеора, принимает следующий вид:

$$\mathfrak{I}=\left[\begin{array}{c|c|c|c|c}
\begin{bmatrix} x \\ y \\ z_{0,0} \\ \vartheta_{0,0} \end{bmatrix} & \begin{bmatrix} x+d \\ y \\ z_{0,1} \\ \vartheta_{0,1} \end{bmatrix} & \cdots & \begin{bmatrix} x+j\,d \\ y \\ z_{0,k} \\ \vartheta_{0,k} \end{bmatrix} & \cdots & \begin{bmatrix} x+N_{\mathrm{X}}d \\ y \\ z_{0,N_{\mathrm{X}}} \\ \vartheta_{0,N_{\mathrm{X}}} \end{bmatrix} \\ \hline
\begin{bmatrix} x \\ y+d \\ z_{1,0} \\ \vartheta_{1,0} \end{bmatrix} & \begin{bmatrix} x+d \\ y+d \\ z_{1,1} \\ \vartheta_{1,1} \end{bmatrix} & \cdots & \begin{bmatrix} x+j\,d \\ y+d \\ z_{1,k} \\ \vartheta_{1,k} \end{bmatrix} & \cdots & \begin{bmatrix} x+N_{\mathrm{X}}d \\ y+d \\ z_{1,N_{\mathrm{X}}} \\ \vartheta_{1,N_{\mathrm{X}}} \end{bmatrix} \\ \hline
\vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \hline
\begin{bmatrix} x \\ y+kd \\ z_{j,0} \\ \vartheta_{j,0} \end{bmatrix} & \begin{bmatrix} x+d \\ y+kd \\ z_{j,1} \\ \vartheta_{j,1} \end{bmatrix} & \cdots & \begin{bmatrix} x+j\,d \\ y+kd \\ z_{j,k} \\ \vartheta_{j,k} \end{bmatrix} & \cdots & \begin{bmatrix} x+N_{\mathrm{X}}d \\ y+kd \\ z_{j,N_{\mathrm{X}}} \\ \vartheta_{j,N_{\mathrm{X}}} \end{bmatrix} \\ \hline
\vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \hline
\begin{bmatrix} x \\ y+N_{\mathrm{Y}}d \\ z_{N_{\mathrm{Y}},0} \\ \vartheta_{N_{\mathrm{Y}},0} \end{bmatrix} & \begin{bmatrix} x+d \\ y+N_{\mathrm{Y}}d \\ z_{N_{\mathrm{Y}},1} \\ \vartheta_{N_{\mathrm{Y}},1} \end{bmatrix} & \cdots & \begin{bmatrix} x+j\,d \\ y+N_{\mathrm{Y}}d \\ z_{N_{\mathrm{Y}},k} \\ \vartheta_{N_{\mathrm{Y}},k} \end{bmatrix} & \cdots & \begin{bmatrix} x+N_{\mathrm{X}}d \\ y+N_{\mathrm{Y}}d \\ z_{N_{\mathrm{Y}},N_{\mathrm{X}}} \\ \vartheta_{N_{\mathrm{Y}},N_{\mathrm{X}}} \end{bmatrix}
\end{array}\right], \qquad (3)$$

где координаты (x, y) начальной точки могут быть приняты нулевыми.

Следует отметить, что с уменьшением шага d возрастает плотность заполнения карты отражающего объекта. Величина d может адаптироваться в зависимости от масштаба изображения, наличия на нём мелких деталей и свойств отражающего экрана (гидрометеора).

Еще одна задача, которую перед нами ставит проецирование изображений, это неравномерность объема объекта проецирования, в результате чего реальная картина будет иметь искажения, а под некоторыми углами потерю комфортности восприятия зрителем за счёт изменения пропорций изображений. Введение центров перспективной проекции будет обеспечивать правильную предварительную деформацию перспективы, что позволит получить двухмерную картину с правильными формами за счет масштабирования отдельных участков изображений для учёта форм поверхностей отражающих воздушных объектов. Выравнивание проецируемой картины может достигаться также увеличением интенсивности освещения, т.е. «пробивания» лазерным излучением определённой толщины гидрометеора в тех

случаях, когда обычное масштабирование затруднено. Эксперименты, проделанные с помощью созданной на кафедре радиотехнических систем Рязанского государственного радиотехнического университета имени В.Ф. Уткина лазерной установки, внешний вид которой показан на рисунке 3, показали, что лазерное излучение проникает через гидрометеор (см. осциллограмму на рисунке 1).

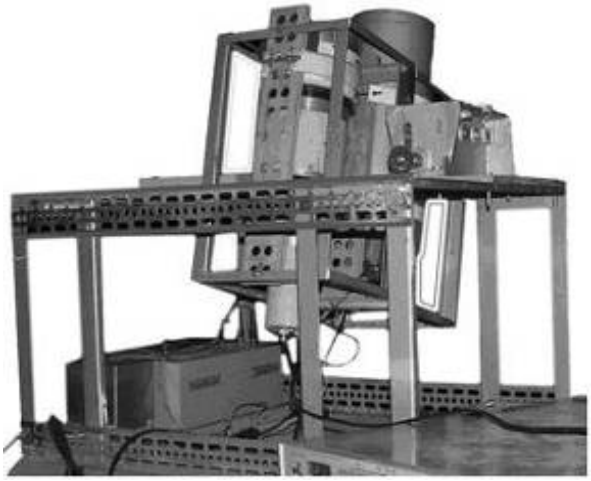


Рис. 3. Лазерная установка для исследования гидрометеоров

Таким образом, имеется возможность повышения качества проекции растровых изображений на удалённые объекты, используемые в качестве экранов, путем адаптивной деформации пространственной перспективы изображений. Преимуществом такого подхода является то, что не обязательно требуется иметь полное представление об отражающем объекте, так как, используя алгоритмы обработки сигналов, можно хранить лишь определенные отсчеты, относительно которых восстановление изображения будет проходить с заданными погрешностями. При этом, на основе тензоров $\mathfrak{I}$ (3) и исходных изображений формируются выходные растры, соответствующие оригинальным картинам при заданных углах наблюдения их проекций на удалённые отражающие объекты, в качестве которых могут быть использованы облака.

Перечислим основные задачи, решение которых возможно при внедрении описанного метода перспективной проекции:

1) компенсация формы отражающего объекта в точках лазерного сканирования;
2) компенсация неравномерности отражающей способности объекта, используемого в качестве экрана;
3) учёт сложной формы отражающего объекта с целью уменьшения погрешностей проецирования.

Кроме того, внедрение метода перспективной проекции даст возможность:

1) осуществить преобразования облака точек в карту расстояний до элементов объекта, на который производится проецирование;
2) сформировать карту расстояний до различных точек объекта в карту деформационных полей;
3) использовать деформационные поля для формирования областей растровых изображений с компенсацией проекционных искажений.

Работа выполнена под руководством научного руководителя: д.т.н., профессора кафедры РТС В.Г. Андреева

Библиографический список

1. Лазерная проекция на облака, 2019. URL: https://impremium.ru/blog/lazernaya-proektsiya-na-oblaka/ (Дата обращения 03.02.2020).
2. Белов П.Н., Борисенков Е.П., Панин Б.Д. Численные методы прогноза погоды. Л.: Гидрометеоиздат, 1989. 376 с.
3. Дмитриенко Ю.И. Тензорное исчисление. М.: Высшая школа, 2001. 575 с.
4. Астрономические формулы / Составитель Р.У. Ибатуллин, 2014. 44 с. URL: http://robert-ibatullin.narod.ru/utilities/astro_formulas.pdf (Дата обращения 03.02.2020).

УДК 621.396; ГРНТИ 47.41.29

МЕЖОБЗОРНОЕ НАКОПЛЕНИЕ ОТРАЖЁННЫХ СИГНАЛОВ С УЧЁТОМ НАВИГАЦИОННОЙ ИНФОРМАЦИИ

В.А. Белокуров

Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина, Российская Федерация, Рязань, belokurov.v.a@rsreu.ru

Аннотация. В работе предложен алгоритм, позволяющий учесть навигационную информацию при межобзорном накоплении с подвижного основания, что позволяет повысить обеспечить выигрыш в пороговом накоплении сигнал-шум на 6..8 дБ

Ключевые слова: межобзорное накопление, навигационная информация

MULTI-FRAME ACCUMULATION OF REFLECTED SIGNALS WITH ACCOUNT OF NAVIGATION INFORMATION

V.A. Belokurov

Ryazan State Radio Engineering University named after V.F. Utkin, Russia, Ryazan, belokurov.v.a@rsreu.ru

Abstract. An algorithm is proposed in the paper that allows one to take into account navigation information during multi-frame accumulation from a moving base, which makes it possible to increase the gain in threshold signal-to-noise accumulation by 6..8 dB

Keywords: interobservance accumulation, navigation information

Введение

Одним из эффективных методов повышения эффективности обнаружения малоразмерных целей является межобзорное накопление. Особую актуальность данный подход приобретает в настоящее время. Это связано с развитием направления в радиолокации, связанного с обнаружением различного типа беспилотных летательных аппаратов (БПЛА), радаром, который установлен на другом БПЛА.

Возможное движение носителя радара приводит к необходимости коррекции существующих алгоритмов межобзорного накопления с учётом навигационной информации.

Цель работы − синтез и анализ алгоритма межобзорного накопления радиолокационных сигналов с учётом навигационной информации.

Постановка задачи

Классический алгоритм межобзорного накопления [1] описывается следующими выражениями:

$$I(\mathbf{x}_k|\mathbf{Z}_{1:k}) = \ln\left(\frac{p(\mathbf{z}_k|\mathbf{x}_k)}{p(\mathbf{z}_k|\mathrm{H}_0)}\right) + \max_{\mathbf{x}_{k-1}\in \mathrm{T}(\mathbf{x}_k)} \left\{P(\mathbf{x}_k|\mathbf{x}_{k-1}) + I(\mathbf{x}_{k-1}|\mathbf{Z}_{1:k-1})\right\}, \quad (1)$$

$$I(\mathbf{x}_{K-1}|\mathbf{Z}_{1:K-1}) \geq I_0,\ \hat{\mathbf{x}}_{K-1} = \underset{\mathbf{x}_{K-1}}{\arg}(I(\mathbf{x}_{K-1}|\mathbf{Z}_{1:K-1}) \geq I_0),$$

где I_0 — порог обнаружения, который выбирается в соответствии с одним из критериев [2];

T() — область, связывающая значение вектора состояния $\mathbf{x}_{k\text{-}1}$, k-1-м обзоре и значение вектора состояния $\mathbf{x}_k$ на k-м обзоре;

arg() — операция, соответствующая вычислению вектора состояния $\mathbf{x}_K$, который соответствует значению $I(\mathbf{x}_{K-1}|\mathbf{Z}_{1:K-1})$.

Накопление в соответствии с (1) предполагает, что область обзора между двумя соседними обзорами не меняется.

При перемежении БПЛА с установленным радаром, зона обзора между обзорами смещается, приводя к смещению области T(), показанное на рисунке 1.

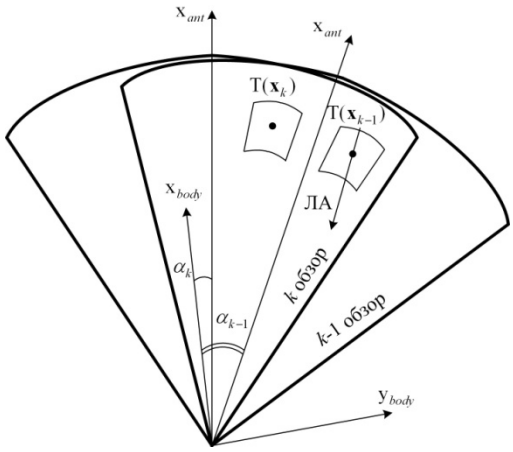


Рис. 1. Схема смещения зоны обзора

На рисунке 1 показана система координат, которая связано с объектом: x_{body}, y_{body}; система координат, в которой происходят измерения x_{ant}, y_{ant}; α_k, α_{k-1} — значения углов, соответствующих центрам сектора обзора на двух соседних обзорах; ЛА — летательных аппарат и направление его движения; жирная сплошная линия соответствует сектору обзора на соседних обзорах; $T(\mathbf{x}_k)$, $T(\mathbf{x}_{k-1})$ — область в пространстве вектора на двух соседних обзорах.

Согласно рисунку 1 межобзорное накопление без учёта движения носителя РЛС невозможно.

Решение задачи

На борту любого БПЛА находится навигационная система [3]. Это, как правило, может быть, приёмник спутниковых радионавигационных сигналов, бесплатформенная инерциальная навигационная система, либо система угловой ориентации. Анализ состава, выдаваемой навигационной информации, позволяет сделать следующие выводы:

1) на борту носителя РЛС имеется информация о координатах объекта;

2) на борту носителя РЛС имеется информация об угловой ориентации объекта.

Структурная схема алгоритма межобзорного накопления с учётом навигационной информации, показана на рисунке 2.

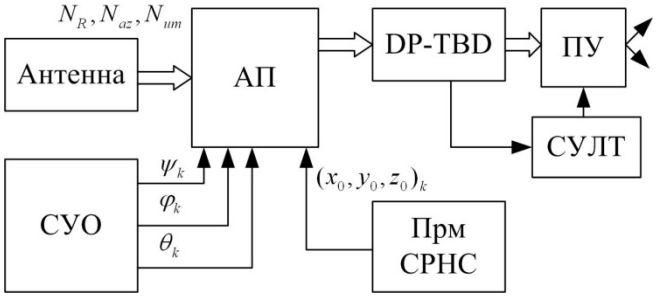


Рис. 2. Структурная схема алгоритма межобзорного накопления

На рисунке 2 использованы аббревиатуры:
СУО — система угловой ориентации;
АП — блок вычисления аффинновых преобразований;
СУЛТ — блок постоянного уровня ложных тревог;
ψ_k, φ_k, θ_k — самолётные углы (курс, крен и тангаж);
N_{um} — число каналов по углу места;
N_R — число каналов по дальности;
N_{az} — число каналов по азимуту.

Координаты каналов: i_R-го по дальности и i_{az}-го по азимуту пересчитываются в прямоугольную декартову систему координта (x_{nk}, y_{nk}, z_{nk}) на k-м обзоре, согласно:

$$x_{nk} = i_R dR \cos(\frac{i_{az} az_k}{0.5N_{az}}) \cos(\frac{i_{um} um_k}{0.5N_{um}}), \; y_{nk} = i_R dR \sin(\frac{i_{az} az_k}{0.5N_{az}}) \cos(\frac{i_{um} um_k}{0.5N_{um}})$$

$$z_{nk} = i_R dR \sin(\frac{i_{um} um_k}{0.5N_{um}})$$

где um_k — середина сектора обзора по углу места в подвижной системе координат на k-м обзоре; dR — ширина канала по дальности.

При движении сектор обзора между k-м и k-1-м тактами смещён на dx_k, dy_k, dz_k относительно подвижной СК на k-1-м обзоре и повёрнут на угол $d_{курс}$, $d_{крен}$, $d_{тангаж}$, которые определяются как:

$$d_{êóðñ} = \psi_k - \psi_{k-1}; \; d_{êðåí} = \varphi_k - \varphi_{k-1}, d_{òàíãàæ} = \theta_k - \theta_{k-1}.$$

Значение i_R-го канала по дальности и i_{az}-го канала по азимуту на k-1-м обзоре вычисляется согласно:

$$\begin{bmatrix} x_{nk-1} \\ y_{nk-1} \\ z_{nk-1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & cp & -sp \\ 0 & sp & ñp \end{bmatrix} \begin{bmatrix} ñr & 0 & sr \\ 0 & 1 & 0 \\ -sr & 0 & cr \end{bmatrix} \begin{bmatrix} cy & -sy & 0 \\ sy & cy & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{nk} \\ y_{nk} \\ z_{nk} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} dx_k \\ dy_k \\ dz_k \end{bmatrix}$$

где cp=cos($d_{тангаж}$);
sp=sin($d_{тангаж}$);
cr=cos($d_{крен}$);
sr=sin($d_{крен}$);
cy=cos($d_{курс}$);
sy=sin($d_{курс}$).

Значение i_R-го канала дальности, i_{az}-го канала азимута и i_{um}-го канала угла места относительно центра подвижной системы координат на k-1-м обзоре вычисляются согласно:

$$i_R = \mathrm{int}(\frac{\sqrt{((x_{nk-1})^2 + (y_{nk-1})^2 + (z_{nk-1})^2)}}{dR})\ i_{az} = \mathrm{int}(\frac{\mathrm{atan2}(y_{nk-1}, x_{nk-1})}{az_{k-1}} 0.5N_{az})\,,$$

$$i_{um} = \mathrm{int}(\frac{\mathrm{atan2}(z_{nk-1}, x_{nk-1})}{um_{k-1}} 0.5N_{um})\,.$$

На заключительном этапе происходит проверка попадания вычисленных значений i_R-го канала дальности, i_{az}-го канала по азимуту и i_{um}-го канала угла места в сектор обзора на k-1-м обзоре:

$$1 \le i_R \le N_R\,,\ 1 \le i_{az} \le N_{az}\,,\ 1 \le i_{um} \le N_{um}\,.$$

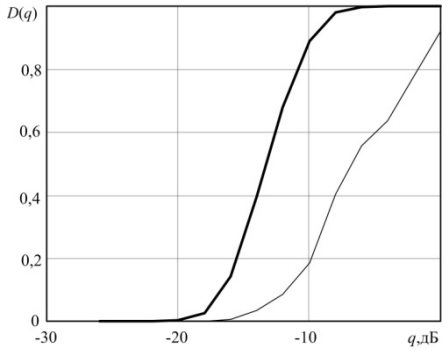


Рис. 3.

На рисунке 3 показаны характеристики обнаружения классического межобзорного алгоритма [1] без учёта навигационной информации (тонкая линия) и с учётом (толстая), согласно описанной в работе методики. Выигрыш достигает 6…8 дБ.

Выводы

Использование информации о координатах носителя РЛС, а также угловой ориентации, позволяет реализовать межобзорное накопление.

Библиографический список

1. Arnold J. Efficient target tracking using dynamic programming // IEEE Transaction on aerospace and electronic system.—Vol.29. No. 1.— January.—1993.—PP. 44-56
2. Бакулев П.А. Радиолокационные системы. М.: Радиотехника, 2004. 319 с.
3. Jay Farrell Aided navigation GPS with high rate sensors.—McGraw-Hill Companies.—2008.—p.553.

УДК 621.396.2; ГРНТИ 49.43.29

КВАЗИОПТИМАЛЬНОЕ ОЦЕНИВАНИЕ УГЛОВОЙ КООРДИНАТЫ ИСТОЧНИКА РАДИОИЗЛУЧЕНИЯ В ДВУХКАНАЛЬНОЙ ПРИЕМНОЙ СИСТЕМЕ

Ю.Н. Паршин, М.В. Грачев

Рязанский государственный радиотехнический университет им. В.Ф. Уткина, Россия, г. Рязань, rtu@rsreu.ru

Аннотация. Рассматривается моноимпульсная система для оценки угловой координаты источника радиоизлучения. Проводится анализ эффективности алгоритма максимального правдоподобия при воздействии на систему помех. Наличие компенсационного канала позволяет уменьшить значение ошибок, получаемых при оценивании угловой координаты. Однако построенные реализации решающей статистики логарифма отношения правдоподобия являются многоэкстимальными, что усложняет оптимизационные алгоритмы, ухудшает точность оценивания угловой координаты источника радиоизлучения.

Ключевые слова: Оценка угловой координаты, метод максимального правдоподобия, случайный гауссовский сигнал, логарифм отношения правдоподобия, аномалии решающей статистики.

QUASIOPTIMAL ESTIMATION OF THE RADIO SOURCE ANGULAR COORDINATE BY A DUAL-CHANNEL RECEIVING SYSTEM

Yu.N. Parshin, M.V. Grachev

Ryazan State radio Engineering University named after V.F. Utkin, Russia, Ryazan, rtu@rsreu.ru

Abstract. A monopulse system is considered for estimating the angular coordinate of a radio emission source. The analysis of the effectiveness of the maximum likelihood algorithm when it affects the interference system is carried out. Compensation antenna element existence allows reducing the value of errors obtained when estimating the angular coordinate. However, the constructed implementations of the decisive statistics of the logarithm of the rights-likelihood ratio are multiextreme, which complicates the optimization algorithms and impairs the accuracy of estimating the angular coordinate of the source of radio emission.

Keywords: angular coordinate estimation, maximum likelihood method, random Gaussian signal, likelihood function, anomalies of the decisive statistics.

Введение

В данной работе рассматривается задача определения угловых координат источника радиоизлучения методами моноимпульсной радиолокации. На приемную систему радиолокатора помимо полезного сигнала могут также воздействовать помехи, ухудшающие точность оценивания угловой координаты. В данном случае предлагается использовать дополнительный компенсационный канал для подавления помех в боковых лепестках антенных элементов пеленгационных каналов. Однако форма лучей после компенсации и дискриминационная характеристика радиолокатора зависят от положения помехи. Данное свойство требуется учитывать при обработке сигнала.

Целью работы является повышение точности оценивания угловой координаты моноимпульсным радиолокатором методом максимального правдоподобия.

Принципы оценивания углового положения источника радиоизлучения

Для реализации моноимпульсной системы измерения углового положения объектов предлагается использовать 3-х канальную систему. Антенны двух каналов, предназначенных для пеленгации источника радиоизлучения, реализованы в виде облучателей, смещенных относительно положения фокуса зеркала. В результате каждая из таких антенн имеет диаграмму направленности, отклоненную относительного равносигнального направления на одинаковый угол. Ширина диаграммы направленности пеленгационной антенной системы равна

рабочему сектору измеряемой угловой координаты. Антенна третьего канала является слабонаправленной и используется для компенсации помех.

Сигналы на выходе всех каналов моноимпульсной системы представим в виде вектора-столбца комплексных огибающих $\underline{\mathbf{Y}} = \{\underline{Y}_n,\ n = 1,...,3\}^{\mathrm{T}} = \underline{\mathbf{S}} + \underline{\mathbf{X}} + \underline{\mathbf{N}}$, который представляет собой сумму полезного сигнала $\underline{\mathbf{S}}$, пространственно коррелированной помехи $\underline{\mathbf{X}}$ и некоррелированного шума $\underline{\mathbf{N}}$. Сигнал источника радиоизлучения имеет случайные амплитуду и фазу и аппроксимируется гауссовской случайной величиной $\underline{S} = \frac{\sqrt{D_S}}{2}(I_S + jQ_S)$ с независимыми квадратурными составляющими I_S, Q_S и дисперсией D_S. Пространственные характеристики полезного сигнала $\underline{\mathbf{S}} = \underline{\mathbf{V}}_S \underline{S}$ зависят от направления его прихода γ_S и определяются направляющим вектором $\underline{\mathbf{V}}_S = \left\{F_n(\gamma_S) e^{-j2\pi x_n \sin\gamma_S}, n = 1,\ldots,3\right\}$, где x_n – координата расположения облучателя каждой из антенн в долях длины волны, $F_n(\gamma_S)$ – диаграмма направленности антенн. Помеха представляет точечный источник излучения, расположенный в направлении θ_X, гауссовский случайный процесс $\underline{\mathbf{X}} = \underline{\mathbf{V}}_X \underline{X} = \underline{\mathbf{V}}_X \frac{\sqrt{D_X}}{2}(I_X + jQ_X)$ с независимыми квадратурными составляющими I_X, Q_X и дисперсией D_X, $\underline{\mathbf{V}}_X = \left\{F_n(\theta_X) e^{-j2\pi x_n \sin\theta_X}, n = 1,\ldots,3\right\}$ – направляющий вектор помехи.

Направляющий вектор определяет амплитудно-фазовое распределение сигнала в зависимости от направления прихода полезного сигнала и помехи в элементах антенной системы и зависит от амплитудной диаграммы направленности $F_n(\theta)$ и координат расположения x_n каждой антенны $n = 1,\ldots,3$, выраженных в долях длины волны. Диаграммы направленности антенн равны [1]:

$$F_n(\theta) = \begin{cases} \Delta \dfrac{J_1(\pi b \sin(\theta + \delta\theta))}{\pi b \sin(\theta + \delta\theta)} + \dfrac{2(1-\Delta) J_2(\pi b \sin(\theta + \delta\theta))}{(\pi b \sin(\theta + \delta\theta))^2}, & n = 1, \\ \Delta \dfrac{J_1(\pi b \sin(\theta - \delta\theta))}{\pi b \sin(\theta - \delta\theta)} + \dfrac{2(1-\Delta) J_2(\pi b \sin(\theta - \delta\theta))}{(\pi b \sin(\theta - \delta\theta))^2}, & n = 2, \\ F_3, & n = 3. \end{cases}$$

где $u = \pi b \sin\theta$;

b – размеры раскрыва апертуры, выраженные в единицах длины волны λ;

Δ – нормированное значения амплитуды поля на краю раскрыва;

J_i – функция Бесселя i-го порядка;

F_3 – диаграмма направленности ненаправленной антенны;

$\delta\theta$ – отклонение максимума диаграммы направленности от равносигнального направления.

Формирование положения максимума диаграммы направленности 1-й и 2-й антенн для каждого облучателя происходит путем смещения облучателя относительно фокуса. Если фазовый центр облучателей смешается относительно фокуса на расстояние x, то отраженные от параболоида лучи отклоняются от оси антенны в противоположную сторону и образуют с ней угол $\delta\theta$, определяемый выражением: $tg\delta\theta \approx \frac{x}{f}$, где f – фокусное расстояние,

выраженное в единицах длины волны. Как показано в [2] при пеленгации цели наибольшая эффективность оценивания направления на источник радиоизлучения получается при смещении луча с оси антенны примерно на половину его ширины, когда коэффициент усиления вдоль оси зеркала уменьшается приблизительно на 3 дБ.

Корреляционные матрицы полезного сигнала, помехи и некоррелированного шума равны $\underline{\mathbf{R}}_S = D_S \underline{\mathbf{V}}_S \underline{\mathbf{V}}_S^{\mathrm{H}}$, $\underline{\mathbf{R}}_X = D_X \underline{\mathbf{V}}_X \underline{\mathbf{V}}_X^{\mathrm{H}}$, $\underline{\mathbf{R}}_N = D_N \mathbf{I}$ соответственно. Матрица пространственной корреляции сигнала на выходе элементов антенной решетки равна:

$$\underline{\mathbf{R}}_Y = \underline{\mathbf{R}}_S + \underline{\mathbf{R}}_X + \underline{\mathbf{R}}_N .$$

Хорошее приближение к эффективной оценке дает максимально правдоподобная оценка [4]. Для измерения направления θ_S на источник радиоизлучения применяется алгоритм, оптимальный по критерию максимума отношения правдоподобия:

$$\hat{\theta}_S = \arg \max_{\theta_S \in \Theta_{ML}} z(\theta_S).$$

Логарифм отношения правдоподобия для заданной сигнально-помеховой ситуации равен [3]:

$$z(\theta_S) = \ln \frac{\det(\underline{\mathbf{R}}_J)}{\det(\underline{\mathbf{R}}_S(\theta_S) + \underline{\mathbf{R}}_J)} + \underline{\mathbf{Y}}^{\mathrm{H}} \left[\underline{\mathbf{R}}_J^{-1} - (\underline{\mathbf{R}}_S(\theta_S) + \underline{\mathbf{R}}_J)^{-1} \right] \underline{\mathbf{Y}} ,$$

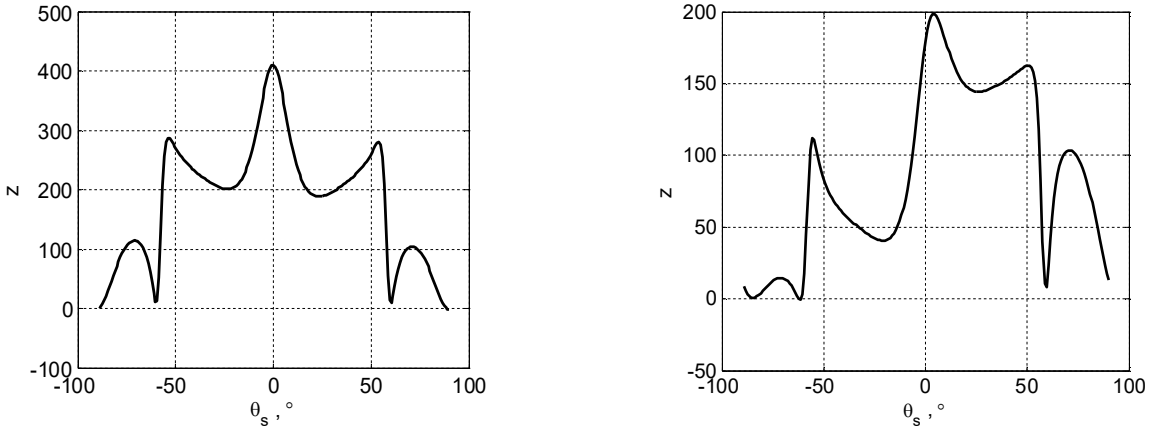
где $\underline{\mathbf{R}}_J = \underline{\mathbf{R}}_X + \underline{\mathbf{R}}_N = \{\underline{R}_J(m,n),\ m,n = 1,...,3\}$ – корреляционная матрица суммы помехи и шума.

Анализ эффективности оценивания углового положения источника радиоизлучения моноимпульсным радиолокатором методом максимального правдоподобия

Проведен анализ эффективности оценивания углового положения источника радиоизлучения в моноимпульсной системе методом максимального правдоподобия. Параметр $b = 5$ выбран таким образом, чтобы ширина диаграммы направленности 1-й и 2-й антенн по уровню –3 дБ составляла $38°$ при $\Delta = 0{,}3$. Максимумы диаграмм направленности этих антенн смещены относительно равносигнального направления симметрично на $\delta\theta = 9°$. Для компенсации помех используется 3-я ненаправленная антенна, величина диаграммы направленности которой F_3 составляет 0,1 от максимального значения диаграмм направленности 1-й и 2-й антенн: $F_1(0) = F_2(0) = 1 - \frac{\Delta}{2}$. Пространственное расположение элементов антенной системы задается вектором координат $\mathbf{x} = \left| -0{,}25 \quad 0{,}25 \quad 5 \right|$, нормированных к длине волны.

Алгоритм оценивания угловой координаты источника радиоизлучения методом максимального правдоподобия в качестве оценки предполагает значение угловой координаты θ_S, соответствующей максимуму решающей статистики, в качестве которой выступает логарифм отношения правдоподобия $z(\theta_S)$. На рис. 1 показаны реализации решающей статистики двухканальной моноимпульсной системы без компенсационного канала для случая воздействия только полезного сигнала, отношение сигнал-шум равно $q_S = D_S / D_N = 30$ дБ при различных значениях его истинного углового положения θ_{S0}. Из построенных зависимостей видно, что форма решающей статистики зависит от истинного направления прихода

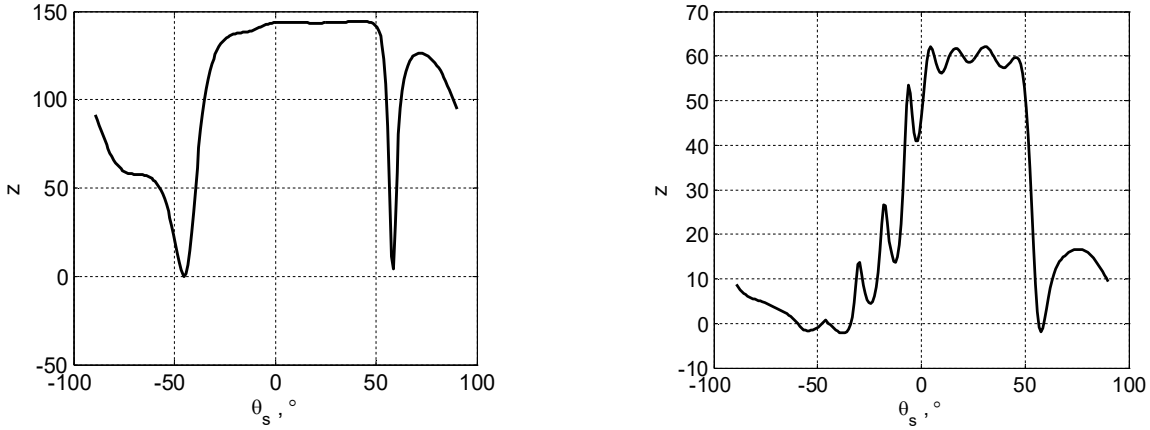
полезного сигнала θ_{S0}. В случае отсутствия помех наблюдается явно выраженный максимум, который позволяет получить точную оценку истинной угловой координаты источника радиоизлучения.



а) $\theta_{S0}=0°$ б) $\theta_{S0}=4°$

Рис. 1. Реализации решающей статистики $z(\theta_S)$ при отсутствии помех, без компенсационного канала

В работе [5] показано, что при попадании помехи в боковые лепестки антенной системы применение компенсационного канала позволяет уменьшить ошибку оценивания угловой координаты источника радиоизлучения суммарно-разностным алгоритмом. На рис. 2 показаны реализации решающей статистики в случае воздействия помехи на моноимпульсную систему без компенсационного и с компенсационным каналом. Сигнально-помеховая ситуация: $q_S=30$ дБ, $\theta_S=4°$, $q_X=40$ дБ, $\theta_X=-45°$.



а) без компенсационного канала б) с компенсационным каналом

Рис. 2. Реализация решающей статистики $z(\theta_S)$ в случае воздействия помехи

Воздействие на моноимпульсную систему помехи приводит к ухудшению формы решающей статистики. В случае моноимпульсной системы без компенсационного канала наблюдается слабо выраженный максимум. Однако сама функция в окрестности истинного значения угловой координаты источника радиоизлучения является одноэкстремальной. В случае использования компенсационного канала решающая статистика является многоэкстремальной. В связи с этим усложняется задача оценивания угловой координаты источника

радиоизлучения методом максимального правдоподобия. В зависимости от реализации входного процесса один из локальных максимумов может стать глобальным. Это приводит к усложнению алгоритма поиска экстремума, выдачи им результатов с большим значением ошибки.

Для оценки влияния аномалий решающей статистики на точность оценивания угловых координат источника радиоизлучения моноимпульсной системой с компенсационным каналом методом максимального правдоподобия была построена зависимость среднеквадратичной ошибки оценивания (СКО) σ_θ угловой координаты источника сигнала θ_S от величины углового сектора Θ_{ML}, в котором производится поиск максимума. Диапазон оптимизируемых значений: $\theta_S - \frac{\Theta_{ML}}{2} \ldots \theta_S + \frac{\Theta_{ML}}{2}$. Данная зависимость для $q_S = 30$ дБ, $\theta_S = 4°$, $q_X = 40$ дБ, $\theta_X = -45°$ показана на рис. 3.

Из построенных зависимостей видно, что при увеличении углового сектора Θ_{ML}, происходит увеличение значения СКО. Это вызвано более точным учетом нормальных ошибок в диапазоне $-3\sigma_\theta \ldots +3\sigma_\theta$, а также появлением аномалий, вызванных многоэкстремальностью решающей статистики $z(\theta_S)$ и попаданием нескольких максимумов, соответствующих ложному значению угловой координаты источника радиоизлучения, в анализируемый угловой сектор Θ_{ML}. В результате наблюдается резкое увеличение значения СКО на $2°$ при изменении углового сектора в диапазоне $\Theta_{ML} = 5° \ldots 50°$.

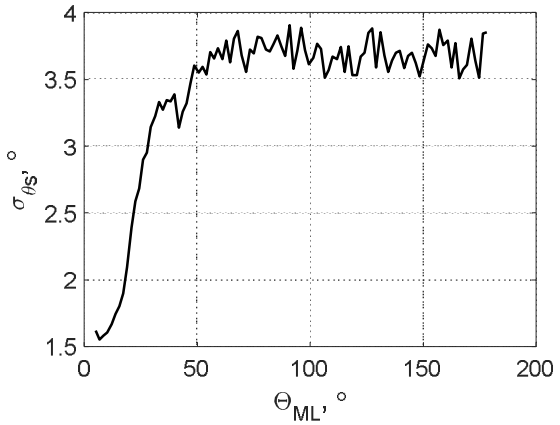


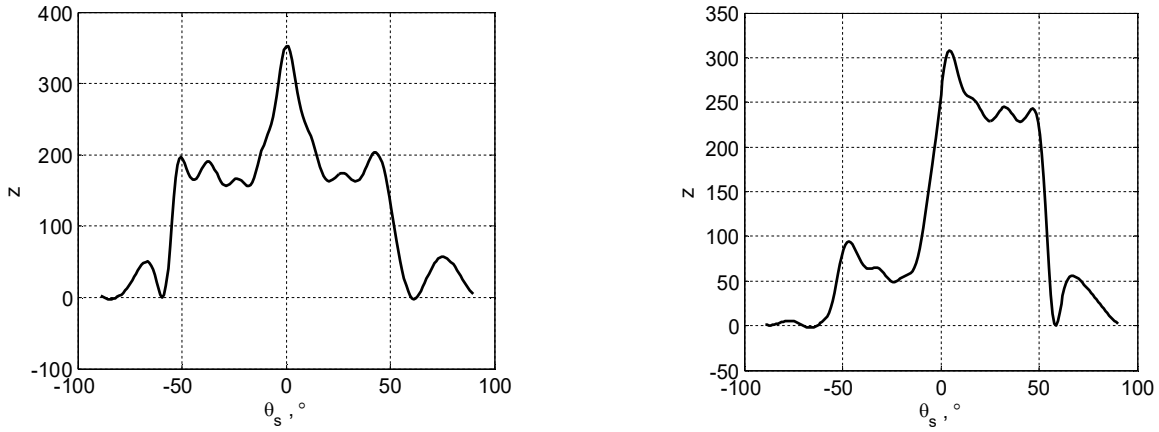
Рис. 3. Зависимость СКО угловой координаты источника радиоизлучения от величины углового сектора, в котором производится поиск максимума в методе максимального правдоподобия

Для уменьшения влияния ошибок оценивания угловой координаты, вызванных многоэкстремальной формой решающей статистики, необходимо использовать минимальное значение углового сектора Θ_{ML}. Этот подход требует априорной информации о предполагаемом диапазоне значений угловых координат источника радиоизлучения. Аномалии в форме решающей статистики алгоритма максимального правдоподобия также могут быть устранены различными способами, что требует знания некоторых априорных данных о входном процессе, а также усложняет сложность применяемого алгоритма.

Во время работы моноимпульсного радиолокатора с компенсационным каналом может возникнуть ситуация, когда на систему не воздействует помеха. На рис. 4 показаны реализации решающей статистики $z(\theta_S)$ в этом случае при отношении сигнал-шум $q_S = 30$ дБ и различном угловом положении источника излучения.

Использование компенсационного канала позволяет уменьшить влияние помех на форму решающей статистики, используемой в методе максимального правдоподобия. Появляющиеся аномалии, выражающиеся в многоэкстремальности, однако, наблюдаются и в случае отсутствия воздействия на моноимпульсную радиолокационную систему помехи. Величина локальных максимумов в функции логарифма отношения правдоподобия в данном случае невелика и не превышает значение истинного глобального максимума.

В случае отсутствия помех в моноимпульсной системе с компенсационным каналом все же требуется применение более сложных численных методов поиска глобального максимума для получения малых значений ошибки оценивания угловой координаты источника радиоизлучения.



$\theta_{S0} = 0°$ $\theta_{S0} = 4°$

Рис. 4. Реализация решающей статистики $z(\theta_S)$ в случае отсутствия помех с включенным компенсатором

Заключение

Проведенный в работе анализ оценивания угловых координат источника радиоизлучения двухканальной моноимпульсной системой с компенсаторным каналом показывает достаточно высокую точность, приближающуюся к предельно возможной. Однако существует ряд трудностей при реализации этого алгоритма, связанных с проявлением многоэкстремальности решающей статистики, что приводит к появлению аномальных ошибок и ухудшению точности оценки угловой координаты источника радиоизлучения на 2°. Для борьбы с этими аномалиями необходимо наличие априорной информации о сигнально-помеховой обстановке и плотности распределения вероятностей оцениваемой угловой координаты. В случае использования компенсационного канала следует применять более сложные алгоритмы оптимизации для получения оценки угловой координаты источника радиоизлучения методом максимального правдоподобия.

Библиографический список

1. Жук М.С., Молочков Ю.Б. Проектирование антенно-фидерных устройств. М. -Л., Энергия, 1966.

2. Сазонов Д. М. Антенны и устройства СВЧ: учебник для радиотехнических специальностей вузов. – М.: Высш. шк., 1988. – 432 с.

3. Монзинго Р.А. Адаптивные антенные решетки: Введение в теорию. Пер. с англ [Текст] / Р.А. Монзинго, Т.У. Миллер. – М.: Радио и связь, 1986. – 448 с.

4. Yu. N. Parshin, M.V. Grachev. Efficiency of the Angular Coordinate Estimation under the Action of Spatially Correlated Interferences and Mutual Influence of Spatial Channels // Proceeding of the 2019 Radiation and Scattering of Electromagnetic Waves RSEMW, Divnomorskoe, Krasnodar Region, Russia, June 24-28, 2019. - p. 408-411.

5. Леонов А.И., Фомичев К.И. Моноимпульсная радиолокация - М.: Радио и связь, 1984. - 312 с.

УДК 004.932.2; ГРНТИ 20.19.27

ПРОСТРАНСТВЕННОЕ КОДИРОВАНИЕ АЛАМОУТИ В MIMO-СИСТЕМАХ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ

В.В. Половинкин

Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина, Российская Федерация, Рязань, valentin.polovinkin@mail.ru

Аннотация. В данной работе рассматривается эффективность пространственного кодирования методами Аламоути в MIMO системах передачи информации.

Ключевые слова: пространственное кодирование, Аламоути, сети, MIMO.

ALAMOUTI SPATIAL ENCODING IN MIMO INFORMATION TRANSMISSION SYSTEMS

V.V. Polovinkin

Ryazan State Radio Engineering University named after V.F. Utkin, Russia, Ryazan, valentin.polovinkin@mail.ru

The summary. In this paper, we consider the effectiveness of spatial coding by the Alamouti in MIMO information transfer systems.

Keywords: spatial coding, Alamouti, networks, MIMO.

Технология MIMO (от английского Multiple Input – Multiple Output: много входов – много выходов) использует пространственное кодирование сигналов, что позволяет увеличить пропускную способность канала связи, в которой данные будут передаваться и приниматься при использовании нескольких антенн. При этом этих антенн может быть разное количество как на передающей, так и на принимающей стороне (рис.1). Вопросы, связанные с использованием MIMO систем передачи информации имеют большую актуальность, так как используются в сотовой связи, мобильном интернете 3G, 4G, LTE, а также в сетях WI-FI и Bluetooth. Также MIMO технология активно используется в сетях пятого поколения (5G), которые сейчас активно разрабатываются, тестируются и внедряются [1,3]. При этом повышается эффективность использования частотного ресурса по сравнению с методом расширения спектра сигнала [2].

Рис.1. Антенны в MIMO системах передачи информации

Цель работы – исследовать эффективность пространственного кодирования сигналов методом Аламоути при наличии погрешности в канальной матрице. Основная задача работы – определить зависимость вероятности ошибки от ошибки канальной матрицы в MIMO системах при методе кодирования сигналов Аламоути;

Метод Аламоути – один из самых популярных методов пространственного разнесения в MIMO системах. Кодирование таким методом является блочным, его схемы ортогональны. Рассмотрим типовую ситуацию, когда сигнал передается двумя передающими антеннами и принимается одной приемной антенной в два последовательные такта времени (MISO).

Передаваемые таким образом пары символов образуют столбцы матрицы:

$$\underline{\mathbf{X}} = \sqrt{\frac{q}{2}} \begin{vmatrix} \underline{x}_1 & -\underline{x}_2^* \\ \underline{x}_2 & \underline{x}_1^* \end{vmatrix} .$$

В стандарте UMTS (3GPP 1999) используется матрица, где 1-я антенна не имеет кодирования:

$$\underline{\mathbf{X}} = \sqrt{\frac{q}{2}} \begin{vmatrix} \underline{x}_1 & \underline{x}_2 \\ -\underline{x}_2^* & \underline{x}_1^* \end{vmatrix}.$$

Вектор канальных коэффициентов: с используется от каждой передающей антенны к приемной антенне.

Тогда сигнал в приемной антенне на 2-х последовательных тактах:

$$\underline{\mathbf{Y}}_2 = \begin{vmatrix} \underline{y}_1 \\ \underline{y}_2 \end{vmatrix} = \underline{\mathbf{X}}\,\underline{\mathbf{H}} + \underline{\Xi} = \sqrt{\frac{q}{2}} \begin{vmatrix} \underline{x}_1 & \underline{x}_2 \\ -\underline{x}_2^* & \underline{x}_1^* \end{vmatrix} \times \begin{vmatrix} \underline{h}_1 \\ \underline{h}_2 \end{vmatrix} + \begin{vmatrix} \underline{\xi}_1 \\ \underline{\xi}_2 \end{vmatrix} .$$

В данном выражении сумма вектора канальных коэффициентов и шума равна произведению ОСШ, информации излучаемой передатчиком и коэффициентов передачи в пространстве, сложенного с шумами в приёмных антеннах.

Преобразовав это выражение получим, что в данном случае MISO переходит в MIMO:

$$\underline{\tilde{\mathbf{Y}}}_2 = \begin{vmatrix} \underline{y}_1 \\ \underline{y}_2^* \end{vmatrix} = \underline{\mathbf{H}}_2\,\underline{\mathbf{X}}_2 + \underline{\tilde{\Xi}} = \sqrt{\frac{q}{2}} \times \begin{vmatrix} \underline{h}_1 & \underline{h}_2 \\ \underline{h}_2^* & -\underline{h}_1^* \end{vmatrix} \times \begin{vmatrix} \underline{x}_1 \\ \underline{x}_2 \end{vmatrix} + \begin{vmatrix} \underline{\xi}_1 \\ \underline{\xi}_2^* \end{vmatrix} .$$

Столбцы канальной матрицы ортогональны:

$$\underline{\mathbf{H}}_2^{\mathrm{H}}\,\underline{\mathbf{H}}_2 = \begin{vmatrix} \underline{h}_1^* & \underline{h}_2 \\ \underline{h}_2^* & -\underline{h}_1 \end{vmatrix} \times \begin{vmatrix} \underline{h}_1 & \underline{h}_2 \\ \underline{h}_2^* & -\underline{h}_1^* \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} |\underline{h}_1|^2 + |\underline{h}_2|^2 & 0 \\ 0 & |\underline{h}_1|^2 + |\underline{h}_2|^2 \end{vmatrix} = \left(|h_{i,1}|^2 + |h_{i,2}|^2 \right) \mathbf{I} .$$

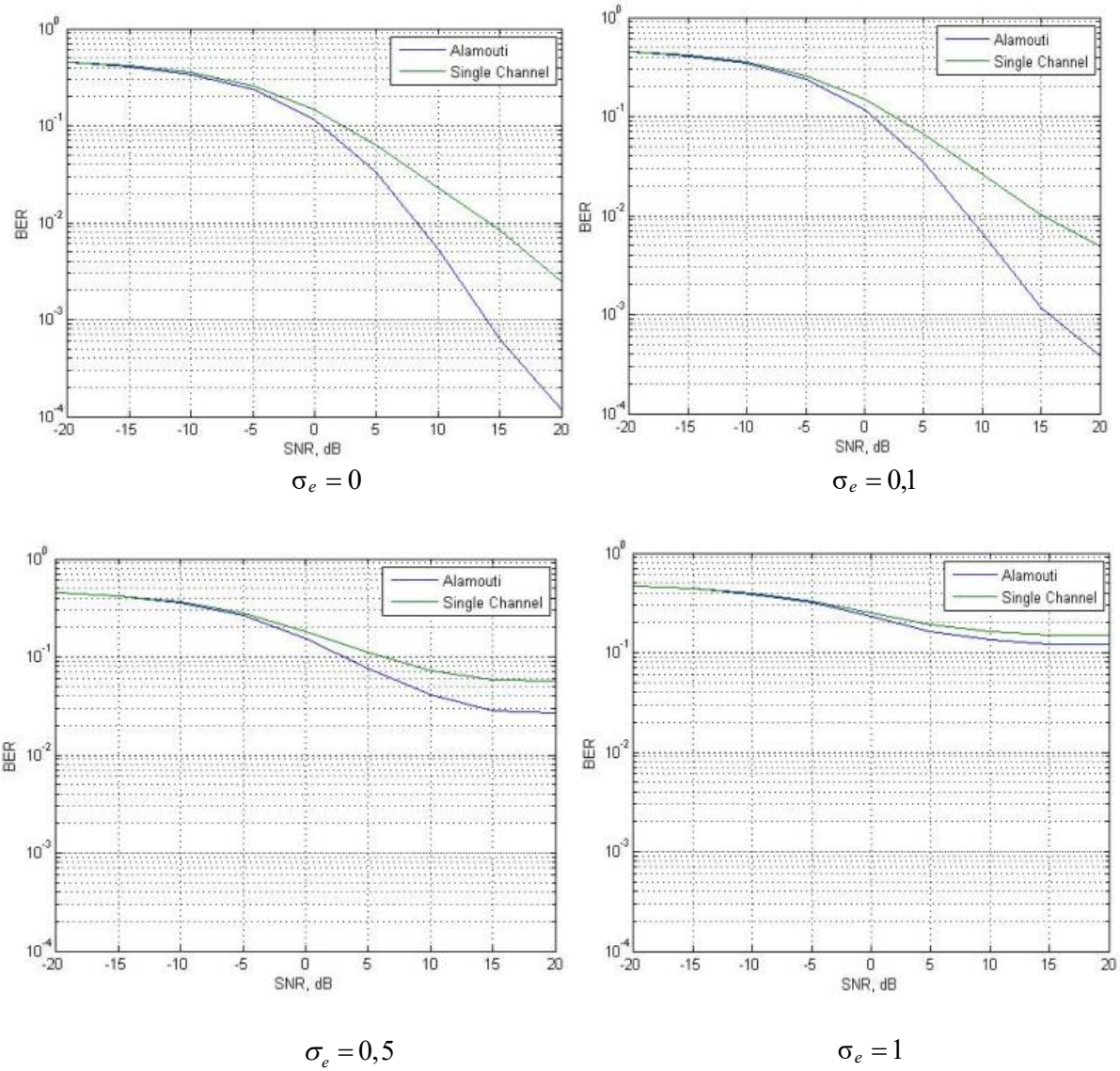
При работе мобильных средств связи значение канальной матрицы неизвестно и должно определяться в процессе функционирования. Рассмотрим эффективность пространственного кодирования Аламоути при наличии ошибки в канальной матрице. Для этого воспользуемся средой программирования MATLAB, преднамеренно внеся эту ошибку при пространственном декодировании. Канальная матрица $\underline{\mathbf{H}}$ размером 1×2 содержит независимые гауссовские случайные числа с дисперсией равной 1. Ошибка представляет собой комплексную гауссовскую случайную величину, статистически независимую для различных элемен-

тов канальной матрицы. Величину ошибки зададим как среднеквадратичное значение σ_e действительной и мнимой ее частей, среднее значение ошибки равно нулю.

Исследование проведем в типичной для метода Аламоути ситуации, когда используются две передающие и одна приемная антенны.

На рис. 2 приведена зависимость отношения числа ошибочно принятых бит (символов), к общему числу бит измеряемого сигнала (BER) от отношения сигнал-шум (SNR) при различных величинах ошибки канальной матрицы: Alamouti – 2×1 MISO, Single Channel – SISO.

В результате исследования установлено, что с увеличением ошибки измерения канальной матрицы вероятность ошибки приема символов увеличивается.



$\sigma_e = 0$ $\sigma_e = 0{,}1$

$\sigma_e = 0{,}5$ $\sigma_e = 1$

Рис. 2. Влияние ошибки канальной матрицы на вероятность ошибки

В дальнейшем представляет интерес рассмотреть возможность использования в методе Аламоути более двух передающих и приемных антенн. Дело в том, что условия приёма сигналов в разных точках пространства могут быть разные. В связи с этим сигналы могут складываться в фазе и противофазе. В этой ситуации возможно повысить эффективность передачи информации путем пространственного кодирования и декодирования Аламоути. Поэтому в перспективных средствах мобильной связи 5G используется большое число антенн.

Библиографический список

1. Бакулин, М.Г., Варукина В.В., Крейнделин В.Б. Технология MIMO: принципы и алгоритмы. - М. : Горячая линия - Телеком, 2014. - 244с. Библиогр.: с.225-240 (200 назв.). - ISBN 978-5-9912-0457-6:462-00.
2. Ипатов В.П. Широкополосные системы и кодовое разделение сигналов. Принципы и приложения – М.: Техносфера, 2007. – 499 с.
3. Новые алгоритмы формирования и обработки сигналов в системах подвижной связи / Под ред. проф. А.М. Шломы. – М.: Горячая линия - Телеком, 2008. – 244 с.

УДК 621.396; ГРНТИ 47.41.29

АЛГОРИТМЫ СПЕКТРАЛЬНОГО АНАЛИЗА РАДИОСИГНАЛОВ НА ФОНЕ КУСОЧНО-СТАЦИОНАРНЫХ ПОМЕХ

В.А. Чан, В.Г. Андреев

Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина, Российская Федерация, Рязань, mrtran1910@gmail.com, andrejev.v.g@rsreu.ru

Аннотация. В работе предложен упрощённый адаптивный алгоритм спектрального анализа кусочно-стационарных помех, применение которого позволяет увеличивать вероятность правильного обнаружения полезного сигнала на их фоне в 1,1...2,7 раз по сравнению с известной неадаптивной процедурой фильтрации.

Ключевые слова: кусочно-стационарные помехи, адаптивный алгоритм, подавление коррелированных помех.

ALGORITHMS FOR THE SPECTRAL ANALYSIS OF RADIO SIGNALS ON THE BACKGROUND OF PIECEWISE-STATIONARY NOISE

V.A. Tran, V.G. Andreev

Ryazan State Radio Engineering University named after V.F. Utkin, Russia, Ryazan, mrtran1910@gmail.com, andrejev.v.g@rsreu.ru

Abstract. In this paper we propose a simplified adaptive algorithm for the spectral analysis of piecewise-stationary noise, which allows us to increase the probability of correct detection by 1.1...2.7 times in comparison with the known non-adaptive interference suppression filter.

Keywords: piecewise-stationary noise, adaptive algorithm, clutter suppression.

Введение

Из всех моделей временных рядов большое внимание в радиотехнической литературе уделяется авторегрессионным (АР) подходам [1]. Объясняется это двумя причинами. Во-первых, тем, что авторегрессионные оценки спектров имеют, как правило, острые пики, а это часто связывается с высоким спектральным разрешением. Во-вторых, тем, что оценки АР-параметров можно получить, как решения линейных уравнений.

Существует много исследований по улучшению и оптимизации алгоритмов оценивания АР-параметров процесса для спектрального анализа и синтеза обеляющих фильтров. В статье, следуя методике, изложенной в работах [1−3], решается задача синтеза и анализа адаптивных алгоритмов выделения сигналов на фоне кусочно-стационарных помех.

Цель работы − синтез и анализ адаптивных алгоритмов выделения радиосигналов на фоне кусочно-стационарных коррелированных помех для увеличения вероятности правильного обнаружения полезного сигнала.

Постановка задачи

Мешающий процесс X_n имеет кусочно-стационарный вид [2]:

$$X_n = \begin{cases} X_n^{(1)}, & 0 \le n < \theta, \\ X_n^{(2)}, & \theta \le n \le N, \end{cases} \tag{1}$$

где θ – заранее неизвестный момент («разладки»), подлежащий оцениванию;

$X_n^{(1)}$ и $X_n^{(2)}$ – два различных по своим статистическим свойствам процесса;

N – общее число (длительность) наблюдений.

При воздействии аддитивного белого гауссовского шума автокорреляционная матрица $\tilde{\mathbf{R}}$ [3, 4] наблюдаемого случайного процесса представляется суммой его коррелированной $\mathbf{R}_{\text{c}}$ и некоррелированной $P_{\text{n}}\mathbf{I}$ компонент соответственно:

$$\tilde{\mathbf{R}} = \mathbf{R}_{\text{c}} + P_{\text{n}}\mathbf{I}, \tag{2}$$

где $\mathbf{R}_{\text{c}}$ – $(p+1)\times(p+1)$-мерная корреляционная матрица коррелированной компоненты мешающего процесса с нормированной к единице дисперсией;

p – порядок фильтра его подавления;

$\mathbf{I}$ – $(p+1)\times(p+1)$-мерная единичная матрица;

P_{n} – изменяющаяся за время обработки относительная мощность шума.

Из выражения (2), следует, что матрицы автокорреляции $\mathbf{R}_1$, $\mathbf{R}_2$ для различных зашумлений (с относительными мощностями шума $P_{\text{n}}^{(1)}$ и $P_{\text{n}}^{(2)}$) и гауссовской огибающей унимодального энергетического спектра имеют вид:

$$\begin{cases} \mathbf{R}_1 = \tilde{\mathbf{R}}_{\text{c}} + P_{\text{n}}^{(1)}\mathbf{I}, \\ \mathbf{R}_2 = \tilde{\mathbf{R}}_{\text{c}} + P_{\text{n}}^{(2)}\mathbf{I}, \end{cases} \tag{3}$$

где $\tilde{\mathbf{R}}_{\text{c}} = [\tilde{R}_{\text{c}_{j,k}}] = \exp[-(\pi\Delta FT\left|j-k\right|)^2 / 2{,}8]$;

$j, k = 1, 2, \ldots, p$;

ΔF – ширина полосы энергетического спектра моды;

T – период между дискретными наблюдениями (выборками), $P_{\text{n}}^{(1)} < P_{\text{n}}^{(2)}$.

Отметим, что корреляционная матрица $\mathbf{R}$ кусочно-стационарного процесса является эрмитовой и теплицевой, поэтому структура матрицы имеет ленточный вид [5]:

$$\mathbf{R} = \mathbf{R}_1 + \mathbf{R}_2 = \begin{bmatrix} 2 + P_{\text{n}}^{(1)} + P_{\text{n}}^{(2)} & 2\tilde{R}_{\text{c}_1}^{*} & \cdots & 2\tilde{R}_{\text{c}_p}^{*} \\ 2\tilde{R}_{\text{c}_1} & 2 + P_{\text{n}}^{(1)} + P_{\text{n}}^{(2)} & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & 2\tilde{R}_{\text{c}_1}^{*} \\ 2\tilde{R}_{\text{c}_p} & \cdots & 2\tilde{R}_{\text{c}_1} & 2 + P_{\text{n}}^{(1)} + P_{\text{n}}^{(2)} \end{bmatrix}, \tag{4}$$

где $\tilde{R}_{\text{c}_m}$ — элементы матрицы $\tilde{\mathbf{R}}_{\text{c}}$, $m = \left|j-k\right|$.

Пронормируем дисперсию **R** к единице:

$$\mathbf{R}=\begin{bmatrix} 1 & \frac{2\tilde{R}^{*}_{c_1}}{2+P_{n}^{(1)}+P_{n}^{(2)}} & \cdots & \frac{2\tilde{R}^{*}_{c_p}}{2+P_{n}^{(1)}+P_{n}^{(2)}} \\ \frac{2\tilde{R}_{c_1}}{2+P_{n}^{(1)}+P_{n}^{(2)}} & 1 & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & \frac{2\tilde{R}^{*}_{c_1}}{2+P_{n}^{(1)}+P_{n}^{(2)}} \\ \frac{2\tilde{R}_{c_p}}{2+P_{n}^{(1)}+P_{n}^{(2)}} & \cdots & \frac{2\tilde{R}_{c_1}}{2+P_{n}^{(1)}+P_{n}^{(2)}} & 1 \end{bmatrix}. \quad (5)$$

Критерий эффективности и решение

Для обработки сигналов на фоне кусочно-стационарных помех необходимо определить момент θ изменения свойств помехового процесса (момент разладки). Обнаружение разладки даёт возможность оценить момент времени, когда уже изменились свойства процесса и нужно пересчитывать параметры фильтра обработки, а когда ещё изменения малы и можно сохранить прежние параметры (коэффициенты фильтра).

Существуют различные подходы к решению данной проблемы, например, используют алгоритм кумулятивных сумм (АКС) [6], представляющий собой многократно возобновляемую процедуру Вальда последовательной классификации двух простых гипотез; используют теорию разладок Колмогорова [2]; определению момента разладки посвящена работа [7]; в 2003 году научная группа Сергея Эриковича Воробейчикова предложила алгоритм обнаружения момента изменения среднего значения процесса авторегрессии [8].

В предлагаемом методе модель исследуемых унимодальных по спектру радиотехнических сигналов охарактеризована корреляционной матрицей $\mathbf{R}_{\text{пред}}$ кусочно-стационарного процесса [9, 10]:

$$\mathbf{R}_{\text{пред}}=\alpha\mathbf{R}_1+(1-\alpha)\mathbf{R}_2, \quad (6)$$

где весовой коэффициент $\alpha\in[0;1]$ определяет доли α и $(1-\alpha)$ процессов с различными статистическими свойствами, т.е. в данном случае с разными шумовыми компонентами $P_{n}^{(1)}$, $P_{n}^{(2)}$ сответственно.

Широко используемый в радиотехнических системах критерий Неймана – Пирсона предполагает максимизацию вероятности D правильного обнаружения полезных сигналов при заданной вероятности F ложной тревоги. Отсюда легко получить выражение описания зависимости вероятности D правильного обнаружения от отношения сигнал-(помеха+шум) Q и коэффициента улучшения μ [11]:

$$D=F^{\frac{1}{1+\mu Q}}. \quad (7)$$

Значение коэффициента улучшения μ определяется выражением:

$$\mu = \frac{K_{\text{s}}}{\tilde{K}_{\text{ш}}}, \tag{8}$$

где $K_{\text{s}} \approx p+1$;

$\tilde{K}_{\text{ш}} = \mathbf{a}^{\text{T}}\mathbf{R}_{\text{пред}}\mathbf{a}$ – коэффициент подавления помех;

$\mathbf{a} = \left(\mathbf{R}_{\text{пред}}^{-1}\right)\mathbf{i}$ – крайний левый вектор-столбец обратной корреляционной матрицы $\mathbf{R}_{\text{пред}}$;

$\mathbf{i}$ – крайний левый вектор-столбец единичной матрицы.

Оценим вероятность D правильного обнаружения полезных сигналов при заданной вероятности F ложной тревоги $F = 10^{-6}$, относительной ширине $\Delta FT = 0{,}1$ спектра флуктуаций унимодальной по спектру коррелированной помехи с гауссовской огибающей спектральной моды, длина выборки $N = 100$, порядок фильтра $p = 5$, момент разладки процесса $\theta = \frac{N}{2}$, $P_{\text{п}}^{(1)} = 10^{-8}$, $P_{\text{п}}^{(2)} = 10^{-3}$.

Для данного случая на рисунке 1 представлены вероятности D правильного обнаружения полезных сигналов в зависимости от коэффициента улучшения μ и от отношения Q сигнал-(помеха+шум), связанного с мощностью $P_{\text{п}}^{(1)}$, $P_{\text{п}}^{(2)}$. Известное неадаптивное решение (пунктирная кривая 1) в среднем проигрывает и оптимальному (сплошная тонкая кривая 3) и предлагаемому (сплошная жирная кривая 2).

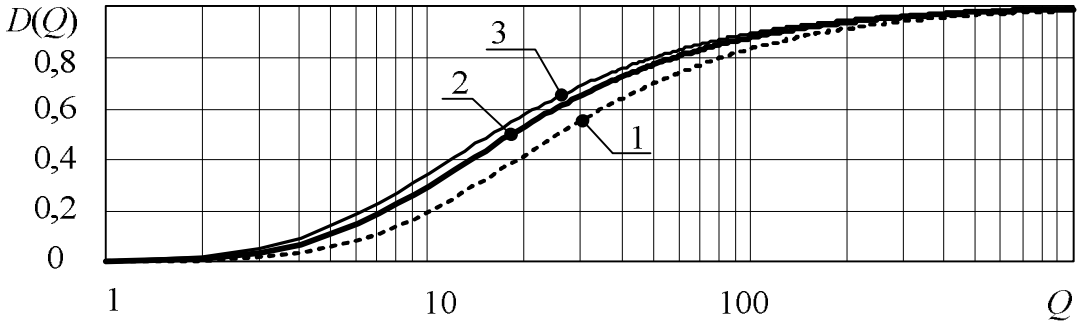


Рис. 1. Зависимости вероятности правильного обнаружения
от отношения сигнал-(помеха+шум) и коэффициента улучшения

При рассмотрении рисунка 1 можно прийти к заключению о том, что качество оценивания спектра предлагаемым алгоритмом лучше, чем известным параметрическим методом авторегрессии того же порядка p. Так, например, при Q=50 предлагаемое решение даёт возможность увеличить вероятность D правильного обнаружения на 7,4 %, уступая оптимальной системе на 2,7 %.

Проанализируем влияние отношения сигнал-(помеха+шум) Q на адекватность вероятности D правильного обнаружения полезных сигналов (см. таблицу 1) с иными значениями мешающего процесса: $p = 8$, $N = 100$, $\theta = N/2$, $\alpha = 0{,}9$, $P_{\text{п}}^{(1)} = 10^{-9}$, $P_{\text{п}}^{(2)} = 10^{-2}$.

Таблица 1. Вероятность правильного обнаружения

Алгоритм / Q	Известный	Предлагаемый	Оптимальный
10	$1{,}917\cdot10^{-3}$	$5{,}16\cdot10^{-3}$	$7{,}312\cdot10^{-3}$
20	0,018	0,039	0,05
70	0,232	0,327	0,364
100	0,348	0,449	0,485

Из таблицы 1, следует, что при отношении сигнал-(помеха+шум) $Q = 70$ выигрыш перед известным решением составляет 1,4 раза, а отличие от оптимального не превышает 10 % при $p = 8$, $P_{\text{п}}^{(1)} = 10^{-9}$, $P_{\text{п}}^{(2)} = 10^{-2}$.

Выводы

Произвдедён синтез и анализ эффективности функционирования алгоритма обработки сигналов на фоне кусочно-стационарных помех с целью их адаптивного подавления и выделения полезного сигнала. Эксперименты показали (см. рисунок 1 и таблицу 1), что предлагаемый подход дает возможность увеличить в 1,1…1,6 раза вероятность D правильного обнаружения полезного сигнала по сравнению с известными неадаптивным методом.

Библиографический список

1. Марпл-мл. С.Л. Цифровой спектральный анализ и его приложения: пер. с англ. М.: Мир, 1990. 584 с.
2. Колмогоров А.Н., Прохоров Ю.В., Ширяев А.Н. Вероятностно-статистические методы обнаружения спонтанно возникающих эффектов // Тр. МИАН. 1988. Т. 182. С. 4-23.
3. Сергиенко А.Б. Цифровая обработка сигналов. М., С.Пб: Питер, 2006. 750 с.
4. Кошевой В.М. Оценивание корреляционных матриц // Радио техника и электроника. 1986. № 10. С. 1964-1974.
5. Тихонов В. И. Статистическая радиотехника. М., «Сов. радио», 1966. 677 с.
6. Моттль В.В., Мучник И.Б., Яковлев В.Г. Оптимальная сегментация экспериментальных кривых // Автоматика и телемеханика. 1983. № 8. С. 84-95.
7. Савченко В.В. Обнаружение и прогнозирование разладки случайного процесса на основе спектрального оценивания // Автометрия. 1996. № 2. С. 77-84.
8. Воробейчиков С.Э., Кабанова Т.В. Обнаружение момента разладки процесса авторегрессии первого порядка // Вестник Томского Государственного Университета. 2003. № 280. С. 170-174.
9. Бакулев П.А., Кошелев В.И., Андреев В.Г. Оптимизация АРСС-моделирования эхо-сигналов // Изв. вузов. Радиоэлектроника. 1994. Т.37. №9. С. 3-8.
10. Кошелев В.И., Андреев В.Г. Синтез АРСС—моделей эхо-сигналов // Изв. вузов. Радиоэлектроника. 1993. Т.36. №7. С. 8-13.
11. Бакулев П.А. Радиолокационные системы. М.: Радиотехника, 2004. 319 с.

УДК 621.396.73; ГРНТИ 47.47

ИССЛЕДОВАНИЕ ПРИЧИН НЕСООТВЕТСТВИЯ РАДИОСТАНЦИИ ТЕХНИЧЕСКИМ УСЛОВИЯМ ПРИ ВОЗДЕЙСТВИИ ВНЕШНИХ ФАКТОРОВ

А.О. Янин

Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина, Российская Федерация, Рязань, yaninlxy@gmail.com

Аннотация. В работе рассматривается синтезатор частоты, являющийся причиной несоответствия радиостанции техническим требованиям при проведении испытаний, проблемы его проектирования и расчета, увеличения коэффициента передачи, повышения быстродействия.

Ключевые слова: внешние воздействия, приемо-сдаточные испытания, радиостанция, синтезатор частоты.

STUDY OF THE REASONS FOR THE RADIO STATION INSATISFACTION WITH THE TECHNICAL CONDITIONS UNDER THE INFLUENCE OF EXTERNAL FACTORS

A.O. Yanin

Ryazan State Radio Engine ering University named after V.F. Utkina, Russian Federation, Ryazan, yaninlxy@gmail.com

Annotation. The work deals with frequency synthesizer, which is the reason for non-compliance of the radio station with technical requirements during tests, problems of its design and calculation, increase of transmission coefficient, increase of speed.

Keywords: external effects, acceptance tests, radio station, frequency synthesizer.

Введение

При проведении приемо-сдаточных испытаний радиостанции, одной из главных проблем стало то, что при проверке станции на вибропрочность, воздействия на электроакустические шумы в камере, а также проверке ее на ударопрочность был выявлен значимый недостаток для военного производства. Станция при данных проверках выходит в выставленный режим передачи, что существенно сказывается в дальнейшем на ее маскировке. Это приводит к рассекречиванию позиции, позволяя противнику перехватить частоты сигнала и расшифровать передаваемые сообщения в эфире. В разобранном состоянии при экспериментальных работах было выяснено, что виной стал используемый синтезатор.

Синтезатор частоты

Данный синтезатор предназначен для генерации сигнала частотой от 350 до 428 МГц и с шагом сетки частоты 25кГц. Структурная схема синтезатора показана на рисунке.

Вся ячейка синтезатора состоит из следующих основных составляющих:

а) Кольцо импульсно-фазовой автоподстройки частоты(ИФАПЧ);

- микросхема СХ72301-11 содержащая в составе блоки делитель частоты с фиксированным коэффициентом деления (ДФКД), делитель частоты с дробно – переменным коэффициентом деления (ДПКД), импульсный частотно – фазовый детектор (ИЧФД);
- Генератор, управляемый напряжением (ГУН);
- Фильтр нижних частот (ФНЧ);

б) Микроконтроллер;

в) Буферный усилитель (БУ);

г) Стабилизатор напряжения +3В, +5В, +10В.

В ячейке используются внешние питающие напряжения 5В, 12В, из которых внутри ячейки формируются напряжения +3В, +5В, +10В.

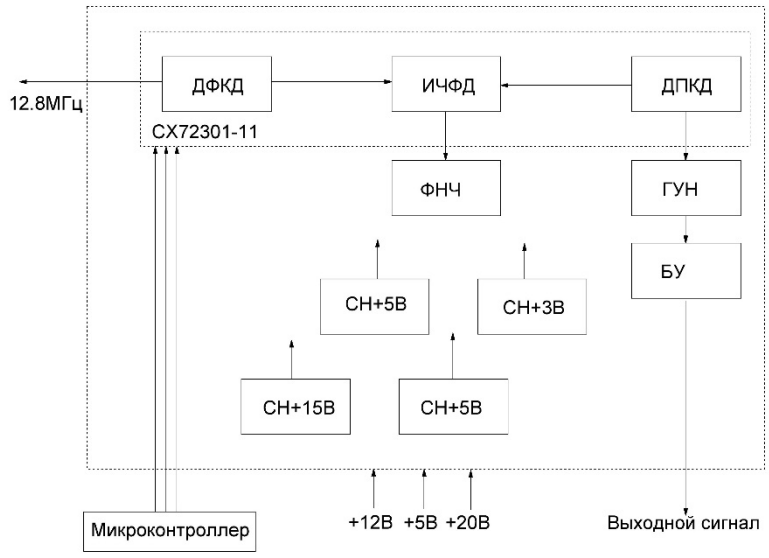


Рис. Структурная схема синтезатора частоты

В такой схеме синтезатора подстройка частоты генератора управляемого напряжения производится с точностью до фазы опорного генератора (система ИФАПЧ имеет астатизм по фазе), что приводит к расширению области применения таких синтезаторов ИФАПЧ в радиотехнической аппаратуре. Однако это приводит и к проблемам, возникающим при разработке широкополосных синтезаторов ИФАПЧ. Одной из проблем является обеспечение допустимых динамических и спектральных характеристик во всем диапазоне синтезируемых колебаний. Это можно достичь за счет стабилизации устойчивости кольца ИФАПЧ. Для этого нужно изменять инерционность, что позволит оптимизировать кольцо по заданным параметрам.

Проблема проектирования и расчета

Проблемой проектирования и расчета синтезаторов частот с кольцом ИФАПЧ для подавления радиоэлектронных шумов, имеющих режим программной перестройки рабочей частоты, является обеспечение нужного быстродействия. Способом обеспечения высокого быстродействия является расширение полосы пропускания кольца ИФАПЧ, что приводит к ускорению переходной характеристики. Но при этом не происходит подавления в необходимой степени нежелательных шумовых составляющих в спектре выходного сигнала. Они вызваны импульсным характером регулирования.

Увеличение коэффициента передачи

Увеличение коэффициента передачи разомкнутого кольца ИФАПЧ. С увеличением коэффициента накладывается увеличивающая при этом нестабильность переходного процесса. В начале переходного процесса при большом рассогласовании регулировка в кольце ИФАПЧ происходит только исходя из условия обстоятельства обеспечения наивысшего быстродействия. Когда рассогласование уменьшено до оптимальной величины, процесс регулирования меняется в соответствии с требованиями к оптимальному окончанию переходного процесса.

В целом к устойчивости кольца ИФАПЧ. Это можно осуществить с помощью элемента со специальной статической характеристикой, у которой управляющее воздействие выражается ошибкой регулирования.

Повышение быстродействия

Для повышения быстродействия в синтезаторе частот применяется кольцо ИФАПЧ с переменной инерционностью. Радиостанция во время переходного процесса дает возможность получения достаточно высокой динамической точности. Достигается это за счет обеспечения рационального изменения общего коэффициента усиления на всех этапах регулирования. При больших рассогласованиях кольцо ИФАПЧ оптимально по быстродействию релейной системе с малой инерционностью, замкнутой по частоте, с использованием автоматического фазирования, упреждения и быстрой установкой необходимых потенциалов на конденсаторах фильтра нижних частот. В конце переходного процесса при малых рассогласованиях кольцо ИФАПЧ с повышенной инерционностью замкнуто по фазе и осуществляет дорегулирование фазовой ошибки. Регулирование с переменной инерционностью позволяет с высокой степенью приблизить закон регулирования в кольце ИФАПЧ к оптимальному.

Проблема электроакустических воздействий

Испытания на электроакустические воздействия проводятся в нормальных климатических условиях. Радиостанция помещается в электроакустическую камеру и включается. После этого на нее подаются электроакустические воздействия. По осциллографу наблюдаем за тем, что побочные составляющие спектра выходного сигнала гораздо выше требуемых, а именно, выше на 70дБ±12%. Это приводит к переключению радиостанции из ждущего режима в режим передачи информации.

Выводы

Для успешного прохождения радиостанцией приемо-сдаточных испытаний требуется изменить структуру подключения ФНЧ. Ее необходимо выполнить коммутирующей, что приведет к улучшению выходных частот. В результате достигается стабильная передаточная характеристика кольца ИФАПЧ и это позволит сделать радиостанцию стабильной по динамическим и спектральным характеристикам во всем диапазоне колебаний, ускорит процесс перестройки частоты и обеспечит устойчивость работы радиостанции при внешних воздействиях - вибрациях, ударах, акустических воздействиях.

Библиографический список

1. Борисов В.И., Зинчук В.М., Лимарев А.Е., Немчилов А.В., Чаплыгин А.А. Пространственные и вероятностно-временные характеристики эффективности станций ответных помех при подавлении систем радиосвязи / под ред. В.И. Борисова. – М.: РадиоСофт, 2008.

2. Леньшин А.В., Тихомиров Н.М. Проблемы и перспективы разработки устройств формирования активных помех подавления РЛС с быстрой перестройкой частоты // Теория и техника радиосвязи. – 2010. № 1.

3. Тихомиров Н.М., Романов С.К., Леньшин А.В. Формирование ЧМ сигналов в синтезаторах с автоподстройкой. – М.: Радио и связь, 2004.

4. Леньшин А.В., Тихомиров Н.М. Основные направления улучшения характеристик радиопередающих устройств станций активных помех РЛС с быстрой перестройкой рабочей частоты // Теория и техника специальной радиосвязи. – 2010. №5

УДК 621.373.52; ГРНТИ 47.47

ОБЗОР СОВРЕМЕННЫХ МЕТОДОВ СТАБИЛИЗАЦИИ ЧАСТОТЫ АВТОГЕНЕРАТОРОВ

Н.П. Урубков

Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина, Российская Федерация, Рязань, nikolai.urubkov@yndex.ru

Аннотация. В работе рассматриваются методы стабилизации частоты автогенераторов. Приводится их описание, сравнительная характеристика, а так же выбор наилучшего метода.

Ключевые слова: кварцевый автогенератор (ХО), автогенераторы с термокомпенсацией (ТСХО), автогенераторы с термостатированием (ОСХО), автогенераторы с двойным термостатированием (DOCXO), вакуумированные термостатированные автогенераторы (EMXO).

OVERVIEW OF CURRENT FREQUENCY STABILIZATION TECHNIQUES OSCILLATORS

N.P. Urubkov

Ryazan State Radio Engineering University named after V.F. Utkin, Russia, Ryazan, nikolai.urubkov@yndex.ru

The summary. Methods of stabilization of frequency of auto generators are considered in the work. Their description, comparative characteristic, as well as selection of the best me-thode are given.

Keywords: Quartz Auto Generator (CW), Thermal Compensated Auto Generators (TCXO), Thermostated Auto Generators (OCXO), Dual Ter-Bridging Auto Generators (DOCXO), Evacuated Thermostated Auto Generators (EMXO).

Автогенераторы (АГ) – составляют неотъемлемую часть любых радиотехнических систем и устройств. Они предназначены для создания стабильных колебаний с заданной частотой. Колебания могут быть синусоидальные или прямоугольные. Главным требованием к автогенераторам является высокая стабильность частоты их колебаний. Для стабилизации частоты в автогенераторах используются резонаторы разных типов: кварцевые, на поверхностных акустических волнах (ПАВ), МЭМС, диэлектрические и др. Кварцевые автогенераторы являются наиболее распространенными из-за их высокой добротности, низкими значениями фазовых шумов, а так же возможностью получения колебаний фиксированной частоты с высокой температурной и временной стабильностью частоты. Стабилизирующим элементом кварцевых автогенераторов яляется кварцевый резонатор.

Проблема нестабильности частоты автогенераторов является актуальной проблемой. В современных условиях требуется получать нестабильность частоты 10^{-10}-10^{-12}. Такие требования вынуждают использовать дополнительные методы стабилизации частоты. Температура является одним из важнейших факторов вызывающих нестабильность частоты автогенераторов. Борьба с температурной нестабильностью частоты стала основной задачей в разработке автогенераторов повышенной стабильности частоты. Далее приводятся некоторые способы повышения стабильности частоты автогенераторов в таблице.

Кварцевые автогенераторы, в зависимости от их областей применения могут производиться как без использования допольнительных источников стабилизации частоты (ХО), так и с различными методами коррекции параметров: автогенераторы с термокомпенсацией (ТСХО), с термостатированием (ОСХО) или автогенераторы с двойным термостатированием (DOCXO), вакуумированные автогенераторы с термостатированием (EMXO). В системах с фазовой автоподстройкой частоты могут применяться управляемые напряжением кварцевые автогенераторы (VCXO). Для задач получения более высокого показателя частотно-температурной стабильности VCXO помещаются в термостат (VCOCXO), а также могут использовать термокомпенсацию (TCVCXO/VCTCXO).

Таблица. Методы стабилизации частоты кварцевых автогенераторов

Кварцевые автогенераторы					
∨	∨	∨	∨	∨	∨
Общего назначения	**Прецизионные**	**С термокомпенсацией**	**Управляемые напряжением**	**С термостатированием, двойным термостатированием**	**Вакуумированные термостатированные**
$\Delta f/f=(10^{-5}...10^{-4})$	$\Delta f/f=10^{-5}$	$\Delta f/f=10^{-6}$	$\Delta f/f=(10^{-7}...10^{-5})$	$\Delta f/f=(10^{-10}..10^{-8})$	$\Delta f/f=(10^{-8}...10^{-7})$
Схемы тактирования для компьютеров, ПЛИС	Контрольно-измерительное оборудование	Оборудование спутниковой связи	Системы ФАПЧ	Оборудование спутниковой связи	Аэокосмическая техника
Тестовое и измерительное оборудование и др.	Оборудование для военного применения	Носимые радиостанции	Наземные и бортовые РЛС	Оборудование для протокола точного времени 1588	Военное носимое оборудование
Цифровое телевидение	Медицинское оборудование	Оборудование для регистрации сейсмической активности	Сети высокоскоростной передачи данных	Военное бортовое оборудование	Оборудование для применения в неблагоприятных условиях
Синтезаторы частоты					

XO (Crystal oscillator) – кварцевый автогенератор. Классические автогенераторы, на основе трехточечной схемы с усилительным элементом. В качестве стабилизирующего элемента применяются кварцевые резонаторы, играющие роль эквивалентной индуктивности. Их частотно-температурная стабильность обычно достигает 15–100 ppm. Кварцевые автогенераторы бывают общего назначения и прецезионные. На этот выбор оказывает влияние тип среза кварцевого резонатора и точность процесса производства.

VCXO (Voltage Controlled Crystal Oscillator) – управляемые напряжением кварцевые автогенераторы. Обычно с перестраиваемой выходной частотой. Для такого типа автогенераторов характерны большие значения показателя фазового шума, в сравнении с классическими кварцевыми автогенераторами. Частотно-температурная стабильность как правило достигает 15–100 ppm.

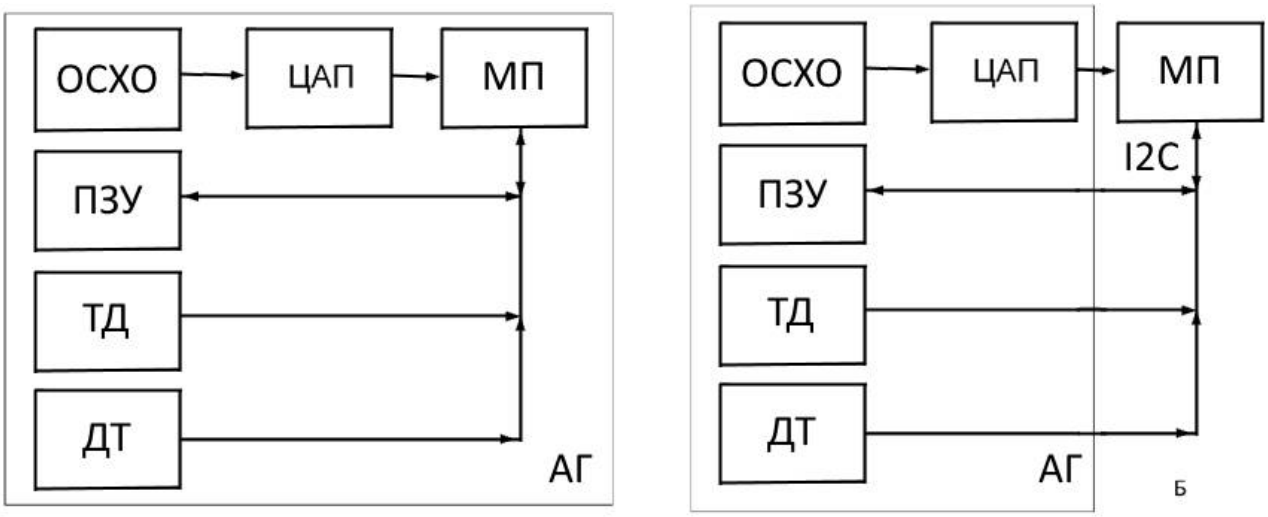
TCXO (Temperature Compensated Crystal Oscillator) – термокомпенсированные кварцевые автогенераторы. Обычно для термокомпенсации частоты в таких устройствах применяются термисторы. Помимо прочих разделяют аналого-цифровую (ADTCXO), цифровую или микропроцессорную (DTCXO или MCXO) виды термокомпенсации. Значение частотно-температурной стабильности частоты таких автогенераторов достигает 0,1–5 ppm в диапазоне температур –40...85 °C.

OCXO (Oven Controlled Crystal Oscillator) – термостатированные кварцевые автогенераторы и DOCXO (Double Oven Controlled Crystal Oscillator) – кварцевые автогенераторы с использованием двойного термостатирования. Данный тип автогенераторов выгодно отличается по показателям частотно-температурной стабильности от автогенераторов других видов. Кроме того, такие автогенераторы с термостатированием и двойным термостатированием

имеют низкие значения фазовых шумов. Однако, платить за улучшение стабильности частоты приходится увеличением цены, энергопотребления и массогабаритных показателей.

EMXO (Evacuated Miniature Oven Controlled Crystal Oscillator) – вакуумированные термостатированные кварцевые автогенераторы. Отличаются меньшими размерами и энергопотреблением, по сравниению с другими типами автогенераторов. По показателю частотно-температурной стабильности находятся между OCXO и TCXO. Особенностью таких автогенераторов является повышенная устойчивость к различным внешним воздействиям, включая радиацию.

Достичь повышения стабильности частоты для каждого из методов можно путем применения активного способа стабилизации частоты автогенераторов микропроцессорной (МП) коррекции (Microprocessor Corrected Crystal Oscillator — MCXO). Такой способ позволяет программно управлять нестабильностью частоты автогенератора с помощью использования микропроцессора, установленного в одном корпусе с автогенератором, что позволяет использовать эффективные методы термостатирования и двойного термостатирования применимо не только к автогенератору, но и к микропроцессору, что повышает эффективность таких методов. Для пользователей, предпочитающих выполнять коррекцию нестабильности частоты самостоятельно, существуют кварцевые термостатированные автогенераторы с корректируемыми коэффициентами (Coefficient Corrected Crystal Oscillator — CCXO). В данном случае микропроцессор находится на стороне пользователя. Управление частотой автогенератора производится по интерфейсу I^2C. Структурные схемы представлены на рисунке.



а) б)

Рис. Структурная схема термостатированных кварцевых АГ с использованием:
А – МСХО, Б – ССХО

Таким образом, использование методов двойного термостатирования и вакуумированных термостатированных кварцевых автогенераторов является самым эффективным методом стабилизации частоты автогенераторов. Однако, повысить стабильность частоты таких автогенераторов способны методы с применением микропроцессорной стабилизации частоты автогенераторов МСХО или ССХО. Такие способы позволяют добиться максимально возможного значения стабильности частоты автогенераторов, в том числе и долговременной стабильности частоты.

Библиографический список

1. Кочемасов В., Хасьянова Е. Кварцевые автогенераторы: разновидности, характеристики и области применения // ЭЛЕКТРОНИКА: НТБ. 2016. No 6.

2. Вороховский Я., Ильичев В. Высокостабильные малошумящие кварцевые генераторы // Компо-ненты и технологии. 2005. No 8..

3. Abramzon I., Tapkov V. Utmost OCXO Solutions Based on the IHR Technology // Microwae Journal. 2014. Vol. 57. No. 4

4. www.vectron.com/products/literature_library/EMXO%20White%20Paper_013001.pdf

5. www.vectron.com/products/literature_library/Coefficient_Corrected_Oscillator_Application_Note.pdf

СЕКЦИЯ «ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ И УСТРОЙСТВА»

УДК 621.391; ГРНТИ 47.47

СТРАТЕГИЯ РАННЕГО ПРЕРЫВАНИЯ ИТЕРАЦИОННОГО ПРОЦЕССА ДЛЯ КВАЗИЦИКЛИЧЕСКИХ LDPC КОДОВ С АРХИТЕКТУРОЙ ПОСЛОЙНОГО ДЕКОДИРОВАНИЯ

А.Ю. Киселев, В.Н. Ланцов
Владимирский государственный университет имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых, Российская Федерация, Владимир, aikmeister425@yandex.ru

Аннотация. Код с малой плотностью проверок на четность (LDPC) – один самых популярных помехоустойчивых кодов, используемых в телекоммуникационных системах, а также один из самых эффективных. Стандартный вариант проверки ошибок содержит в себе большую вычислительную сложность и, соответственно, требует значительного ресурса на реализацию алгоритма. В статье предлагается вариант реализации проверок на основе жестких решений с незначительными требованиями к ресурсу при аппаратной реализации.
Ключевые слова: помехоустойчивое кодирование, раннее прерывание, проверка ошибок, ПЛИС, прямая коррекция ошибок, LDPC.

ITERATIVE PROCESS EARLY TERMINATION STRATEGY FOR QUASI-CYCLIC LDPC CODES WITH LAYERED DECODING ARCHITECTURE

A.I. Kiselev, V.N. Lantsov
Vladimir State University named after Alexander Grigorievich and Nikolai Grigorievich Stoletov, Russia, Vladimir, aikmeister425@yandex.ru

Abstract. Low-density parity-check code (LDPC) – one of the most popular error-correcting codes used in telecommunication systems, as well as one of the most effective. Classical version of error check algorithm contain huge computational complexity and, accordingly, requires a significant resource for the algorithm implementation. The article proposes resource effective error check algorithm based at hard-decisions for hardware implementation.
Keywords: anti-interference codes, early termination, error check, FPGA, forward error correction, LDPC.

Код LDPC стал ярким представителем современной теории кодирования, благодаря его превосходной эффективности и удобству практического применения. Код LDPC является разновидностью линейных блоковых кодов с разреженной матрицей, то есть число ненулевых элементов матрицы намного меньше, чем нулевых элементов. LDPC код был представлен Галлагером [1] в 1962 году – код, эффективность которого может вплотную приближаться к пределу Шеннона в канале с белым гауссовским шумом [2] благодаря низкоплотностным проверочным матрицам. Галлагер в своей работе привел исчерпывающие описание LDPC кода, включая его теоретический анализ, метод построения, метод кодирования и декодирования. Но из-за высокой сложности при реализации алгоритма использование кода не нашло своего применения. Позже [3] изучение кодов LDPC дало свои результаты, позволив упростить алгоритмы декодирования и реализации кода. LDPC коды с их отличными характеристиками в исправлении ошибок были применены во многих коммуникационных стандартах.

По мере того как коммуникационные устройства становятся все более распространенными, а область новых их приложений и услуг расширяется, растут и требования к пропускной способности. Увеличение пропускной способности обычно достигается за счет паралле-

лизма (то есть за счет количества блоков обработки), что в свою очередь влечет увеличение затрат, а также повышенное энергопотребление.

LDPC декодирование – это итеративное декодирование и чем большее количество итераций используется для декодирования кодового слова, тем ниже пропускная способность декодер и выше потребление. Для того чтобы сократить количество итераций используют прерывание итерационного процесса. Всего существует несколько стратегий прерывания итерационного прерывания.

Один из наименее эффективных способов – без проверки, то есть декодер всегда будет исполнять указанное максимальное количество итераций, но при этом не требуется никакого ресурса на реализацию проверки. Очевидные недостатки такого способа – низкая пропускная способность, так как декодер выполнит все итерации, а также, с точки зрения аппаратной реализации, повышенное потребление, так как вычислительные блоки будут заняты дольше, чем требуется для декодирования, кроме того в результате декодирования отсутствует информация о принятом с ошибкой кодовом слове. Однако применение такой способ может найти в задачах где нет необходимости избегать описанных недостатков и необходимо максимально сэкономить ресурс при реализации алгоритма декодирования.

Второй способ – прерывание, основанное на жестких решениях (hard-decision aided, HDA). Критерий алгоритма HDA – сравнение разницы в результатах жестких решений между двумя последовательными итерациями если между двумя итерациями нету разницы, итерационный процесс прерывается. В противном случае итерационный продолжается до тех пор, пока не будет достигнуто максимальное количество итераций. С точки зрения реализации это один из самых простых алгоритмов раннего прерывания.

Классический метод – уравнения проверки четности. В своей оценке метод использует проверочную матрицу H и жесткие решения кода d. В случае если выход декодера после итерации удовлетворяет условию $H \times d^T = 0$, декодер прерывает итерационный процесс – слово декодировано без ошибок. Как правило, длина многих LDPC кодов превышает тысячу. Расчет такого уравнения относительно долгий и в результате это может ограничить пропускную способность декодера, кроме того потребуются дополнительные аппаратные средства для реализации.

Алгоритм распространения доверия (также алгоритм sum-product) – стандартный алгоритм декодирования для LPDC кода с мягкими решениями [4]. Для практической реализации чаще используют менее требовательный к аппаратным ресурсам алгоритм – min-sum. Алгоритм min-sum это подвид алгоритма sum-product, сам же алгоритм min-sum так же имеет множество разновидностей, такие как, например, алгоритм послойного декодирования, принцип которого описан в [5]. Алгоритм имеет аппаратно-эффективную структуру и отлично подходит для конвейерной реализации на программируемых логических интегральных схемах (ПЛИС) [6].

В работе исследуется алгоритм раннего прерывания на основе жестких решений HDA и классический метод с уравнением проверки на четность, для выявления сильных и слабых сторон каждого из алгоритмов. Исследование проводится с использованием алгоритма послойного декодирования, в таком алгоритме обработка производится по слоям (по строкам) базовой матрицы, цель использования такого алгоритма – исследовать возможность прерывания итерационного процесса на основе жестких решений после обработки слоя. Для этого необходимо дождаться пока алгоритм послойного декодирования будет выполнен для всех блоков полученного слова, после чего можно выполнять проверку от слоя к слою, проверяя критерий ошибки для HDA алгоритма.

Количество кодовых слов в исследовании – 100, входной сигнал модулируется по схеме КАМ-64, сигнал проходит через канал с белым гауссовым шумом (отношение сигнал-шум (ОСШ) изменяется в пределах от 10 до 20 дБ), демодулируется, выход демодулятора –

пятибитные метрики, далее сигнал декодируется с использованием алгоритма послойного декодирования с мягкими решениями количество итераций ограничено и равно 20.

Для исследования выбрана проверочная матрица для сетей пятого поколения со следующими параметрами – базовый граф 2, фактор расширения 96 [7]. На рисунке 1 представлено табличное описание базовой матрицы, где строка представляет собой слой базовой матрицы, столбец – ненулевой элемент базовой матрицы. На рисунке 1 (слева) указано расположение ненулевых блоков базовой матрицы на слое, на рисунке 1 (справа) – величина правого сдвига единичной матрицы соответствующих блоков. Проверочная матрица получается из базовой матрицы расширением ненулевых блоков на фактор расширения 96.

Строка	Столбец									
	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
0	0	1	2	3	6	9	10	11		
1	0	3	4	5	6	7	8	9	11	12
2	0	1	3	4	8	10	12	13		
3	1	2	4	5	6	7	8	9	10	13
4	0	1	11	14						
5	0	1	5	7	11	15				
6	0	5	7	9	11	16				
7	1	5	7	11	13	17				
8	0	1	12	18						
9	1	8	10	11	19					
10	0	1	6	7	20					
11	0	7	9	13	21					
12	1	3	11	22						
13	0	1	8	13	23					
14	1	6	11	13	24					
15	0	10	11	25						
16	1	9	11	12	26					
17	1	5	11	12	27					
18	0	6	7	28						
19	0	1	10	29						
20	1	4	11	30						
21	0	8	13	31						
22	1	2	32							
23	0	3	5	33						
24	1	2	9	34						
25	0	5	35							
26	2	7	12	13	36					
27	0	6	37							
28	1	2	5	38						
29	0	4	39							
30	2	5	7	9	40					
31	1	13	41							
32	0	5	12	42						
33	2	7	10	43						
34	0	12	13	44						
35	1	5	11	45						
36	0	2	7	46						
37	10	13	47							
38	1	5	11	48						
39	0	7	12	49						
40	2	10	13	50						
41	1	5	11	51						

Строка	Столбец									
	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
0	78	1	70	66	71	76	0	0		
1	27	36	48	92	31	91	89	3	0	0
2	25	18	21	14	18	1	0	0		
3	40	79	17	72	27	22	28	90	0	0
4	72	74	29	0						
5	10	44	25	80	48	0				
6	33	92	4	49	88	0				
7	80	90	16	6	47	0				
8	22	70	56	0						
9	28	36	89	82	0					
10	59	8	22	52	0					
11	32	92	78	58	0					
12	39	93	11	0						
13	49	29	35	70	0					
14	19	22	21	67	0					
15	68	63	81	0						
16	87	81	39	64	0					
17	62	23	9	6	0					
18	90	6	46	0						
19	58	42	60	0						
20	76	61	57	0						
21	61	79	67	0						
22	20	52	0							
23	10	86	95	0						
24	86	57	64	0						
25	45	21	0							
26	67	41	55	85	0					
27	7	50	0							
28	70	15	72	0						
29	14	17	0							
30	24	58	52	56	0					
31	3	74	0							
32	84	8	17	0						
33	69	83	28	0						
34	77	81	12	0						
35	77	88	18	0						
36	25	55	74	0						
37	37	31	0							
38	84	55	94	0						
39	93	36	57	0						
40	7	11	67	0						
41	51	7	60	0						

Рис. 1. Базовая матрица LDPC кода (базовый граф 2, фактор расширения – 96)

В результате исследования была получена следующая статистика, представленная в таблице 1.

Таблица 1. Сравнение алгоритмов раннего прерывания для LDPC кода

ОСШ, дБ	Уравнение проверки на четность		На основе жестких решений, HDA		На основе жестких решений, принятие решений после каждого слова	
	Декодировано слов	Итераций в среднем	Декодировано слов	Итераций в среднем	Декодировано слов	Декодировано корректно
10	0	-	0	-	0	0
11	0	-	0	-	0	0
12	3	16.3	3	17.3	3	0
13	99	8.4	99	9.4	99	2
14	100	4.6	100	5.6	100	4
15	100	3.2	100	4.2	100	6
16	100	2.4	100	3.4	100	10
17	100	2.0	100	3.0	100	15
18	100	1.8	100	2.8	100	29
19	100	1.3	100	2.3	100	71
20	100	1.1	100	2.1	100	92

Из результатов тестирования можно отметить что для HDA алгоритма в сравнении с уравнением проверки на четность необходима одна дополнительная итерация, это объясняется тем что для корректной оценки алгоритм HDA должен предварительно выполнить одну итерацию для сравнения с текущей итерацией. Это влечет за собой увеличение потребления конечного устройства и уменьшение пропускной способности, что заметнее всего на высоких значениях ОСШ. Так как сравниваются слова с текущей и предыдущей итерации, сравнение может показать, что слова не равны, но при этом на текущей итерации ошибки могли быть исправлены, т.е. существует вероятность того, что результатом проверки модуля будет наличие ошибки, когда ее нет. Тем не менее, аппаратная реализация HDA алгоритма требует значительно меньших ресурсов и рекомендуется к использованию при реализации устройств на базе ПЛИС и ASIC. Исследование принятия решений о прерывании на основе жестких решений HDA после каждого слоя показало, что такой подход нельзя считать надежным и не рекомендуется к применению, хотя количество итераций в среднем ниже, чем у HDA алгоритма.

Библиографический список

1. Gallager R. G. Low-density parity-check codes //IRE Transactions on information theory. – IEEE, 1962. Vol. 8. – P. 21-28.

2. Chung S. Y. et al. On the design of low-density parity-check codes within 0.0045 dB of the Shannon limit //IEEE Communications letters. – 2001. – Т. 5. – №. 2. – P. 58-60.

3. MacKay D. J. C. et al. Near Shannon limit performance of low density parity check codes //Electronics letters. – IET, 1996. Vol. 32. – P. 1645-1646.

4. Johnson S. J. Introducing low-density parity-check codes. – University of Newcastle, Australia, 2010. – 83 p.

5. Киселев А.Ю., Ланцов В.Н. Построение и исследование модели декодера для квазициклических LDPC кодов //Всероссийская научная конференция с международным участием “Информационные технологии в моделировании и управлении: подходы, методы, решения”. Сборник научных статей. Тольятти, 2019. Т. 1. С. 493-500.

6. Киселев А.Ю., Ланцов В.Н. Исследование алгоритма послойного декодирования для квазициклических LDPC кодов //Международный научно-технический форум “Современные технологии в науке и образовании СТНО-2019”. Сборник трудов. Рязань, 2019. Т. 1. С. 105-108.

7. 3GPP TS 38.212 V15.3.0. 3rd Generation Partnership Project; Technical Specification Group Radio Access Network; NR; Multiplexing and channel coding (Release 15).

УДК 621.391; ГРНТИ 47.47

СЕГМЕНТАЦИЯ КОДОВЫХ БЛОКОВ И ПОСТРОЕНИЕ ПРОВЕРОЧНЫХ МАТРИЦ ДЛЯ LDPC КОДОВ В СЕТЯХ ПЯТОГО ПОКОЛЕНИЯ

А.Ю. Киселев

Владимирский государственный университет имени
Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых,
Российская Федерация, Владимир, aikmeister425@yndex.ru

Аннотация. В статье рассмотрен принцип формирования блоков кода для кодирования с помощью LDPC в соответствии с предлагаемым регуляторами стандартами сетей пятого поколения, а также алгоритм формирования проверочных матриц для стандарта.

Ключевые слова: помехоустойчивое кодирование, 5G, прямая коррекция ошибок, LDPC, сети пятого поколения, сегментация, проверочная матрица.

CODE BLOCK SEGMENTATION AND PARITY CHECK MATRIX CONSTRUCTION FOR LDPC CODES IN FIFTH GENERATION NETWORKS

A.I. Kiselev
Vladimir State University named after Alexander Grigorievich and Nikolai Grigorievich Stoletov, Russia, Vladimir, aikmeister425@yandex.ru

Abstract. The article describes code block segmentation principles for LDPC encoding in accordance with fifth generation network standards, proposed by regulators, as well as parity check matrices generation algorithm for the standard.
Keywords: anti-interference codes, 5G, forward error correction, LDPC, fifth generation networks, segmentation, parity-check matrices.

Сети пятого поколения на текущий момент уже нашли широкое коммерческое применение в мире и в дальнейшем будут стремительно расширяться. В стандартах, прилагаемых к сетям пятого поколения описаны применяемые методы кодирования, один из используемых видов помехоустойчивого кодирования – код с малой плотностью проверок на чётность (LDPC). Стандарт описывает в том числе особенности в сегментации или формировании кодовых блоков входной последовательности, а также в формировании проверочных матриц для кода. В данной статье описываются основные принципы кодирования сигнала, основанные на стандарте европейского института телекоммуникационных стандартов (ETSI) [1].

Входная битовая последовательность для сегментации кодового блока описывается как b_0, b_1, b_2, b_3, …, b_{B-1}, где $B > 0$. Если размер B больше чем максимальный размер кодового блока K_{cb}, необходимо выполнить сегментацию входной последовательности (деление последовательности на блоки) и к каждому блоку должна быть присоединена дополнительная последовательность – циклический избыточный код (CRC) длиной $L = 24$ бита. Для LDPC в стандарте предусмотрено два базовых графа, для базового графа 1 максимальный размер кодового блока $K_{cb} = 8448$, для базового графа 2 $K_{cb} = 3840$. Итоговое число кодовых блоков C определяется по алгоритму, указанному на рисунке 1.

если $B \leq K_{cb}$ **тогда**
  $L = 0;$
  $C = 1;$
  $B' = B;$
иначе
  $L = 24;$
  $C = \lceil B/(K_{cb} - L) \rceil;$
  $B' = B + C \cdot L;$
конец

Рис. 1. Алгоритм выбора и расчета количества блоковых кодов и размера последовательности

Биты после сегментации обозначаются как c_{r0}, …, $c_{r(K_r-1)}$, где $0 \leq r < C$ – номер кодового блока, а $K_r = K$ число бит в кодовом блоке номер r. Для расчета количества бит K в каждом блоке необходимо выполнить следующие вычисления:

$K'=B'/C$;

Для базового графа 1 $K_b = 22$, для базового графа 2 вычисляется согласно алгоритму на рисунке 2.

```
если B > 640 тогда
|  K_b = 10;
иначе если B > 560 тогда
|  K_b = 9;
иначе если B > 192 тогда
|  K_b = 8;
иначе
|  K_b = 6;
конец
```

Рис. 2. Алгоритм выбора множителя в зависимости от размера последовательности

Далее необходимо найти минимальное значение фактора расширения Z из всех доступных наборов, указанных в таблице 1, обозначаемое как Z_c, удовлетворяющее следующему условию $K_b \cdot Z_c \geq K$'. Тогда K можно вычислить как $K=22 \cdot Z_c$ для базового графа 1 и как $K=22 \cdot Z_c$ для базового графа 2. Номер индекса набора i_{LS} необходимо запомнить.

Таблица 1. Факторы расширения базовых матриц LDPC для сетей пятого поколения

Индекс набора (i_{LS})	Значения фактора расширения (Z)
0	2,4,8,16,32,64,128,256
1	3,6,12,24,48,96,192,384
2	5,10,20,40,80,160,320
3	7,14,28,56,112,224
4	9,18,36,72,144,288
5	11,22,44,88,176,352
6	13,26,52,104,208
7	15,30,60,120,240

Дальнейшее формирование блоков входных последовательностей осуществляется по алгоритму, приведенному на рисунке 3.

```
для r от 0 до C − 1 выполнять                    //Для каждого блока
|  для k от 0 до K′ − L − 1 выполнять  //Размещение вх. бит
|  |  //Сопоставить биты входной посл. соответствующей
|  |  //ячейке блока
|  |  c_rk = b_s;
|  |  s = s + 1;
|  конец цикла
|  если C > 1 тогда
|  |  для k от K′ − L до K′ − 1 выполнять        //Расчет CRC
|  |  |  //порождающий полином:
|  |  |  //g_CRC24B(D) = D^24 + D^23 + D^6 + D^5 + D + 1
|  |  |  c_rk = p_r(k+L−K′);
|  |  конец цикла
|  конец
|  для k от K′ до K − 1 выполнять          //Заполнение ячеек
|  |  c_rk =< NULL >;
|  конец цикла
конец цикла
```

Рис. 3. Алгоритм формирования входных последовательностей LDPC

Из приведенного алгоритма можно отметить три основных этапа, в следующем порядке – расположение входной последовательности по блоку, расчет и присоединение CRC к блоку (при необходимости), заполнение неиспользуемых ячеек блока незначащими данными.

Входная последовательность для текущего блока обозначается как c_k после кодирования выходные биты обозначаются как d_0, …, d_{N-1}, где для базового графа 1 – $N = 66Z_c$, для базового графа 2 – $N = 50Z_c$. Для блока, кодируемого LDPC, в текущем стандарте предусмотрены дополнительные процедуры для формирования кодового слова, соответствующие алгоритму на рисунке 4.

для k от $2Z_c$ до $K-1$ **выполнять**
  если $c_k \neq <NULL>$ **тогда**
    $d_{k-2Z_c} = c_k$
  иначе
    $c_k = 0$;
    $d_{k-2Z_c} = <NULL>$
  конец
конец цикла
для k от K до $N+2Z_c-1$ **выполнять**
  $d_{k-2Z_c} = w_{k-K}$
конец цикла

Рис. 4. Формирование кодового слова

Следующий шаг – формирование $N+2Z_c-K$ бит четности $w = [w_0, \ldots, w_{N+2Z_c-K-1}]^T$ следующим образом – $H \times \begin{bmatrix} c \\ w \end{bmatrix} = 0$, где $c = [c_0, \ldots, c_{K-1}]^T$; кодирование производится в поле Галуа второго порядка $GF(2)$; 0 – вектор столбец все элементы которого – нули, H – проверочная матрица кода.

Проверочная матрица формируется на основе трех известных – номере базового графа, факторе расширения Z_c и индекса набора i_{LS}. Проверочная матрица для удобства описывается базовой матрицей [2] H_{BG}, содержащей 46×86 элементов для базового графа 1 и 42×52 для базового графа 2, индексация строк и столбцов считается от 0. Базовая матрица H_{BG} описывается таблицей значений [1], содержащей в себе номер строки, столбца ненулевого элемента базовой матрицы соответствующие индексу набора i_{LS}, для двух базовых графов имеются две независимые таблицы для формирования матриц. Пример базовой матрицы представлен на рисунке 5.

Каждый ненулевой элемент базовой матрицы заменяется матрицей циркулянтом размером $Z_c \times Z_c$, получаемой правым сдвигом единичной матрицы на указанное в таблице количество позиций. Каждый неуказанный в таблице описания базовой матрицы элемент заменяется нулевой матрицей размерностью $Z_c \times Z_c$. На рисунке 6 приведена визуализация бинарной проверочной матрицы, где линии – единицы, остальное – нули.

174	97	166	66	-1	-1	71	-1	-1	172	0	0	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1
27	-1	-1	36	48	92	31	187	185	3	-1	0	0	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1
25	114	-1	117	110	-1	-1	-1	114	-1	1	-1	0	0	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1
-1	136	175	-1	113	72	123	118	28	186	0	-1	-1	0	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1
72	74	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	29	-1	-1	0	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1
10	44	-1	-1	-1	121	-1	80	-1	-1	-1	48	-1	-1	-1	0	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1
129	-1	-1	-1	-1	92	-1	100	-1	49	-1	184	-1	-1	-1	-1	0	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1
-1	80	-1	-1	-1	186	-1	16	-1	-1	-1	102	-1	143	-1	-1	-1	0	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1
118	70	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	152	-1	-1	-1	-1	-1	0	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1
-1	28	-1	-1	-1	-1	-1	-1	132	-1	185	178	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	0	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1
59	104	-1	-1	-1	-1	22	52	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	0	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1
32	-1	-1	-1	-1	-1	-1	92	-1	174	-1	-1	-1	154	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	0	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1
-1	39	-1	93	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	11	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	0	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1
49	125	-1	-1	-1	-1	-1	-1	35	-1	-1	-1	-1	166	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	0	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1
-1	19	-1	-1	-1	-1	118	-1	-1	-1	-1	21	-1	163	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	0	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1
68	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	63	81	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	0	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1
-1	87	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	177	-1	135	64	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	0	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1
-1	158	-1	-1	-1	23	-1	-1	-1	-1	-1	9	6	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	0	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1
186	-1	-1	-1	-1	-1	6	46	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	0	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1
58	42	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	156	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	0	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1
-1	76	-1	-1	61	-1	-1	-1	-1	-1	-1	153	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	0	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1
157	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	175	-1	-1	-1	-1	67	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	0	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1
-1	20	52	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	0	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1
106	-1	-1	86	-1	95	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	0	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1
-1	182	153	-1	-1	-1	-1	-1	-1	64	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	0	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1
45	-1	-1	-1	-1	21	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	0	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1
-1	-1	67	-1	-1	-1	-1	137	-1	-1	-1	-1	55	85	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	0	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1
103	-1	-1	-1	-1	-1	50	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	0	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1
-1	70	111	-1	-1	168	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	0	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1
110	-1	-1	-1	17	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	0	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1
-1	-1	120	-1	-1	154	-1	52	-1	56	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	0	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1
-1	3	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	170	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	0	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1
84	-1	-1	-1	-1	8	-1	-1	-1	-1	-1	-1	17	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	0	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1
-1	-1	165	-1	-1	-1	-1	179	-1	-1	124	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	0	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1
173	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	177	12	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	0	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1
-1	77	-1	-1	-1	184	-1	-1	-1	-1	-1	18	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	0	-1	-1	-1	-1	-1	-1
25	-1	151	-1	-1	-1	-1	170	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	0	-1	-1	-1	-1	-1
-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	37	-1	-1	31	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	0	-1	-1	-1	-1
-1	84	-1	-1	-1	151	-1	-1	-1	-1	-1	190	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	0	-1	-1	-1
93	-1	-1	-1	-1	-1	-1	132	-1	-1	-1	-1	57	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	0	-1	-1
-1	-1	103	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	107	-1	-1	163	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	0	-1
-1	147	-1	-1	-1	7	-1	-1	-1	-1	-1	60	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	0

Рис. 5. Базовая матрица H_{BG} для параметров: базовый граф – 2, $i_{LS} = 1$

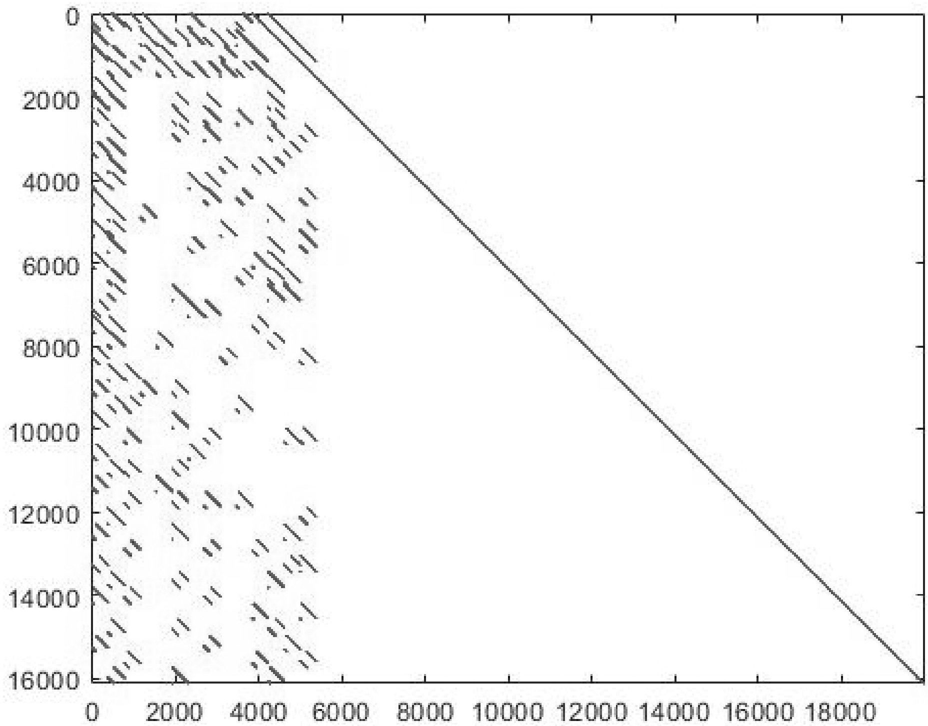


Рис. 6. Визуализация проверочной матрицы для параметров: базовый граф – 2, $i_{LS} = 1$, $Z_c = 384$

В работе рассмотрен и описан полный маршрут помехоустойчивого кодирования, в частности формирования последовательности и генерирования проверочных матриц для LDPC кода в сетях пятого поколения. Всего для стандарта в базовом варианте доступны 102 варианта проверочных матриц, текущая работа является первым шагом для дальнейшего исследования эффективности исправления ошибок с помощью полученных таблиц.

Библиографический список

1. 3GPP TS 38.212 V15.3.0. 3rd Generation Partnership Project; Technical Specification Group Radio Access Network; NR; Multiplexing and channel coding (Release 15).

2. Johnson S. J. Introducing low-density parity-check codes. – University of Newcastle, Australia, 2010. – 83 p.

УДК 621.391; ГРНТИ 47.47

ИССЛЕДОВАНИЕ ПРОВЕРОЧНЫХ МАТРИЦ ДЛЯ КОДОВ С МАЛОЙ ПЛОТНОСТЬЮ ПРОВЕРОК НА ЧЕТНОСТЬ В СЕТЯХ ПЯТОГО ПОКОЛЕНИЯ

А.Ю. Киселев

Владимирский государственный университет имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых, Российская Федерация, Владимир, aikmeister425@yandex.ru

Аннотация. В статье рассмотрен принцип формирования проверочных матриц для LDPC кода в сетях пятого поколения. Проведено исследование эффективности восстановления ошибок кода с использованием сформированных таблиц.

Ключевые слова: помехоустойчивое кодирование, 5G, прямая коррекция ошибок, LDPC, сети пятого поколения, проверочная матрица, новое радио, NR.

PARITY-CHECK MATRIX INVESTIGATION FOR LOW-DENSITY PARITY CHECK CODES IN FIFTH GENERATION NETWORKS

A.I. Kiselev

Vladimir State University named after Alexander Grigorievich and Nikolai Grigorievich Stoletov, Russia, Vladimir, aikmeister425@yandex.ru

Abstract. The article describes parity-check matrices generation principles for LDPC code in fifth generation networks. Error-correcting code effectiveness was investigated for generated parity-check tables.

Keywords: anti-interference codes, 5G, forward error correction, LDPC, fifth generation networks, parity-check matrices, new radio, NR.

Коды с малой плотностью проверок на четность (LDPC) были разработаны Робертом Галлагером в 1963 году как вид блочного линейного кода с разряженной матрицей проверок на четность (малая плотность ненулевых элементов). Тем не менее реализация для интегральных схем предложенного алгоритма декодирования была слишком сложна и код не нашел своего применения. Пока в 1997 году Д. Маккей и М. Нил не пересмотрели алгоритм – они обнаружили что эффективность кода может вплотную приближаться к пределу Шеннона.

Наиболее перспективной структурой считается квазициклический код LDPC (QC-LDPC) благодаря меньшей сложности реализации кодера и декодера. Подобные коды уже нашли широкое применение во множестве стандартов, таких как 802.11n/ac/ax (WLAN), DVB-S2/T2/C2 (цифровое телевидение), 802.15.3c (WPAN) и 802.16e (WiMAX) в волоконно-оптической связи, системах хранения данных, в сетях дальней космической связи и др. Сети пятого поколения (5G) это расширение сетей четвертого поколения, сети 5G обеспечивают сверхнадежную связь с малыми задержками. Квазициклический LDPC код был принят для использования в сетях пятого поколения в качестве помехоустойчивого кода консорциумом 3GPP (в целом, в стандарте используется не только LDPC код, так же используются, например, полярные коды).

Так как код используется в различных сценариях и для различных условий в стандарте используются два базовых графа (BG) на основе которых генерируются проверочные матрицы для кода, факторы расширения Z могут меняться в широком диапазоне от 2 до 384 (всего 51 значение), выбор фактора расширения в стандарте зависит от размера кодируемого сообщения и базового графа [1]. Всего в базовом варианте (изменяя таблицу можно менять и скорость кода) можно генерировать 102 варианта таблиц.

Квазициклический LDPC код можно описать базовой матрицей B. Базовая матрица содержит в себе $R \times C$ элементов, где R – количество строк, C – столбцов, для стандарта эти величины равны 46×68 для базового графа 1 и 42×52 для базового графа 2. Проверочная мат-

рица *H* получается из базовой матрицы *B* путем расширения блоков на фактор расширения *Z*, то есть каждый блок заменяется квадратной матрицей порядка Z (матрица размером *Z*×*Z*), где нулевые блоки – заменяются нулями, ненулевые – матрица циркулянт, которую получают из единичной матрицы путем правого сдвига на некоторую величину. В рассматриваемом стандарте значение сдвига зависит от базового графа и индекса набора выбранного фактора расширения. На рисунке 1 приведена базовая матрица размером 46×68 для базового графа 1.

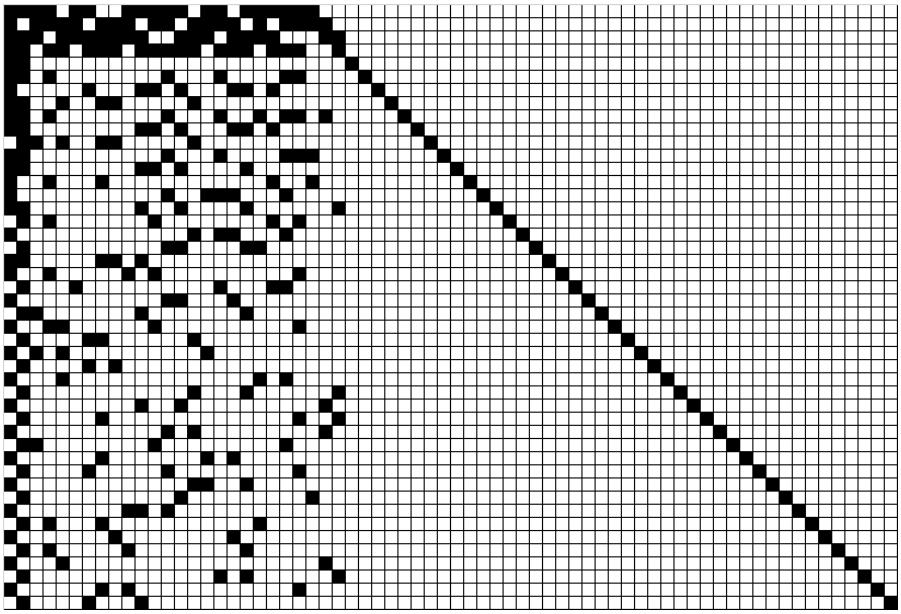


Рис. 1. Базовая матрица для базового графа 1

Ненулевые блоки изображены на рисунке черным квадратом, остальные блоки – нулевые. Базовая матрица размером 42×52 для базового графа 2 изображена на рисунке 2.

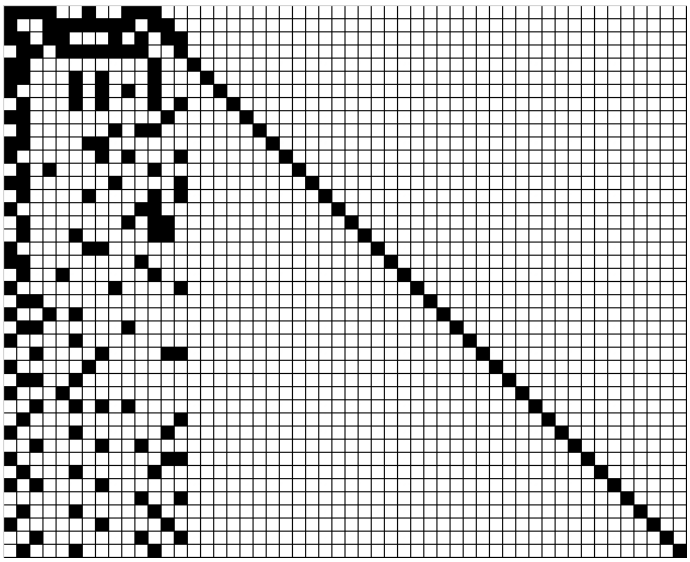


Рис. 2. Базовая матрица для базового графа 2

Классическим алгоритмом декодирования считается алгоритм распространения доверия (belief propagation, или sum-product), альтернативой такому алгоритму можно считать алгоритм min-sum, в котором отсутствуют сложные для аппаратной реализации операции вро-

де умножения и вычисления гиперболического тангенса [2]. Алгоритм min-sum является базой для множества аппаратно-ориентированных алгоритмов, таких как, например, алгоритм послойного декодирования. В дальнейшем исследовании будет использоваться классический вариант sum-product.

Для тестирования будет применяться схема, структура которой изображена на рисунке 3.

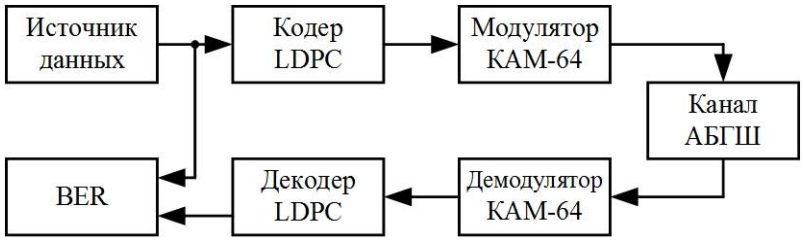


Рис. 3. Структурная схема тестирования

Входные данные в количестве $N = 2^{22}$, кодируются соответственно выбранной проверочной матрице, модулируются (64-позиционная квадратурная амплитудная модуляция, КАМ-64), к модулированной последовательности добавляется аддитивный белый гауссовский шум (отношение сигнал-шум изменяется от 4 до 18 с шагом 1 дБ), демодулируется – разрядность выходных метрик равна 4 битам, далее сигнал декодируются LDPC декодером на основе мягких решений с максимальным количеством итераций равным 8, в последовательности подсчитывается коэффициент битовых ошибок (BER). Результат исследования всех матриц представлен на рисунке 4.

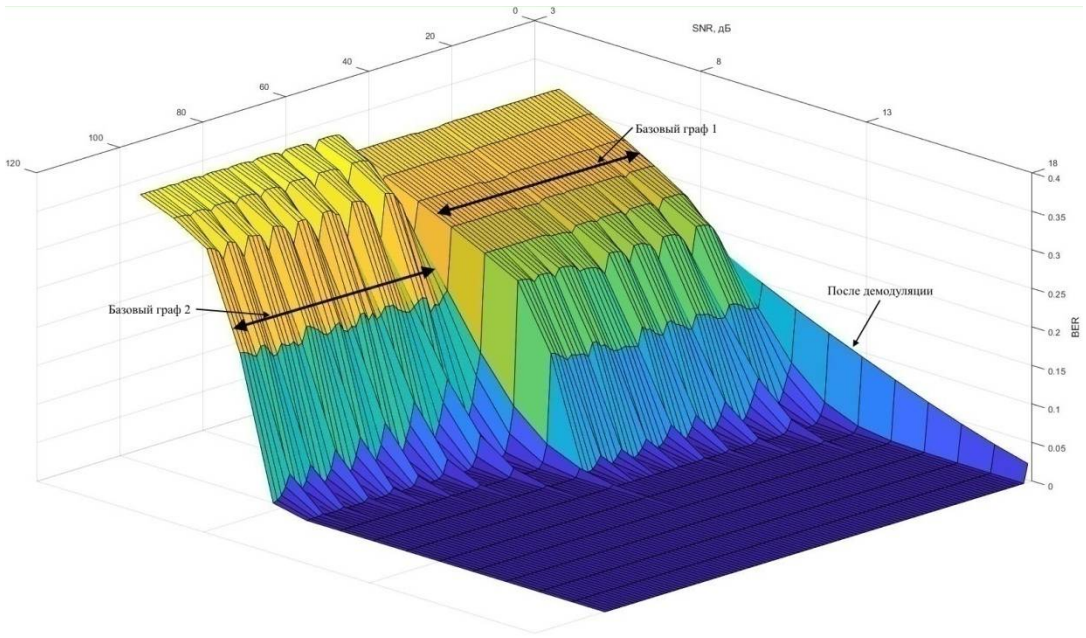


Рис. 4. BER для всех исследованных таблиц

В результате исследования были построены кривые для всех таблиц. Анализируя полученные результаты можно отметить что таблицы, построенные для базового графа 2 имеют более высокую эффективность восстановления ошибок (разница примерно в 2.5-3 дБ при факторе расширения $Z = 384$). Однако и в рамках одного базового графа результаты значительно отличаются друг от друга, справедливо утверждение – чем выше фактор расширения,

тем выше эффективность выбранного LDPC кода. Таким образом под различные условия канала можно подобрать подходящую таблицу, обеспечивая компромисс между сложностью и эффективностью восстановления сигнала.

Библиографический список

1. 3GPP TS 38.212 V15.3.0. 3rd Generation Partnership Project; Technical Specification Group Radio Access Network; NR; Multiplexing and channel coding (Release 15).
2. Johnson S. J. Introducing low-density parity-check codes. – University of Newcastle, Australia, 2010. – 83 p.

УДК 519.718:004.722; ГРНТИ 89.57.35

АНАЛИЗ НАДЕЖНОСТИ МНОГОПОЛЮСНОЙ СЕТИ НА ОСНОВЕ НИЖНЕЙ ГРАНИЦЫ ЛИТВАКА–УШАКОВА

К.А. Батенков
Академия ФСО России,
Россия, Орёл, pustur@yandex.ru

Аннотация. В работе представлен подход к анализу надежности сетей связи на основе нижней границы Литвака–Ушакова.
Ключевые слова: устойчивость, надежность, живучесть, сеть связи, граф, вероятность связности.

ANALYSIS OF THE RELIABILITY OF A MULTI-POLE NETWORK ON THE BASIS OF THE LOWER BOUNDARY OF LITVAK–USHAKOV

K.A. Batenkov
Academy of Federal Guard Service,
Russia, Orel, pustur@yandex.ru

Abstract. This paper presents an approach to analyzing the reliability of communication networks based on the lower Litvak-Ushakov boundary.
Keywords: stability, reliability, survivability, communication networks, graph, connectivity probability.

1. Введение

При расчете нижней границы Литвака–Ушакова используются только реберно-непересекающиеся связные подграфы, т. е. подмножества элементов такие, в которых какой-либо элемент не встречается дважды [1–3].

Структуры сетей связи обладают естественным свойством монотонности [4–6]: повышение надежности любого элемента приводит к повышению надежности сети. Идея данной оценки оценок базируется на этом свойстве монотонных структур.

Выделим в графе сети связи G различные наборы взаимно независимых минимальных связных подграфов G_i, $i=1,2,\ldots,n$, а остальные элементы исключим из сети, понизив их надежность до нуля, понижая тем самым и надежность сети в целом [7–12].

Если в сети выделен некоторый набор H_k, $k=1,2,\ldots,N$ независимых связных подграфов, индексы которых образуют множество N_k, то для каждого набора N_k вероятность связности графа, образованного этим набором, определяется как объединение событий связности

$$p_k = P\left(\bigcup_{i\in N_k} G_i\right).$$

Используя правило де Моргана и взяв математические ожидания от обеих частей данного равенства, получаем

$$p_k = P\left(\bigcup_{i\in N_k} G_i\right) = P\left(\overline{\bigcap_{i\in N_k} \overline{G_i}}\right) = 1 - \prod_{i\in N_k} P\left(\overline{G_i}\right).$$

Для любого из наборов N_k выполняется условие $p_G \geq p_k$, т. е. нижняя граница Литвака–Ушакова p_l^- имеет вид

$$p_G \geq p_l^- = \max_{k=1,2,\ldots,N} p_k.$$

Для построения таких наборов H_k независимых связных подграфов может быть использован следующий эвристический алгоритм, дающий хорошие практические результаты [13–15].

Поскольку нас интересует наилучшая из нижних границ, построение начинается с кратчайших связных подграфов. Заметим при этом, что для двухполюсных сетей метрикой длины может быть не только число ребер в последовательной цепочке, но и максимальная надежность цепочки (т. е. кратчайшим путем может быть назван максимально надежный путь), а для многополюсных число ребер в остовых деревьях одинаково.

Таким образом, алгоритм заключается в первоначальном поиске кратчайшего связного подграфа [16–19]. Далее из исходного графа исключаются все элементы, содержащиеся в первом связном подграфе, и со вновь образованным графом проводится аналогичная процедура, т. е. отыскивается кратчайший связный подграф, а затем его ребра удаляются. Алгоритм продолжается до тех пор, пока граф не перестанет быть связным.

Для нахождения вероятностей p_k учтем, что набор H_k включает m_k связных подграфов, т. е. $H_k = \left\{G_{k,i}\right\}_{i=1,2,\ldots,m_k}$, $G_{k,i}$ – i-й связный подграф в k-м наборе с вероятностью связности $p_{k,i} = 1 - q_{k,i}$. Следовательно,

$$p_k = 1 - \prod_{i=1}^{m_k} q_{k,i}.$$

При этом аналогично ранее рассмотренному варианту, если связный подграф $G_{k,i}$ состоит из $n_{k,i}$ элементов с вероятностью исправной работы $p_{k,i,j}$, $j = 1,2,\ldots,n_{k,i}$, то вероятность связности этого подграфа определяется выражением

$$p_{k,i} = \prod_{j=1}^{n_{k,i}} p_{k,i,j}.$$

Как и в случае с набором независимых сечений, здесь также можно строить негарантированную нижнюю оценку, используя не все возможные наборы связных подграфов, а меньшее их число.

Пример.

Граф исследуемой сети связи приведен на рисунке 1. Все узлы сети являются абсолютно надежными, а вероятность исправности любой линии связи равна 0,9. Определить нижнюю границу Литвака–Ушакова для сети связи в направлении 1–5.

Дано: G, $p = 0,9$.

Найти: p_l^-.

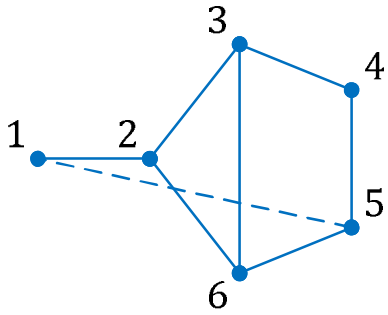


Рис. 1. Граф исследуемой сети связи

Независимое остовое дерево в данном графе также всего одно, поскольку ребро 1–2 является одновременно и минимальным сечением. Рассмотрим наборы независимых остовых графов H_k, число которых будет совпадать с количеством самих остовых графов ($N = 11$):

$$H_1 = G_1 = \{12, 23, 26, 34, 45\},\ H_2 = G_2 = \{12, 23, 26, 34, 56\},$$
$$H_3 = G_3 = \{12, 23, 26, 45, 56\},\ H_4 = G_4 = \{12, 23, 34, 36, 45\},$$
$$H_5 = G_5 = \{12, 23, 34, 36, 56\},\ H_6 = G_6 = \{12, 23, 34, 45, 56\},$$
$$H_7 = G_7 = \{12, 23, 36, 45, 56\},\ H_8 = G_8 = \{12, 26, 34, 36, 45\},$$
$$H_9 = G_9 = \{12, 26, 34, 36, 56\},\ H_{10} = G_{10} = \{12, 26, 34, 45, 56\},$$
$$H_{11} = G_{11} = \{12, 26, 36, 45, 56\}.$$

Поскольку число элементов в остовых деревьях одинаково, то вероятности связности графов, образованные определенным набором остовых деревьев,

$$p_k = 1 - \prod_{i=1}^{m_k} q_{k,i} = 1 - \prod_{i=1}^{m_k} \left(1 - \prod_{j=1}^{n_{k,i}} p_{k,i,j}\right) = \prod_{j=1}^{n_{k,1}} p_{k,1,j} =$$
$$= p^v = 0,9^5 = 0,59.$$

Тогда нижняя граница Литвака–Ушакова

$$p_l^- = \max_{k=1,2,\ldots,N} p_k = \max(0,59) = 0,59.$$

Библиографический список

1. Дудник Б. Я., Овчаренко В. Ф. Надежность и живучесть систем связи / Под ред. Б. Я. Дудинка // М.: Радио и связь. 1984. 216 с.

2. Филин Б. П. Методы анализа структурной надежности сетей связи // Москва : Радио и связь, 1988. – 208 с.

3. Ушаков, И. А. Курс теории надежности систем: учеб. пособие для вузов / И. А. Ушаков. – Москва : Дрофа, 2008. – 239 с.

4. Половко А. М., Гуров С. В. Основы теории надежности // Санкт-Петербург : БХВ-Петербург, 2006. – 704 с.

5. ГОСТ Р 53111–2008. Устойчивость функционирования сети связи общего пользования. Требования и методы проверки. // М. : Стандартинформ. 2009. 16 с.

6. Обоскалов В. П. Структурная надежность электроэнергетических систем: учеб. пособие // Екатеринбург: УрФУ. 2012. 194 с.

7. Zuev K. M., Wu S. & Beck J. L. Network reliability problem and its efficient solution by Subset Simulation // Probabilistic Engineering Mechanics 40. P. 25–35.

8. Батенков К. А. Числовые характеристики структур сетей связи // Труды СПИИРАН. 2017. № 4 (53). С. 5–28.

9. Mussel C., Hopfensitz M., Kestler H. A. Boolnet package vignette. 2015.

10. Teruggia R. Reliability Analysis of Probabilistic Networks, PhD Thesis, Univ. of Turin, School of Doctorate in Science and High Technology, January 2010.

11. Батенков К. А. Общие подходы к анализу и синтезу структур сетей связи // Современные проблемы телекоммуникаций: Материалы Российской научно-технической конференции. 2017. С. 19–23.

12. Nozaki T., Nakano T., Wadayama T. Analysis of Breakdown Probability of Wireless Sensor Networks with Unreliable Relay Nodes // 2017 IEEE Int. Symp. Inf. Theory, Aachen, Germany. 2017. pp. 481–485.

13. Takabe S., Nakano T., Wadayama T. Fault Tolerance of Random Graphs with respect to Connectivity: Phase Transition in Logarithmic Average Degree // arXiv:1712.07807, 2017.

14. Zhao J., Yagan O., Gligor V. On the Strengths of Connectivity and Robustness in General Random Intersection Graphs // 53rd IEEE Conf. Decision and Control, Dec. 2014. pp. 3661–3668.

15. Yagan O. Makowski A. M. Zero-one Laws for Connectivity in Random Key Graphs // IEEE Trans. Inf. Theory, May 2012. Vol. 58. No. 5. pp. 2983–2999.

16. Батенков К. А. Точные и граничные оценки вероятностей связности сетей связи на основе метода полного перебора типовых состояний // Труды СПИИРАН. 2019. Т. 18. № 5. С. 1093-1118.

17. Huh J. H-vectors of matroids and logarithmic concavity // Adv. Math., 2015. No 270. pp. 49–59.

18. Батенков К.А. Об анализе живучести сетей связи на основе вероятностного подхода // В сборнике: Неделя науки СПбПУ Материалы научной конференции с международным участием. Институт физики, нанотехнологий и телекоммуникаций. – 2016. – С. 6–8.

19. Батенков К.А. Анализ надежности многополюсных сетей связи на основе метода минимальных сечений // В сборнике: Актуальные проблемы инфотелекоммуникаций в науке и образовании (АПИНО 2019) Сборник научных статей VIII Международной научно-технической и научно-методической конференции. В 4-х томах. Под. редакцией С.В. Бачевского. 2019. С. 108–112.

УДК 621.396

ОЦЕНКА СПЕКТРАЛЬНОЙ ПЛОТНОСТИ РЕДКО ПОВТОРЯЮЩИХСЯ ИМПУЛЬСНЫХ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТЕЙ

В.С. Паршин, М.В. Кулакова

Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина, Российская Федерация, Рязань, vsparshin@gmail.com

Аннотация. Проведен анализ алгоритма оценки спектральной плотности, позволяющий уменьшить число вычислительных операций и повысить помехоустойчивость по сравнению с алгоритмом БПФ.

Ключевые слова: оценка спектральной плотности сигнала, помехоустойчивость алгоритма, БПФ.

ESTIMATION OF SPECTRAL DENSITY OF RARE REPEATED PULSE SEQUENCES

V.S. Parshin, M.V. Kulakova

Ryazan State Radio Engineering University named after V.F. Utkin, Russian Federation, Ryazan, vsparshin@gmail.com

Annotation. We analyzed an algorithm of estimating the spectrum density that allows to reduce the computational cost and enhance the resistance to the fast Fourier transform (FFT) algorithm.

Keywords: estimation of signal spectral density, noise immunity of algorithm, FFT.

Задачу распознавания случайных процессов, различающихся вторыми моментами распределений, часто решают в спектральной области, что часто приводит к уменьшению общего числа вычислительных операций [1-4]. На практике в целом ряде приложений (радиолокация, радионавигация, техническая и медицинская диагностика) приходится иметь дело с распознаванием импульсных случайных сигналов. При формировании признаков для распознавания в спектральной области можно отказаться от использования алгоритмов ДПФ или БПФ [5], учитывая импульсный характер сигналов.

В общем виде спектральную плотность (СП) импульсной последовательности в базисе Фурье, состоящей из импульсов одинаковой длительности и формы, можно представить следующим образом [6]:

$$S(j\omega_i) = g(j\omega_i)\sum_{n=1}^{N} a_n \exp(-j\omega_i t_n), \qquad (1)$$

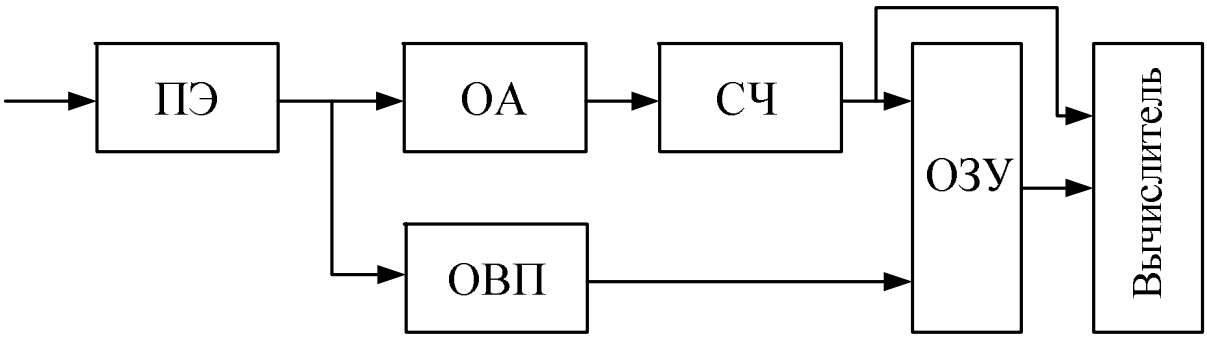
где a_n и t_n - амплитуда и время появления n - го импульса;

N - число импульсов в реализации сигнала;

$g(j\omega)$ - СП отдельного импульса.

Из соотношения (1) следует, что для вычисления СП $S(j\omega)$ реализации импульсного случайного процесса (ИСП) длительностью t_c можно отказаться от использования отсчетов реализации, равных нулевому значению. Для формирования СП реализаций ИСП достаточно измерить амплитуды импульсов a_n и моменты времени t_n их появления. В [7] предложен вычислитель СП импульсных последовательностей. Полагается, что реализации ИСП состоят из импульсов одинаковой формы и длительности, и к тому же не перекрываются во времени. Упрощенная схема вычислителя СП таких импульсных последовательностей, реализующая алгоритм (1), приведена на рисунке 1.

Все вычисления для оценки СП на основе алгоритма (1) можно разбить на два этапа. На первом этапе (либо программно, либо аппаратно) с помощью блоков оценки амплитуд и временного положения импульсов производятся оценки их амплитуд и моментов времени появления, превысивших некоторый порог c_0. Значения порога c_0 устанавливается с помощью порогового элемента. Измеренные значения запоминаются в ОЗУ. На втором этапе программно осуществляется формирование спектральных составляющих оценки СП.



ПЭ – пороговый элемент; ОА – блок оценки амплитуд импульсов;
ОВП – блок оценки временного положения импульсов; СЧ – счетчик

Рис. 1. Анализатор спектра редко повторяющихся импульсов

Работает анализатор СП следующим образом. Обрабатываемая k - тая реализация импульсного случайного процесса (ИСП)

$$y^{(k)}(t)=\sum_{n=1}^{N}a_n^{(k)}f\left(t-t_n^{(k)}\right)+\xi^{(k)}(t), \qquad (2)$$

где $\xi^{(k)}(t)$ - реализация шумовой помехи, подается на вход порогового элемента, имеющего порог срабатывания c_o. С его помощью из исходной реализации формируется последовательность прямоугольных импульсов одинаковой формы и длительности. В блоках оценки амплитуд и времени появления импульсов происходят измерения величин a_n и t_n, $n=\overline{1,N}$, которые запоминаются в промежуточном ОЗУ. Для реализации алгоритмов БПФ и ДПФ объем памяти ОЗУ значительно больше и определяется не числом импульсов, а общим числом отсчетов сигнала. С помощью счетчика фиксируется общее число импульсов в сигнале.

На втором этапе работы анализатора спектра происходит непосредственная оценка СП реализации импульсного сигнала в соответствии с формулой

$$S^1(j\omega_i)=\sum_{n=1}^{N}a_n\exp(-j\omega_i t_n), \qquad (3)$$

где $\omega_i=2\pi i/t_c$, $i=0,1,2,...$ - частоты, на которой производится оценка СП.

Числа, соответствующие частотам ω_i, хранятся в ПЗУ вычислителя. В [7] предложена структура вычислителя, в котором происходит последовательное перемножение величин a_n на величины $\exp(-j\omega_1 t_n)$. В конечном итоге в результате перемножения формируется сумма

$$S^1(j\omega_1)=\sum_{n=1}^{N}a_n\exp(-j\omega_1 t_n), \qquad (4)$$

то есть вычисленные значения СП на частоте ω_1.

После вычисления частичной СП на частоте ω_1 вычисляется величина, соответствующая частичной СП $S^1(j\omega_2)$. То есть постепенно в вычислителе формируется СП (4) реализации ИСП. В итоге для формирования СП реализации ИСП не используются нулевые отсчеты, а используются только отсчеты, взятые в моменты появления импульсов. Обозначим через K – число отсчетов, используемое для вычисления спектра с помощью алгоритма БПФ. Нетрудно подсчитать, что для вычисления СП требуется в $\log_2 K/N$ раз меньше операций комплексного умножения и в $2\log_2 K/N$ раз меньше операций комплексного сложения, чем необходимо для получении оценки СП при использовании алгоритма БПФ. Отметим, что СП (4) рассчитываются без учета формы импульсов. С учетом СП $g(j\omega_i)$ одиночного импульса СП импульсной последовательности на каждой i- той частоте будет иметь вид

$$S(j\omega_i)=g(j\omega_i)S^1(j\omega_i), \qquad (5)$$

то есть потребуется небольшое дополнительное число комплексных умножений, зависящее от вида СП отдельного импульса.

Анализатор, реализующий алгоритм (1), наряду с выигрышем в быстродействии обеспечивает и выигрыш в отношении сигнал/шума. Подавление шума объясняется тем, что оценка параметров импульсов (амплитуды и времени появления) производится при превышении амплитудой импульсов порогового уровня. При нулевом пороге, если в системе действует шум с плотностью распределения вероятностей, симметричной относительно нулевого математического ожидания, выигрыш в отношении сигнал/шум на выходе анализатора по сравнению с отношением сигнал/шум на входе будет равен двум. Последнее справедливо для последовательности, состоящей из униполярных импульсов.

Проведем анализ влияния нормального шума на работу устройства при ненулевом значении порога. Сделаем следующие предположения.

1. Импульсы последовательности имеют прямоугольную форму и одинаковую длительность.

2. Анализатор реагирует на каждое превышение шумом порогового уровня.

3. Реализация шума являются выборкой из стационарного эргодического случайного процесса $\xi(t)$.

4. Каждый импульс последовательности превышает пороговый уровень с вероятностью единица.

Отношение сигнал/шум q на выходе анализатора спектра представим как

$$q = p_c /(p_u + p_ш), \tag{6}$$

где p_c - мощность сигнала;

$p_ш$ - мощность шума на вершинах импульсов;

p_u - мощность выбросов шума, превысивших порог c_o.

Мощность импульсов шума, превысивших порог, равна

$$p_u \approx D_в + \frac{\tau_{ср} n_u c_o^{\,2}}{t_c}, \tag{7}$$

где $D_в$ - дисперсия выбросов, превысивших порог c_o;

$\tau_{ср}$ - среднее значение длительности выбросов;

$n_и$ - среднее число выбросов шума на интервале наблюдения t_c.

Из (7) следует, что величина $\tau_{ср} n_u c_o^{\,2} / t_c$ определяет мощность импульса шума от нулевого значения до порога c_o.

Для широкополосного стационарного нормального процесса на интервале t_c величины n_u и $\tau_{ср}$ определяются по следующем формулам: [8]

$$n_u = \frac{t_c}{2\pi}\sqrt{-R_0^{''}}\exp\left(-\frac{c_0}{2\sigma^2}\right), \qquad \tau_{ср} = \frac{1}{N_1^{+}(C_0)}\int_{c_0}^{\infty} w(x)dx, \tag{8}$$

где $w(x)$ и σ^2 одномерный закон распределения шумового напряжения и его дисперсия;

$$N_1^+(C_0) = \frac{1}{2\pi}\sqrt{-R_0^{"}}\exp\left[-\frac{c_0^2}{2\sigma^2}\right];$$

$R_0^{"}$ - значение второй производной корреляционной функции в точке $\tau = 0$.

Для того, чтобы определить дисперсию выбросов $D_в$ необходимо знать закон распределения выбросов, то есть закон распределения шума $\eta(t)$ на выходе порогового элемента. Зная вид нелинейного преобразования, процесс $\eta(t)$ на его выходе можно записать как

$$\eta(t) = \begin{cases} \xi(t) - c_o, \xi(t) \geq c_0 \\ 0, \qquad \xi(t) < c_o \end{cases}. \tag{9}$$

Плотность вероятности шума $\eta(t)$ на выходе порогового элемента в соответствии с [8] определится формулой

$$W(x) = \begin{cases} r\delta(0) + w_1(x), \ \xi(t) \geq c_0 \\ 0, \qquad\qquad \xi(t) < c_o \end{cases}, \tag{10}$$

где $\delta(z)$ - дельта-функция;

закон распределения $w_1(x)$ при $\xi(t) \geq c_o$ совпадает с законом распределения $w(x)$;

коэффициент r при дельта-функции определяется, исходя из условия нормировки [8].

Дисперсия шума, превысившего значение порогового уровня c_o, то есть дисперсия выбросов определится по известной формуле:

$$D_в = \int_{c_o}^{\infty} \left[x - M(x)\right]^2 W(x) dx, \tag{11}$$

где $M(x)$- среднее значение закона распределения (10).

Мощность шума на вершинах импульсов зависит от скважности и может быть определена по формуле

$$P_ш = D_ш N \tau_0 / t_c, \tag{12}$$

где $D_ш$ - дисперсия шумового напряжения $\xi(t)$;

τ_0 - длительность отдельных импульсов в сигнале.

Очевидно, что при вычислении СП с помощью алгоритмов ДПФ или БПФ отношение сигнал/шум в спектральной области

$$q_1 = p_c / D_ш \tag{13}$$

равно отношению сигнал/шум во временной области. Тогда выигрыш в отношении сигнал/шум при реализации алгоритма (1) можно определить из выражения

$$B = D_ш \Bigg/ \left(D_ш \frac{N\tau_0}{t_c} + D_в + \frac{c_o{}^2 \tau_{ср} n_и}{t_c} \right). \qquad (14)$$

Из формулы (14) следует, что выигрыш в отношении сигнал/шум увеличивается при увеличении скважности последовательности импульсов. При увеличении скважности увеличивается и выигрыш в быстродействии.

На рисунке 2 показаны зависимости выигрыша в отношении сигнал/шум на выходе анализатора СП, производящего вычисления согласно (1). Графики получены в зависимости от дисперсии шума при различных значениях скважности $b = t_c / N\tau_0$ и порога c_0. Положено, что шум $\xi(t)$ имеет дважды дифференцируемую корреляционную функцию $R(\tau) = \exp(-\alpha\tau^2)$. Параметр корреляционной функции (декремент затухания) α выбран из условия, что время корреляции шума равняется $\tau_k = \int_0^\infty R(\tau)\,d\tau = \tau_0 / t_c$. Сплошные линии на рисунке соответствуют порогу $c_0 = 8$, пунктирные - порогу $c_0 = 3$. Из рисунка видно, что при увеличении дисперсии шума выигрыш стремится к величине, равной двум. Это объясняется тем, что для расчетов выбран нормальный шум с нулевым средним. Увеличение величины порога приводит к увеличении выигрыша в отношении сигнал/шум на выходе предлагаемого анализатора СП, что легко объяснимо. При увеличении порога уменьшается число выбросов шума, превысивших порог срабатывания порогового элемента.

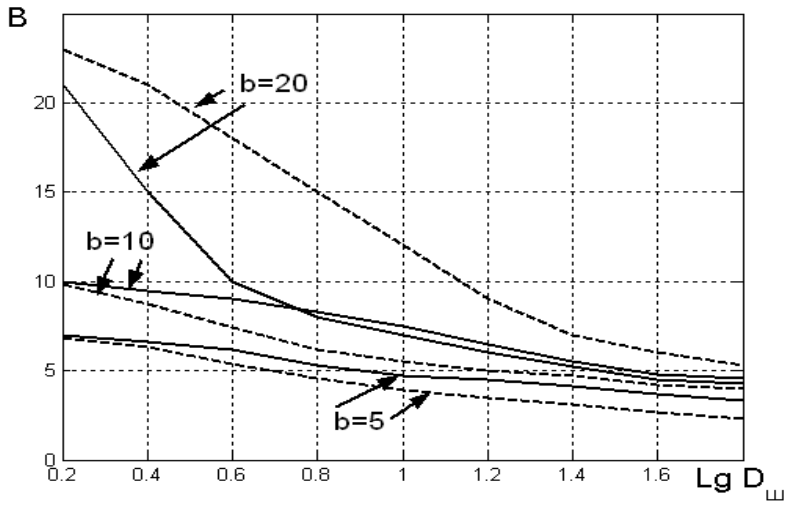


Рис. 2. Зависимости выигрыша в отношении сигнал/шум

Стоит упомянуть, что выигрыш в быстродействие предлагаемого анализатора уменьшается при вычислении СП зашумленных сигналов. За счет выбросов шума, превысивших порог c_o, возрастает число зарегистрированных импульсов в сигнале.

Библиографический список

1. Омельченко В.А. Основы спектральной теории распознавания сигналов. Харьков, Вища школа, Изд-во при Харьк. Ун-те, 1983, – 156 с.

2. Савченко В.В. Различение случайных сигналов в частотной области // Радиотехника и электроника. – 1997. – Т.42. – № 4. – С. 426-430.

3. Атаянц Б.А., Паршин В.С. Распознавание стационарных сигналов по нормированному спектру мощности. // Известия вузов СССР. Радиоэлектроника. – 1983. – Т.26. – № 11. – С. 73-75.

4. Егоров А.В., Паршин В.С. Оценка вероятности правильного распознавания стационарных случайных процессов в спектральной области при ограниченном объеме обучающей выборки // Научный вестник МГТУ ГА. – Серия “ Радиофизика и радиотехника”. – № 76(3). – М.: МГТУ ГА, 2004. – С. 61- 69.

5. Марпл С.П.-мл. Цифровой спектральный анализ и его приложения. / Пер. с англ. под ред. О.И. Хабарова и Г.А. Сидоровой. – М.: Мир, 1990. – 584 с.

6. Левин Б.Р. Теоретические основы статистической радиотехники. – М.: Сов. радио, 1974 – 1976, кн. 1-3. – кн.1 – 552 с., кн.2 – 392 с., кн.3 – 288 с.

7. А.с. 1821752 СССР, МКИ G01R 23/00. Спектроанализатор / Б.А Атаянц, В.С. Паршин, М.В. Кулакова; заявл. 12.06.1990; опубл. 15.06.1993. Бюл. № 22.

8. Тихонов В.И. Выбросы случайных процессов.- М.: Наука, 1970. – 392 с.

УДК 621.396; ГРНТИ 47.45

РАЗРАБОТКА ДВОЙНОГО СВЕРНУТОГО ТРОЙНИКА САНТИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА

А.Д. Семин, Л.В. Аронов

Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина, Российская Федерация, Рязань, anton_bfmv@bk.ru

Аннотация. В данной работе рассматривается двойной свернутый тройник сантиметрового диапазона длин волн для приемо-передающего тракта передачи данных воздушного судна. Описано назначение и принцип работы устройства.

Ключевые слова: волноводный тройник, двойной свернутый тройник.

DEVELOPMENT OF DOUBLE REDUCED TEE CENTIMETER WAVELENGTH RANGE

A.D. Semin, L.V. Aronov

Ryazan State Radio Engineering University named after V.F. Utkin, Russia, Ryazan, anton_bfmv@bk.ru

The summary. The paper discusses a double rolled tee of the centimeter wavelength range for the receiving-transmitting path of the aircraft data transmission. Describes the purpose and principle of operation of the device.

Keywords: waveguide tee, double folded tee.

Актуальность

Фазовые циркуляторы используют для передачи сигнала высокого уровня мощности от передатчика к антенне в приёмо-передающих трактах РЛС. Это устройство так же обеспечивает передачу сигнала низкого уровня мощности от антенны к приемному устройству локационной системы с минимальными потерями. В состав циркулятора входят щелевой мост, фазовая секция и двойной свернутый тройник, расчет и моделирование которого будет представлено в данной статье.

Описание устройства

Одним из основных устройств в конструкции фазового циркулятора, обеспечивающим его функционирование, является свёрнутый тройник, на основе прямоугольного волновода. В зависимости от способа формирования. существует несколько базовых конструкций свёрнутых тройников.

Волноводный Н-тройник представляет собой Т-соединение трёх волноводов в Н-плоскости [1]. Конструкция свёрнутого Н-тройника образуется при «развороте» каналов 2 – 4 в Н-плоскости до соединения их узких стенок. При подаче сигнала в канал 1 волна основ-

ного типа H_{10} возбуждает волну H_{20} в волноводе сдвоенного сечения, которая способствует появлению в каналах 2 – 4 синфазной волны H_{10} (рисунок 1а).

Волноводный Е-тройник представляет собой Т-соединение трёх волноводов в Е-плоскости. Конструкция свёрнутого Е-тройника образуется при «развороте» каналов 2 – 4 в Н-плоскости до соединения их узких стенок. При подаче сигнала в канал 3 волна основного типа H_{10} возбуждает в волноводе сдвоенного сечения волну H_{20}, которая способствует появлению в параллельных каналах 2 – 4 противофазной волны H_{10} (рисунок 1б).

Совмещение Н и Е свёрнутых тройников образует конструкцию двойного свёрнутого тройника (рисунок 1в), широко применяемого в волноводной технике (четырёхплечие фазовые циркуляторы, сумматоры, переключатели, фильтры и др.). Далее в тексте канал 1 будет называться Н-каналом, канал 3 будет называться Е-каналом.

Разработанные в различных организациях конструкции двойных свёрнутых тройников отличаются главным образом ориентацией и способом связи Е-канала с волноводом сдвоенного сечения. В конструкциях с вертикальным Е-каналом связь осуществляется через торец Е-канала, расположенного на оси широкой стенки сдвоенного волновода перпендикулярно к ней, через отверстие связи в виде полного сечения волновода (рисунок 1а) или через резонансную щель (рисунок 1б). В конструкции с горизонтальным Е-каналом, волновод Е-канала (рисунок 1в) имеет с волноводом двойного сечения общую широкую стенку, в которой прорезана щель связи.

Н-каналы отличаются лишь конструкцией согласующих элементов, расположенных в волноводе сдвоенного сечения.

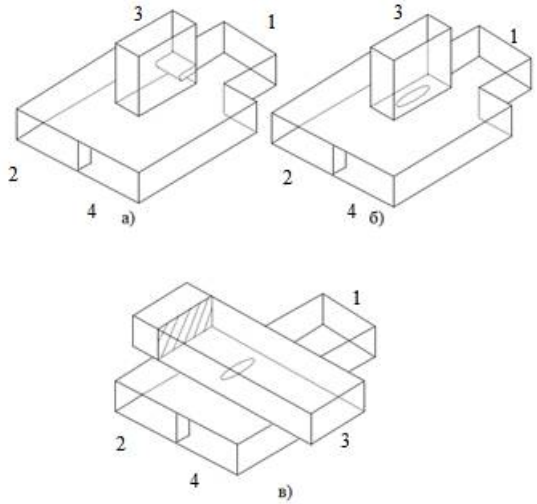


Рис. 1. Различные конструкции связи Е-канала с Н-каналом

Известные конструкции двойных свёрнутых тройников сводятся к двум вариантам: тройники с вертикальным и горизонтальным Е-каналами.

Расчетная часть

Н-канал. Н-канал состоит из входного волновода сечения $a_0 \times b$ и канала сдвоенного сечения, разделённого перегородкой толщиной t_1. Волна H_{10}, поступающая в канал 1, возбуждает в сдвоенном сечении волну H_{10}. Перепад волнового сопротивления согласуется с помощью двух промежуточных сечений (a_1, a_2) (рисунок 2). При дальнейшем прохождении в параллельных волноводах возбуждаются синфазные волны H_{10}. Перегородка между параллельными волноводами находится в максимуме электрического поля волны H_{10}, распространяющейся в сдвоенном канале, и является для неё отражающим элементом. Волна, отражён-

ная от перегородки противофазна волне, отражённой от входного сечения сдвоенного волновода и компенсирует её (¾λ_{H10} + ¾λ_{H10} + 180°).

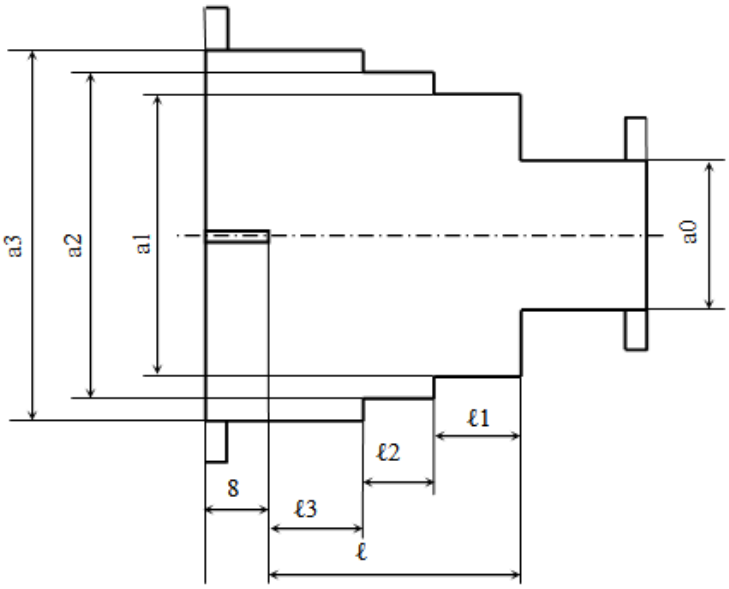


Рис. 2. Н-канал тройника

— расстояние от начала сдвоенного канала до перегородки (ℓ);

— ширина промежуточных сечений (a_1, a_2)и длины согласующих ступеней (ℓ_1, ℓ_2).

Из результатов моделирования в программе ANSYS HFSS получили следующие соотношения согласующих элементов (ступенек) Н-канала.

$$a_1/a_0 = 39/23 = 1{,}695;$$
$$a_2/a_0 = 42/23 = 1{,}826;$$
$$a_3 = 2a_0 + t_1.$$

Длины волны основного типа в прямоугольном волноводе λ_{H10} рассчитывались для каждого промежуточного сечения.

$$\lambda_{H10} = \frac{\lambda_0}{\sqrt{1-(\frac{\lambda_0}{2a_1})^2}}. \qquad (1)$$

Возьмем сечение сдвоенного участка равным a1=39 мм. Тогда

$$\lambda_{H10} = \frac{\lambda_0}{\sqrt{1-(\frac{\lambda_0}{2a_1})^2}} = \frac{32}{\sqrt{1-(\frac{32}{2\cdot 39})^2}} = 35{,}088 \text{ мм}.$$

Таблица 1. Соотношения для длин согласующих ступенек

Сечение	Длина волны H_{10} в волноводе	Длина согласующих ступеней	ℓ/λ_{H10}
a_1 = 39 мм	35,088 мм	ℓ_1 = 12 мм	0,342
a_2 = 42 мм	34,609 мм	ℓ_2 = 6 мм	0,173
a_3 = 47 мм	34,033 мм	ℓ_3 = 8,3 мм	0,244

Таким образом, суммарная электрическая длина сдвоенного канала двойного свернутого тройника составляет:

$$\ell = (0{,}342 + 0{,}173 + 0{,}244)\cdot\lambda_{H10} = 0{,}759\cdot\lambda_{H10}=24{,}3, \text{ т.е. } \sim \tfrac{3}{4}\lambda_{H10}.$$

Е-канал. Для связи Е-канала с Н-каналом мы использовали конструкцию с горизонтальным Е-каналом. Данная конструкция не уступает в электропрочности и широкополостности Е-канала тройникам со связью через резонансную щель с вертикальным расположением Е-канала.

Е-канал состоит из входного волновода 3 сечения a_0, связанного через излучающую щель связи длины «*c*», центр которой находится на расстоянии «*d*» от плоскости сочленения канала 1 и сдвоенного волновода, с каналом двойного сечения с боковыми согласующими выступами и двух параллельных волноводов сечения a_0, разделенных перегородкой, толщины t_1. Волновод канала 3 и канал сдвоенного сечения имеют общую широкую стенку толщины t_2.

В канале 3 на расстоянии $0{,}5\lambda_{H10}$ от оси щели ставится короткозамыкающий (рисунок 3) поршень, обеспечивающий надёжный контакт с широкими стенками волновода.

Поперечная щель резонансных размеров («с» немного меньше $0{,}5\lambda_0$), расположенная на расстоянии $0{,}5\lambda_{H10}$ от короткозамыкателя, является излучающей, причём её сопротивление чисто активное [2]. В сдвоенном канале излучающая щель возбуждает волну H_{20}, которая распространяется в двух направлениях. Волна H_{20}, распространяющаяся в сторону канала 1 отражается от его входного сечения, являющегося для неё запредельным. Таким образом, Е-канал по волне H_{20} развязан от Н-канала. Плоскость короткого замыкания входит несколько вглубь Н-канала. Размер «*d*» меньше четверти длины λ_{H20} в сечении a_1 сдвоенного канала и составляет по результатам экспериментальной отработки: $d = 0{,}18\lambda_{H20}$.

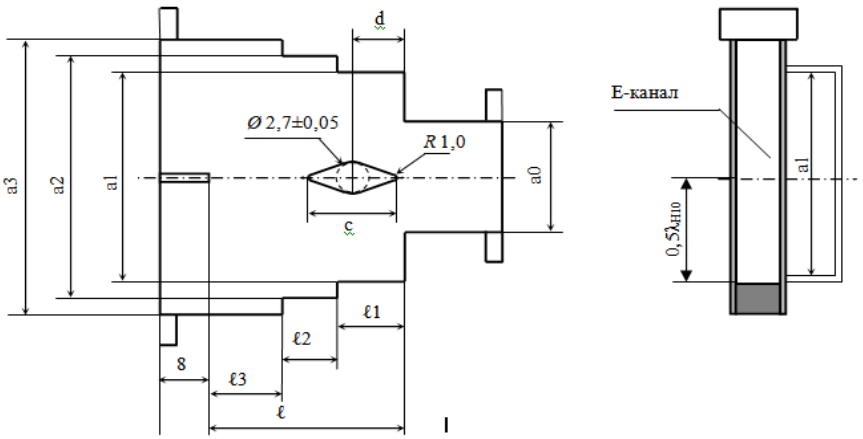


Рис. 3. Е-канал тройника

Отражённая от входного сечения Н-канала волна H_{20} складывается в фазе с волной H_{20}, распространяющейся от щели в сторону параллельных каналов. Перегородка между параллельными каналами находится в нулевом электрическом поле волны H_{20} и не влияет на согласование Е-канала. Согласующие ступеньки в сдвоенном канале существенно влияют на согласование Е-канала, причём их размеры более критичны для Е-канала, чем для Н-канала. Условия распространения, обусловленные размерами поперечных сечений и длинами согласующих ступенек в силу различия длин волн H_{10} и H_{20} , разные. Поэтому выбор ступенек, определяющий согласование и потери по обоим каналам (Е и Н) должен вестись с одновременным как по Н так и по Е каналам. Длина волны в волноводе λ_{H20} рассчитывалась:

$$\lambda_{H20} = \frac{\lambda_0}{\sqrt{1-(\frac{\lambda_0}{a_1})^2}}. \qquad (2)$$

При сечении сдвоенного участка равным a1=39.

$$\lambda_{H20} = \frac{\lambda_0}{\sqrt{1-(\frac{\lambda_0}{a_1})^2}} = \frac{32}{\sqrt{1-(\frac{32}{39})^2}} = 55{,}981 \text{ мм}.$$

Экспериментальная отработка требует контроля КСВ Е и Н каналов и выбор оптимальных размеров ступенек, обеспечивающих нам лучшие характеристики одновременно обоих каналов. В параллельных каналах 2 – 4 волна H_{20} возбуждает противофазные волны H_{10}.

По результатам моделирования Е-канала получены следующие соотношения:

— длина щели связи $c < \sim 0{,}5\lambda_0$ (при настройке Е-канала тройника по КСВ увеличение длины щели смещает полосу настройки в сторону нижних частот, увеличение ширины щели – в сторону верхних частот).

— расстояние от центра щели до входной плоскости Н-канала $d = 0{,}18\lambda_{1H20}$

— размеры промежуточных сечений сдвоенного канала (a_1, a_2) и длины ступенек (ℓ_1, ℓ_2) отрабатывались одновременно для Е и Н каналов.

Моделирование тройника в программе ANSYS HFSS представлено на рисунке 4 и полученные результаты измерения КСВ Е канала, представлены на рисунке 5:

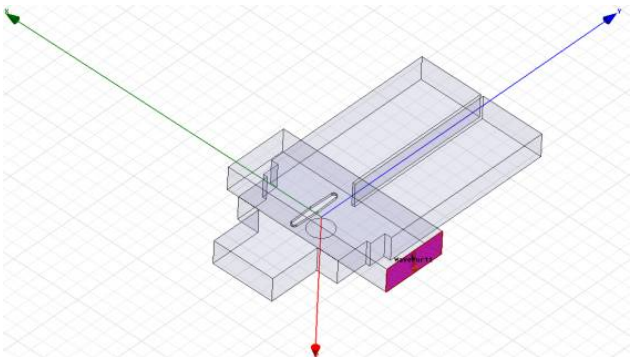


Рис. 4. Модель тройника

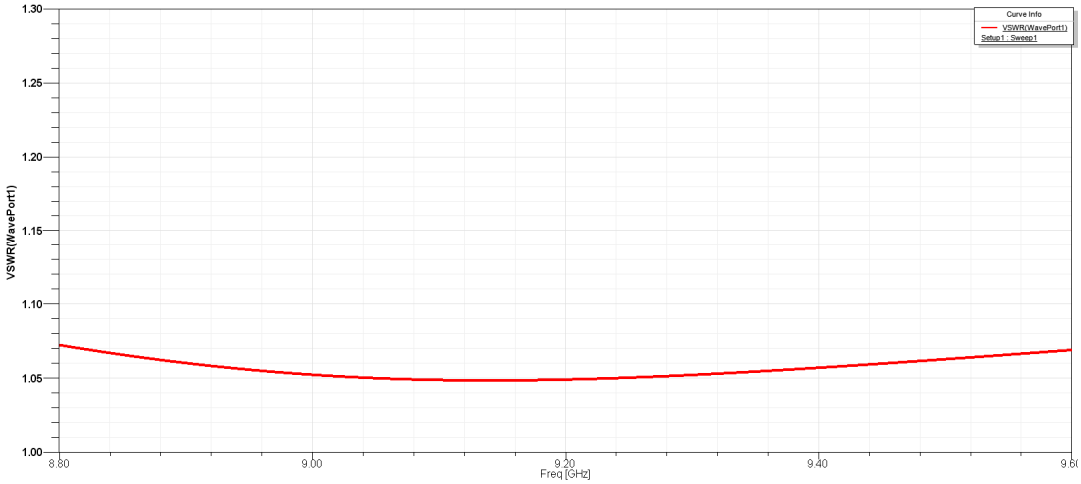


Рис. 5. КСВ Е канала тройника

По результатам моделирования, показанным на рисунке 5, можно сказать, что при прохождении ответвленного сигнала в Е-канал, он будет подвержен малым потерям, благодаря малому значению КСВ порядка 1,07.

Для расширения полосы Н-канала двойного свернутого тройника по КСВ (рисунок 6) за исходные взяты размеры тройника с узкой полосой. После моделирования было изменено расстояние ℓ с 26,3 на 27,9 мм. Это позволило расширить полосу в сторону нижних частот при некотором ухудшении на высоких частотах. Для расширения полосы в сторону высоких частот введен дополнительный настроечный элемент – емкостной согласующий элемент, расположенный на оси широкой стенки сдвоенного волновода на расстоянии 9 мм от торца сдвоенного канала. Размеры согласующего элемента $Ø = 10$, $h = 1{,}3$. Подстройкой с помощью указанного элемента удалось опустить КСВ на высоких частотах (компенсация отражения от перегородки). Полоса по уровню КСВ = 1,5 от 8,5 до 11 ГГц при сохранении прежних характеристик в рабочей полосе, по уровню 1,3.

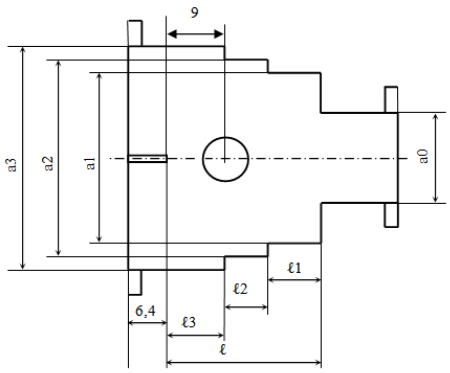


Рис. 6. Конструкция двойного свернутого тройника с расширенной полосой

При моделировании в программе HFSS тройника с расширенной полосой (рисунок 7) получим результаты КСВ Н канала представленные на рисунке 8:

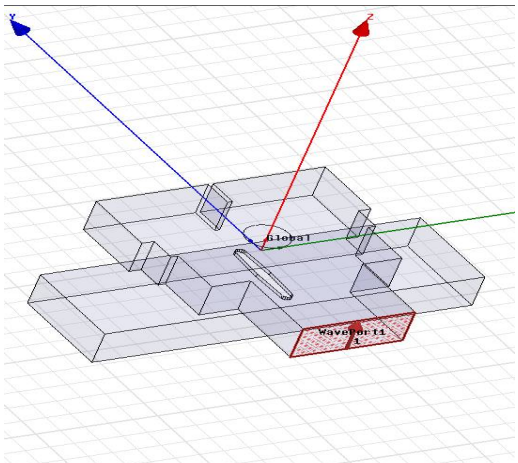


Рис. 7. Модель тройника с расширенной полосой Н канала

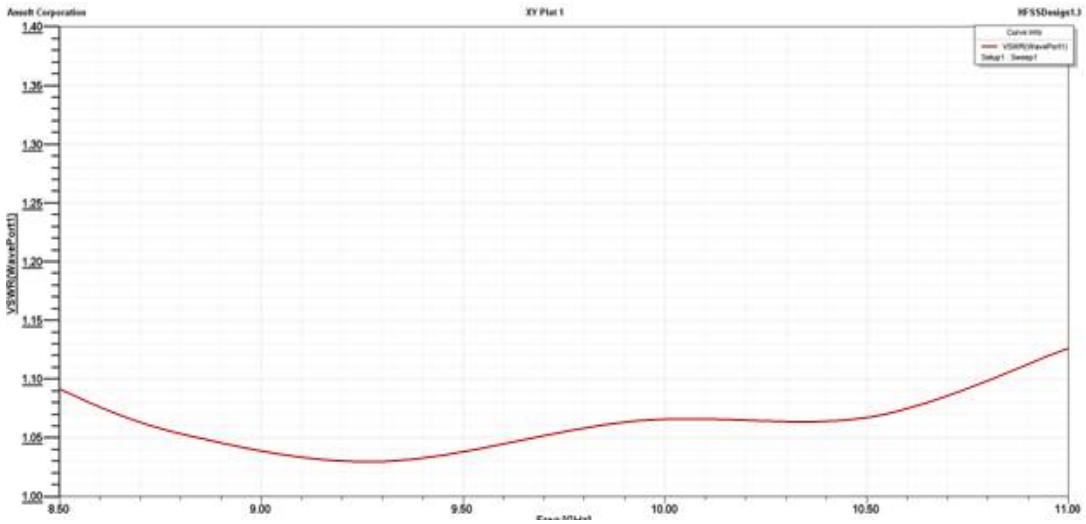


Рис. 8. КСВ Н канала тройника в расширенной полосе частот

По результатам моделирования, показанным на рисунке 8, можно сказать, что при прохождении ответвленного сигнала в Н-канал, он будет подвержен малым потерям, благодаря малому значению КСВ порядка 1,07. Благодаря доработанной конструкции тройника мы получили удовлетворяющее нас значение КСВ (порядка 1,13) практически во всем частотном диапазоне, используемом сечением волновода 23 × 10.

Заключение

Двойные свернутые тройники данной конструкции могут быть использованы в фазовых циркуляторах авиационной и космической техник, вследствие их механической прочности, надежности и устойчивости к ударным и вибрационным нагрузкам.

В данной работе произведен расчет и экспериментальное исследование, в результате которого мы получили значения КСВ. Так в диапазоне частот 8,8 – 9,6 ГГц значение КСВ Е-канала составляет 1,07. При этом в диапазоне частот 8,8 – 11 ГГц значение КСВ Н-канала составляет 1,12.сигнал обзора не попадает в канал подсвета, благодаря подавлению сигнала обзора на 60 дБ на частоте подсвета.

Эксперимент показал, что спроектированное волноводный двойной свернутый тройник может быть использован практически, в реальных устройствах.

Библиографический список

1. Неганов В.А. Устройства СВЧ и антенны [Текст] / В. А. Неганов, Д. С. Клюев, Д. П. Табаков ; под ред. В. А. Неганова. - Москва : URSS, 2013

2. Воскресенский Д.И. Антенны и устройства СВЧ [Текст] / Д.И. Воскресенский, В. Л. Гостюхин, В. М. Максимов, Л. И. Пономарев Издательство «Радиотехника», 2006г.

3.Мейнке Х. Радиотехнический справочник, т.1[Текст] / Х. Мейнке, Ф.В. Гудлах, Государственное энергетическое издательство, 1960г.

УДК 621.396; ГРНТИ 49.43

РАССМОТРЕНИЕ МЕТОДИК ОЦЕНКИ ЭМС РЭС

А.В. Егоров, Д.Д. Иваненко

Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина, Российская Федерация, Рязань

Аннотация. В данной работе рассматривается вопрос влияния различных радиоэлектронных средств друг на друга, а также анализируется методика оценки электромагнитной совместимости.

Ключевые слова: радиоэлектронные средства, электромагнитная совместимость, помехи.

CONSIDERATION OF METHODS FOR ASSESSING EMS RES

A.V. Egorov, D.D. Ivanenko

Ryazan state radio engineering University named After V. F. Utkin, Ryazan, Russian Federation

Annotation. This paper examines the influence of various electronic devices on each other, and also analyzes the method of evaluating electromagnetic compatibility.

Keywords: radio- electronic means , electromagnetic compatibility, interference.

В настоящее время число радиоэлектронных средств (РЭС) стремительно возрастает. Их одновременное функционирование в ограниченном объеме радиочастотного ресурса приводит к возникновению взаимных помех, снижающих показатели качества функционирования РЭС. Это доказывает, что при проектировании РЭС следует учитывать условия их эксплуатации, в том числе и электромагнитную обстановку. Электромагнитная обстановка (ЭМО) - это совокупность электромагнитных излучений в точке или районе, где размещается (или предполагается разместить) РЭС [1]. Для обеспечения совместного функционирования различных радиоэлектронных средств, в том числе в составе телекоммуникационных систем, требуется грамотное проектирование сети и выбор места размещения РЭС. В процессе согласования условий совместной работы РЭС оценка электромагнитной обстановки радиоэлектронных средств является неотъемлемой и важной частью.

Анализируя различные РЭС и их взаимное влияние, используют несколько видов оценок ЭМС РЭС – парная, групповая и комплексная. При парной оценке ЭМС осуществляется учет воздействия помех, создаваемых одним источником (в частности радиопередающим устройством) на один рецептор (радиоприемное устройство). При групповой оценке ЭМС осуществляется учет помеховых воздействий, возникающих при одновременном функционировании нескольких источников на один рецептор. При комплексной оценке ЭМС анализируется совместимость в группе рецепторов помех при взаимодействии с группой источников, с учетом функциональных связей в этих группах. Каждая из этих оценок базируется на основных характеристиках источников и рецепторов помех, однако, в разных случаях количество взаимодействующих РЭС отличается. Наиболее простым подходом является парная методика оценки ЭМС РЭС, на которой могут базироваться групповая и комплексная, не являясь, в тоже время, простой совокупностью парных оценок.

Общая методология парных оценок ЭМС доступна для всех и активно используется [2]. В то же время, специфические свойства РЭС различных радиослужб подтверждает необходимость внесения в общую методологию некоторых дополнений и изменений. Они могут влиять на список исходных данных взаимодействующих между собой РЭС, критерии обеспечения ЭМС, модели распространения радиосигналов и некоторые особенности учета методов снижения воздействия помех.

Существующие методики оценки ЭМС РЭС

Методики оценки ЭМС РЭС используются радиочастотной службой РФ при проведении экспертизы о возможности использования заявленных РЭС, при совместном функционировании с действующими или планируемыми для использования РЭС, а также при разработке планов частотно-территориального размещения РЭС. Данные расчеты должны выполняться по методикам, утвержденным Государственной комиссией по радиочастотам (ГКРЧ). В настоящий момент в Российской Федерации существует несколько методик оценки ЭМС РЭС, которые определены на сайте ГКРЧ. К ним относятся [3]:

- Методика расчета электромагнитной совместимости между радиоэлектронными средствами сетей беспроводного доступа и земными станциями фиксированной спутниковой службы гражданского применения в полосе частот 3400-4200 МГц;
- Методика расчета ЭМС РРЛ прямой видимости с наземным РЭС гражданского назначения частоты выше 1ГГц;
- Методика расчета ЭМС систем абоненского радиодоступа и беспроводной передачи данных с другими РЭС гражданского применения на территории РФ, работающих в общих полосах частот диапазоне от 1 ГГц до 30 ГГц;
- Методика расчета ЭМС основных типов (групп) РЭС систем СПС с другими типами (группами) РЭС гражданского назначения, работающих в общих полосах частот в диапазонах 160 МГц, 450 МГц, 900 МГц и 2 ГГц.

Методики содержат ряд рекомендаций по выбору исходных данных и определенных значений технических характеристик (описание диаграммы направленности (ДН) антенн, АЧХ радиотрактов и т. д.), по которым может отсутствовать информация в заявочных или разрешительных документах.

Условие ЭМС между различными РЭС считается выполненным, если будет одновременно обеспечена ЭМС одной станции, рассматриваемой как потенциальный источник помех, и другой станции, рассматриваемой как рецептор помех. Исходя из этого, проблема оценки ЭМС (при использовании определенной методики) может быть сведена, например, к поэтапному рассмотрению дуэльных помеховых вариантов взаимной работы каждой, работающей наземной станции сети беспроводного доступа и земной станции фиксированной спутниковой связи.

Общий алгоритм оценки ЭМС РЭС

Рассмотрим более подробно общую методику оценки ЭМС. Для проведения следующих вычислений необходимы исходные данные о параметрах и тактико-технические характеристики оборудования источника и рецептора.

Общие исходные данные:

- Азимут направления главной оси ДН антенны источника и рецептора;
- Географические координаты места установки (Широта, Долгота);
- Угол места направления главной оси ДН антенны источника и рецептора.

Параметры антенн и фидерных трактов:

- Коэффициент усиления антенны источника;
- Потери фидера источника и рецептора;
- Описание ДН источника и рецептора;
- Рабочая частота;
- Частотная характеристика антенно-фидерного тракта;
- Высота подъема фазового центра антенны над поверхностью Земли;
- Ослабление взаимного влияния антенн за счет применения искусственных и естественных экранов и пр.

Параметры источника и рецептора помех:

- Тип модуляции;
- Скорость передачи данных;
- Скорость кодирования;
- Класс излучения;
- Максимальная/минимальная мощность излучения передатчика на канал;
- Количество одновременно работающих каналов;
- Относительный уровень побочных излучений;
- Огибающая спектра для оценки внеполосного излучения.
- Эквивалентная шумовая температура;
- Пороговая чувствительность;
- Реальная чувствительность;
- Максимальный уровень сигнала на входе МШУ (по блокировке);
- Шаг сетки;
- Дуплексный разнос;

В процессе решения проблемы обеспечения электромагнитной совместимости РЭС важным пунктом является правильный и рациональный выбор необходимого критерия выполнения ЭМС. Основным показателем критерия качества для аналоговых систем передачи является отношение сигнал/шум, а для цифровых – BER (коэффициент битовых ошибок). Однако, во множестве ситуаций под критерием обеспечения ЭМС подразумевается комплексное правило, при выполнении которого обеспечивается нужное качество функционирования взаимодействующих РЭС в условиях воздействия непреднамеренных помех. Комплексность правила позволяет учитывать взаимное влияние РЭС друг на друга. Перед тем, как переходить к выбору критерия защиты определенного РЭС представляется целесообразным проанализировать влияние помеховых воздействий на процесс его функционирования. Исходя из проведенного анализа, выбирается критерий, походящий для данного случая.

Далее, на основании технических характеристик, производятся общие расчеты, в частности:

- Расстояние между мешающим и затронутым РЭС;
- Частотная расстройка (ΔF);
- Азимут и угол места между затронутыми РЭС.

На следующем этапе составляется уравнение мощности помехи. Просчет реально создаваемых уровней помех происходит исходя из уравнения радиолинии, которое устанавливает взаимосвязь частотных, энергетических и пространственных параметров РЭС полезного сигнала (в данном случае - рецептора радиопомех) и помеховых сигналов (источников непреднамеренных помех). За основу оценки ЭМС принимается последовательный анализ так

называемых «дуэльных» ситуаций. Например, в качестве источника помех рассматривается РЭС беспроводного доступа земная, а рецептора – станция фиксированной спутниковой службы (ЗС ФСС). Для данной ситуации необходимо оценить ожидаемый уровень помех в полосе пропускания рецептора с учетом всех факторов ослабления их на пути распространения от источника к рецептору. Для этого используется уравнение мощности (формула 1) ожидаемой помехи в полосе демодулятора ЗС ФСС:

$$P_{ож} = P + G_{ЗС}(\varphi) + \eta_{ЗС} + OCR(\Delta F) - L(d, h_{ЗС}, h_{РЭС}, p) - \Delta Z - L_{пол}, \quad (1)$$

где P - эквивалентная изотропно излучаемая мощность;

OCR(ΔF) - коэффициент ослабления воздействия непреднамеренной помехи за счет частотного разноса, а также несовпадения ширины полосы приемника и мешающего радиосигнала;

$L(d, h_{ЗС}, h_{РЭС}, p)$ - потери при распространении мешающего сигнала;

ΔZ - ослабление радиопомехи за счет применения методов уменьшения помех;

$L_{пол}$ - ослабление воздействия радиопомехи в следствие несовпадения поляризации антенн источника и рецептора.

В Рекомендации МСЭ-Р SM.337-4 приводится точная формула (формула 2) для расчета коэффициента ослабления воздействия мешающей помехи за счет частотного разноса и разной ширины полосы приемника и мешающего радиосигнала:

$$OCR(\Delta F) = 10 \log \frac{\int_{-\infty}^{+\infty} P(f)|H(f+\Delta F)|^2 df}{\int_{-\infty}^{+\infty} P(f) df}, \quad (2)$$

где P(f) - спектральная плотность мощности мешающего сигнала (Вт/Гц);

H(f) - эквивалентная амплитудно-частотная характеристика приемника, подверженного помехе;

ΔF - частотный разнос между приемником, испытывающим помеху и мешающим передатчиком.

Важной частью расчета является затухание мешающего радиосигнала на трассе распространения. В частности учитывается рассеивание и ослабление сигнала-помехи в атмосфере, рефракцию, затенение, факторы осадков и пр. Исходя из выбранной модели распространения сигнала, проводится расчет коэффициента ослабления.

При невыполнении условия ЭМС следует применять технические или организационные меры для устранения коллизий. В частности, рекомендованные исследовательскими комиссиями МСЭ-Р для обеспечения ЭМС в полосе частот 3400-3600 мероприятия, заключаются в применении искусственных и естественных экранов, применение секторных антенн, увеличение частотной расстройки между радиосигналами затронутого и мешающего РЭС.

Кратко алгоритм оценки ЭМС представлен на рисунке.

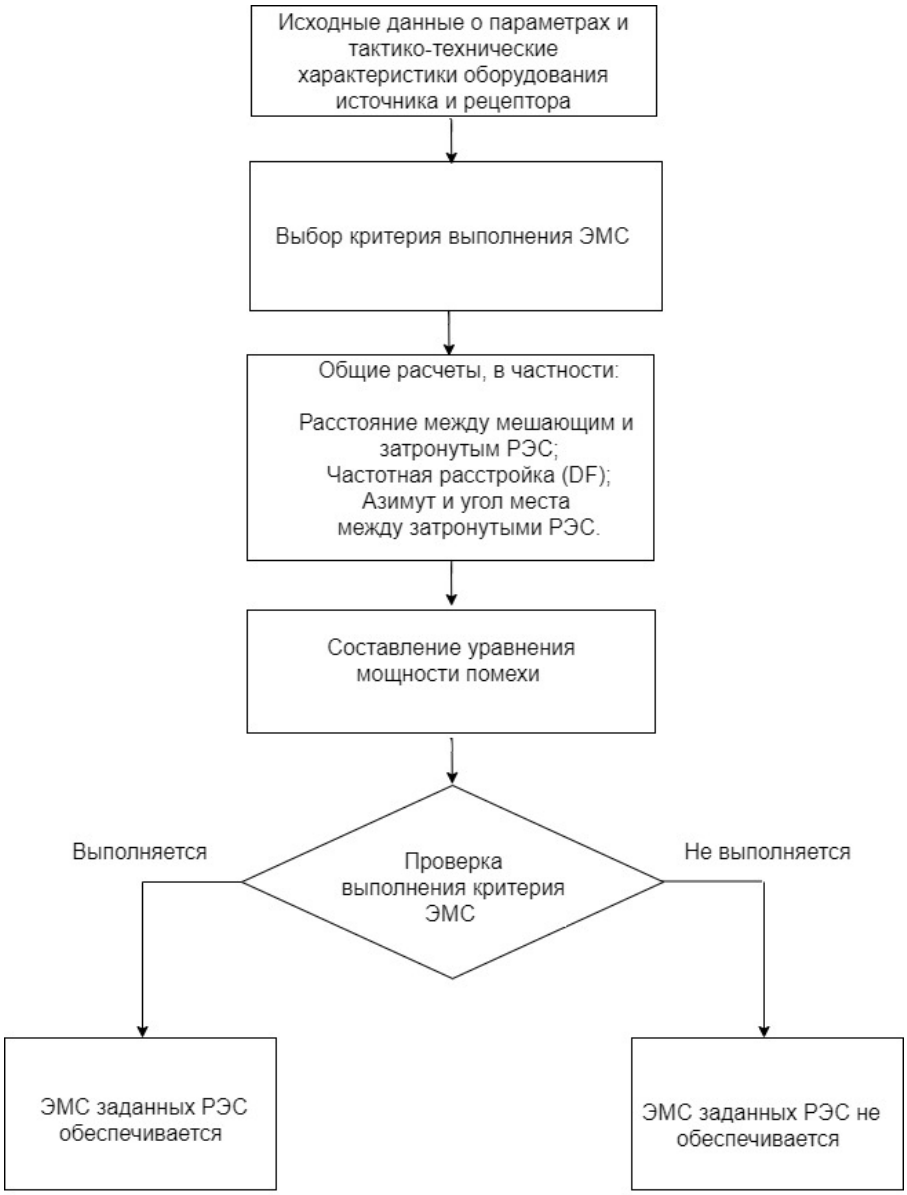


Рис. Блок схема алгоритма оценки ЭМС РЭС

Сегодня актуальным является выбор и подробный анализ каждой из рекомендованных методик оценки ЭМС РЭС, так как повышается востребованность ряда диапазонов одновременно несколькими радиослужбами, что требует их совмещения в допустимом качестве функционирования. Получив результат и, на его основании, скорректировав частотные планы, в дальнейшем будет возможно использование большего числа РЭС без влияния их друг на друга. Основная проблема реализации – это недостаток априорной информации о параметрах РЭС, в частности, статистический разброс характеристик антенных систем и их пространственной ориентации, избирательностей трактов приема и передачи, зависимость условий распространения радиоволн от климатических условий. Эти факторы являются причиной вероятностного подхода к построению методики оценки ЭМС. В этом случае при оценке вероятности нарушения ЭМС следует учитывать различные ситуации по пространственному, частотному и временному соотношению между рецептором и источником помехи, имеющие различные вероятности возникновения.

Библиографический список

1. В.И. Ефанов, А.А. Тихомиров Электромагнитная совместимость радиоэлектронных средств и систем Учебное пособие – Томск: Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники, 2012 – 228 с.

2. Управление радиочастотным спектром и электромагнитная совместимость радиосистем. Учебн. пособие / Под ред. д.т.н., проф. М.А. Быховского. — М.: Эко-Трендз, 2006 — 376 с.: илл.

3. Электронный ресурс [http://www.grfc.ru/grfc/], сайт ГКРЧ (дата посещения – 20.02.2020).

УДК 004.942; ГРНТИ 49.29.14

СТАТИСТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ РАДИООБСТАНОВКИ В УСЛОВИЯХ МЕЖСИСТЕМНЫХ ПОМЕХ

А.В. Карпухина

Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина, Российская Федерация, Рязань, SashaAndAlex2011@yandex.ru

Аннотация. В работе рассматривается статистическое моделирование радиообстановки при учете воздействия межсистемных помех. Приводятся особенности межсистемных помех, причины их возникновения, а также их влияние на радиообстановку. Рассматриваются факторы, которые необходимо учитывать при моделировании электромагнитной обстановки.

Ключевые слова: межсистемные помехи, причины возникновения межсистемных помех, электромагнитная обстановка, радиообстановка, статистическое моделирование радиообстановки.

STATISTICAL MODELING OF RADIO SUBSTITUTION IN CONDITIONS OF INTERSYSTEM INTERFERENCE

A.V. Karpuhina

Ryazan State Radio Engineering University named after V.F. Utkin, Russia, Ryazan, SashaAndAlex2011@yandex.ru

The summary. The paper considers statistical modeling of radio environment when taking into account the impact of intersystem interference. The features of intersystem interference, the causes of their occurrence, and their influence on radio placement are given. Factors that need to be taken into account when modeling the electromagnetic environment are considered.

Keywords: intersystem interference, causes intersystem interference, electromagnetic environment, radio environment, statistical modeling.

При проектировании радиотехнической системы важно учесть ряд исходных условий, влияющих на построение системы радиосвязи, а также радиообстановку в целом. Для этого часто используют различные статистические модели. Рассмотрим понятие радиообстановки и факторы, которые необходимо учитывать при проектировании радиотехнической системы.

Электромагнитной обстановкой (ЭМО) или радиообстановкой принято называть совокупность условий воздействия мешающих сигналов (МС) от систем радиосвязи (СРС) в рассматриваемой полосе частот, влияющих совместно с полезным сигналом (ПС) на качество функционирования данной СРС [1]. При этом известно, что влияние МС может приводить к ухудшению качества функционирования системы, подверженной их воздействию.

МС подразделяют, в том числе, на внутрисистемные и межсистемные помехи. При межсистемной электромагнитной совместимости (ЭМС) рассматриваются МС между различными СРС, приемопередатчики которых также работают на одинаковых частотах. Однако в общем случае проблемы межсистемной ЭМС могут возникать и по причине возникновения внеполосных МС за счет их излучения мощными радиопередатчиками на гармониках или в виде интермодуляционных помех.

Проблема как внутрисистемной, так и межсистемной ЭМС обусловлена, как правило, экономией частотного ресурса (полосы радиочастот), выделяемого различным СРС. Последнее достигается таким простым организационно-техническим способом, как повторное использование рабочей полосы, при котором одни и те же частоты назначаются приемопередатчикам различных станций сложной СРС или приемопередатчикам двух или более разных СРС. При этом, чем больше число повторений частот в некоторой полосе, используемой на территории определенного региона, тем сложнее в ней ЭМО, больше возникает МС и сложнее обеспечить ЭМС [1].

СРС и радиоэлектронные средства (РЭС) в соответствии с Регламентом Радиосвязи могут работать в совмещенных полосах частот в регионах размещения станций цифровой радиорелейной линии (ЦРРЛ) и, следовательно, являться потенциальными источниками межсистемных помех или подвергаться межсистемным помехам от станций этой ЦРРЛ. При этом конкретные условия ЭМО по числу, типу МС и их направлениям распространения могут быть весьма разнообразны, что указывает на существенную сложность решения проблемы межсистемной ЭМС.

Основными причинами возникновения межсистемных МС являются:

- особенности распространения электромагнитных волн в пространстве;
- специфические свойства атмосферы и поверхности Земли, влияющие на распространение электромагнитных волн.

Надежное прогнозирование уровней межсистемных помех требует учета большого разнообразия типов их распространения, параметров трасс и механизмов распространения радиоволн. При этом в некоторые периоды времени на определенном расстоянии от передающей станции наблюдаются преобладания того или иного механизма распространения или одновременно действуют нескольких механизмов распространения межсистемных МС. Принято различать механизмы распространения данных помех двух типов: тип 1 — в плоскости большого круга; тип 2 — вне плоскости большого круга. Под плоскостью большого круга понимается плоскость, проходящая через центр Земли, точку расположения радиостанции, являющейся источником межсистемных помех, и точку расположения радиостанции, подверженной влиянию этих межсистемных МС [1].

К механизму распространения межсистемных помех типа 1 относятся следующие основные пять видов:

- распространение в пределах прямой видимости;
- распространение за счет дифракции;
- дальнее тропосферное распространение;
- распространение в приземном тропосферном волноводе;
- распространение путем отражения и преломления слоистыми неоднородностями тропосферы;

К механизму распространения межсистемных помех типа 2 относится распространение за счет рассеяния энергии радиоволн дождевыми частицами либо каплями в общем объеме рассеяния, аналогично как при дальнем тропосферном распространении, однако при этом объем рассеяния расположен вне плоскости большого круга.

Статистическое моделирование радиообстановки

Под электромагнитной обстановкой или радиообстановкой будем понимать аддитивную смесь излучений, полученную за счет одновременной работы РЭС и других источников межсистемных помех в точке расположения приемного устройства рассматриваемой радиотехнической системы.

Обратим внимание на значительное разнообразие частотно-время-пространственных характеристик помех и многочисленность их источников. Индивидуальные свойства каждого из них необходимо учитывать для оценки воздействия межсистемных помех на радиотехни-

ческие средства, расположенные как в непосредственной близости от источника, так и на значительном расстоянии от него, а также для разработки эффективных мер защиты от данных помех [2].

Всё разнообразие исходных условий, возникающих при функционировании СРС, может быть учтено при использовании двухкомпонентной и многокомпонентной моделей радиообстановки.

Для наиболее простых ситуаций, в случае отсутствия помех при функционировании СРС, следует использовать двухкомпонентную модель радиообстановки, которая описывается следующим соотношением [3]:

$$y_n(t) = S(t) + n(t),$$

где $S(t)$ - связной сигнал;

$n(t)$ - внутренний шум линейного тракта приемника СРС;

$y_2(t)$ - аддитивная смесь $S(t)$ и $n(t)$.

Для ситуаций, когда на входе линейного тракта приемника СРС присутствует разнообразные помехи, следует использовать многокомпонентную модель радиообстановки, которая описывается следующим соотношением [3]:

$$y_n(t) = S(t) + \sum_{i=1}^{n-2} P_i(t) + n(t),$$

где $P_i(t)$ - i-я радиопомеха;

n - количество межсистемных помех;

$y_n(t)$ — процесс, описывающий радиообстановку.

Для решения задач ЭМС необходимо спроектировать ЭМО, позволяющую наглядно получить зависимости влияния совместно работающих РЭС друг на друга.

В условиях массового воздействия помех только вероятностно-статистический аппарат может быть пригоден для решения подобного рода задач.

Для моделирования ЭМО необходимо знать ряд факторов: относительное расположение источников межсистемных МС; энергетические характеристики межсистемных помех; параметры помех в определенных диапазонах; количество источников, создающих радиопомехи. Подобная модель необходима для возможности количественно оценить ухудшение тактико-технических характеристик исследуемой радиотехнической системы [3]. На рисунке 1 изображена модель территориального расположения РЭС.

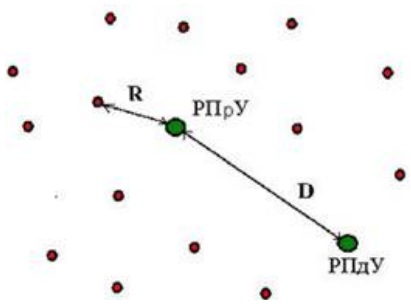


Рис. 1. Территориальная модель радиообстановки

Приведенная модель содержит радиопередающее (РПдУ) и радиоприемное (РПрУ) устройства, которые разнесены на расстояние D, близкое к максимальному для исследуемой

радиотехнической системы. Таким образом, на радиоприемное устройство поступает полезный сигнал на фоне n излучений от других РЭС, которые в данном случае являются мешающими. Приёмнику необходимо выделить полезный из полученной смеси излучений. В основе такого выделения лежит различие характеристик сигнала и помех.

Интересующие параметры радиосигналов подразделяют на энергетические и неэнергетические. К неэнергетическим параметрам можно отности следующие: несущая частота, поляризация, направление прихода по азимуту и углу места, временные характеристики. Среди энергетических параметров выделяют: энергию сигнала, его мощность, напряженность поля, плотность потока мощности, силу тока, напряжение и так далее [2].

Каждый радиосигнал можно представить рядом параметров $x_1, x_2,... x_n$, каждый из которых принимает значения в некоторых возможных диапазонах $D_{x1}, D_{x2},... D_{xn}$. Следовательно, каждый радиосигнал можно изобразить как точку внутри воображаемого n-мерного прямоугольного параллелепипеда (рисунок 2) со сторонами $D_{x1}, D_{x2},... D_{xn}$. Координаты полученной точки будут определяться параметрами $x_1, x_2,... x_n$. Если на рассматриваемое приёмное устройство может прийти сигнал от N источников излучения, то внутри подобного параллелепипеда изображают N точек.

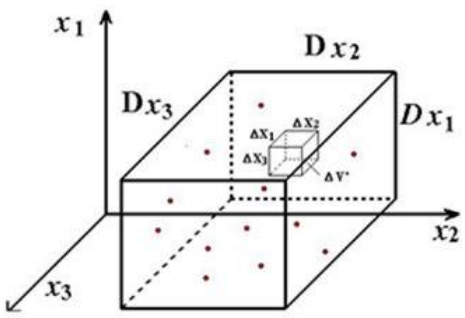


Рис. 2. Распределение случайных точек внутри n-мерного параллелепипеда при n=3

Координаты каждой точки являются случайными, а плотность заполнения неравномерной. Ее можно описать n-мерной плотностью распределения $w_n(x_1,x_2,...x_n)$ параметров $x_1,x_2,...x_n$.

Для многих случаев, встречаемых в реальном мире, параметры $x_1, x_2,... x_n$ независимы друг от друга. В результате этого n-мерную плотность распределения параметров можно представить как произведение одномерных плотностей по отдельным параметрам $w_n(x_1,x_2,....x_n) = w(x_1)\ w(x_2)\ .....w(x_n)$.

В рассматриваемом n-мерном параллелепипеде, общий объём которого вычисляется по формуле:

$$V = D_{x1}D_{x2}...D_{xn} = \prod_{i=1}^{n} D_{xi},$$

можно выделить относительно малый объём $\Delta V' << V$, охватывающий точку $(x'_1,x'_2,...x'_n)$, с ребрами параллельными осям координат. По каждой из осей этот объём будет занимать отрезок ΔX_i, а сам объём, вычисленный по формуле:

$$\Delta V' = \Delta X'_1\ \Delta X'_2...\Delta X'_i = \prod_{i=1}^{n} \Delta X_i,$$

можно представить как обобщенную полосу пропускания n-мерного фильтра состоящего из n фильтров по отдельным параметрам с полосой пропускания ΔX_i. Будем считать, что все фильтры идеальные, т.е. имеют прямоугольную характеристику избирательности. Таким образом, в обобщённом объёме V, заполненным системой случайных точек с распределением $w_n(x_1,x_2,...x_n)$, с помощью n-мерного фильтра выделена обобщённая полоса прозрачности [2].

В большинстве случаев распределение неэнергетических параметров внутри их возможных диапазонов изменения возможно описать равномерным законом. При этом вероятность попадания случайной величины в полосу равна $P(\Delta X) = \Delta X / D_x$.

Моделирование радиообстановки с использованием вероятностно-статистического аппарата помогает при решении задач проектирования систем радиосвязи. Правильно составленная модель с учетом ряда факторов отражает наиболее существенные особенности электромагнитной обстановки и позволяет количественно оценить ухудшение тактико-технических характеристик исследуемой радиотехнической системы.

Таким образом, одним из важных факторов, которые необходимо учитывать при проектировании радиотехнической системы, являются межсистемные помехи.На основе вышеизложенного материала планируется построить многокомпонентную модель радиообстановки с учетом параметров межсистемных помех, которые поступают на вход линейного тракта приемника проектируемой радиотехнической системы. При этом предполагается, что такие параметры межсистемных МС, как частоты сигнала, модуляция, энергетические характеристики и другие, совпадают либо близки по своему значению к параметрам полезного сигнала.

Решение поставленной задачи позволит оценить существующую радиообстановку отпределенной местности и улучшить тактико-технические характеристики проектируемой радиотехнической системы, облегчит ее построение и выбор ряда параметров.

Библиографический список

1. Основы проектирования цифровых радиорелейных линий связи. Учебное пособие для вузов / М.А. Быховский, Ю.М. Кирик, В.И. Носов и др.; Под ред. профессора М.А. Быховского. – М.: Горячая линия–Телеком, 2014. – 332 с.

2. Кереселидзе Е.В. Электромагнитная совместимость радиоэлектронных средств: Учебно-методическое пособие по дисциплине «Электромагнитная совместимость» для студентов радиотехнических специальностей заочной и дистанционной форм обучения – Мн.: БГУИР, 2005. – 102 с.

3. Дятлов А.П., Дятлов П.А. Анализ и моделирование обнаружителей и демодуляторов связных сигналов: Учебное пособие. – Таганрог: Изд-во ТРТУ, 2005. – 176 с.

УДК 621.391; ГРНТИ 49.03.03

ОЦЕНКА КАЧЕСТВА И ЭФФЕКТИВНОСТИ ВИРТУАЛЬНОГО МУЗЕЯ

А.Б. Борисенко*, В.А. Немтинов*, Ю.В. Немтинова*,, С.В. Трюфилькин***
**Тамбовский государственный технический университет,*
Россия, Тамбов, nemtinov@mail.gaps.tstu.ru,
***Тамбовский государственный университет им. Г.Р. Державина,*
Россия, Тамбов, jnemtinova@hotmail.com

Аннотация. Рассмотрен подход к оценке качества и эффективности виртуального музея на на основе инструментов Google Analytics, который проиллюстрирован на примере музея памятных мест Тамбовского края, связанных с пребыванием в них известных деятелей России.
Ключевые слова: оценка качества и эффективности, виртуальный музей, инструменты Google Analytics.

EVALUATING THE QUALITY AND EFFECTIVENESS OF A VIRTUAL MUSEUM

A.B. Borisenko*, V.A. Nemtinov*, Yu.V. Nemtinova*,, S.V. Trufilkin***
** Tambov state technical University,*
Russia, Tambov, nemtinov@mail.gaps.tstu.ru,
*** Tambov state University. G. R. Derzhavina,*
Russia, Tambov, jnemtinova@hotmail.com

Abstract. An approach to assessing the quality and effectiveness of a virtual Museum based on Google Analytics tools is considered. this approach is illustrated by the example of a Museum of memorable places in the Tambov region associated with the stay of famous Russian figures in them.
Keywords: quality and efficiency assessment, virtual museum, Google Analytics tools.

Цель контроля качества в любой сфере деятельности заключается в стремлении к её совершенствованию. Не является исключением и музейная деятельность. При этом одной из проблем является выбор показателей и критериев оценки, характеризующих эффективность и результативность музейной деятельности, а также влияние музеев на общество. Можно выделить следующие главные функции музеев: функции собрания, сохранения и документирования, а также функции изучения, образования и воспитания. Музеи являются некоммерческими организациями (nonprofit organization), призванными служить обществу и способствовать его развитию. Поэтому применение исключительно экономических критериев для оценки их деятельности не может быть приоритетным.

Одним из способов оценки является использование статистических показателей. В 2016 году был опубликован первый международный стандарт музейной статистики (ISO 18461) [1]. Этот стандарт определят процедуры сбора данных о типах, управлении и финансировании музеев, а также музейных коллекций, услуг, ресурсов и объектов. Некоторые из предлагаемых статистических методов оценивают деятельность музеев не только количественно, но и качественно. Например, процентная доля всех экспонатов в музейной коллекции, для которых доступны архивные записи с возможностью поиска в сети Интернет; процентная доля всех экспонатов в музейной коллекции, выставляемых постоянно, или только в определенные дни.

Также можно отметить такие статистические показатели деятельности музеев, как количество повторных посещений, количество и процент посещений иностранными туристами, количество и процент взрослых посетителей, имеющих хронические болезни, инвалидность или физические дефекты; количество и процент визитов профессионалов; количество исследовательских проектов, финансируемых из внешних источников; количество научных стипендий и обменов; численность аспирантов на совместных программах, основанных музеем и др.

Другим интересным аспектом является определение качества восприятия (Quality of experience – QoE), как средства количественного выражения удовлетворенности пользователей в социальных системах. В качестве примера способа количественного определения удовлетворенности можно привести работу [2], в которой оценивается влияния поведенческих факторов посетителей в пространстве культурного наследия с использованием теории перспективы (prospect theory).

Эта теория описывает поведение людей при принятии решений, связанных с рисками: как люди выбирают между альтернативами, вероятности различных исходов в которых известны. Каждый возможный исход имеет определенную вероятность возникновения и ценность, которую человек определяет субъективным образом. Ценности могут быть как положительными, так и отрицательными. Во втором случае ценности являются для человека потерями. Теория перспектив делает акцент на субъективизме и гласит, что люди склонны переоценивать низкие вероятности возникновения альтернатив и недооценивать высокие вероятности. Теория утверждает, что люди принимают решения на основании потенциальных выигрышей и потерь, используя определенные эвристики. При этом теория описательна: она моделирует решения, принимаемые в реальной жизни, а не оптимальные решения, следующие из известных вероятностей известных выигрышей и потерь.

Все экспонаты объекта культурного наследия делятся на две основные категории: безопасные экспонаты (safe exhibits) и экспонаты общего пула ресурсов (common pool of resources CPR) в зависимости от их популярности и привлекательности. Экспонаты общего пула ресурсов считаются неисключаемыми и конкурирующими ресурсами в природе.

Полученное QoE посетителя, выраженное через функцию полезности (utility function), в значительной степени зависит от совокупного времени, потраченного всеми посетителями на этих выставках, таким образом делая их поведение и решения взаимосвязанными, действуя скорее как социальная конкурентная среда. Для определения оптимального для посетителя времени, затрачиваемого на просмотр различных экспонатов в условиях потенциальной взаимозависимости решений всех посетителей музея, среди посетителей формулируется некооперативная игра (noncooperative game), решаемая затем распределенным образом так, что каждый посетитель максимизирует свою собственную перспективную функцию полезности.

Среди особенностей виртуального музея в сравнении с традиционными можно выделить следующие: представленные материалы могут быть содержать не только цифровые копии реально сохранившихся объектов исторического наследия, но и реконструированные с помощью современных информационных технологий утраченные исторические артефакты. При этом виртуальные музеи предлагают решение таких традиционных музейных проблем, как хранение, безопасность, обеспечение широкого, быстрого и лёгкого доступа к экспонатам всем желающим.

Виртуальный музей чаще всего является специализированным web-сайтом в сети Интернет, обеспечивающим в удобном виде круглосуточный удалённый доступ к исторической информации, как с помощью настольных компьютеров, так и с помощью смартфонов и планшетов. Современные мультимедийные технологии, трёхмерное моделирование, виртуальная/дополненная реальность позволяют сделать посещение такого музея удобным и привлекательным.

При этом появляется уникальная возможность применить инструменты web-аналитики (Web analytics) для оценки качества и эффективности виртуального музея, адаптировать его для аудитории. На сегодняшний день одними из самых популярных инструментов являются Google Analytics [3] и Яндекс.Метрика [4] (первое и третье место по данным [5]). Владелец размещает на страницах своего сайта специальный программный код на JavaScript, который отправляет на сервер системы аналитики информацию о посетителях ресурса. Основное назначение веб-аналитики заключается в получении знаний, благодаря которым можно принять решения об изменениях web-сайта с целью увеличении посещаемо-

сти ресурса, повышения лояльности посетителей. С использованием таких инструментов можно оценить следующие показатели: количество просмотренных веб-страниц, географию посетителей; время, проведенное на веб-странице посетителем; ключевые слова и фразы, по которым посетители находят сайт в поисковых системах; аудиторию сайта (их возраст, пол, интересы). Анализ журналов транзакций может дать представление о поведении пользователей при поиске и навигации и поддержать стратегии взаимодействия [6].

В частности, с помощью системы web-аналитики можно определить предпочтения аудитории. Как показывает практика, одни разделы сайта людям более интересны, а другие менее или вообще безразличны. Анализ посещений даёт полное представление о том, какие разделы сайта чаще посещаются, когда, кем.

В персональном кабинете Google Analytics владельцу сайта доступен ряд разделов (категорий), среди которых можно выделить следующие: Аудитория, Источник трафика, Поведение, Конверсии. Раздел Аудитория позволяет ответить на вопросы: кто посетители сайта; какими устройствами пользуются; из каких регионов; какие у них интересы? Раздел Источники трафика – откуда пользователи пришли на сайт; сколько их? Поведение – как пользователи ведут себя на сайте? Конверсии – какие целевые действия делают пользователи на сайте? В каждом разделе есть подразделы (вкладки) с детальной информацией по каждой категории.

Пример такого отчета, полученного с помощью системы Google Analytics на примере виртуального музея памятных мест Тамбовского края, связанных с пребыванием в них известных деятелей России [7 - 8], представлен на рисунках 1 – 3.

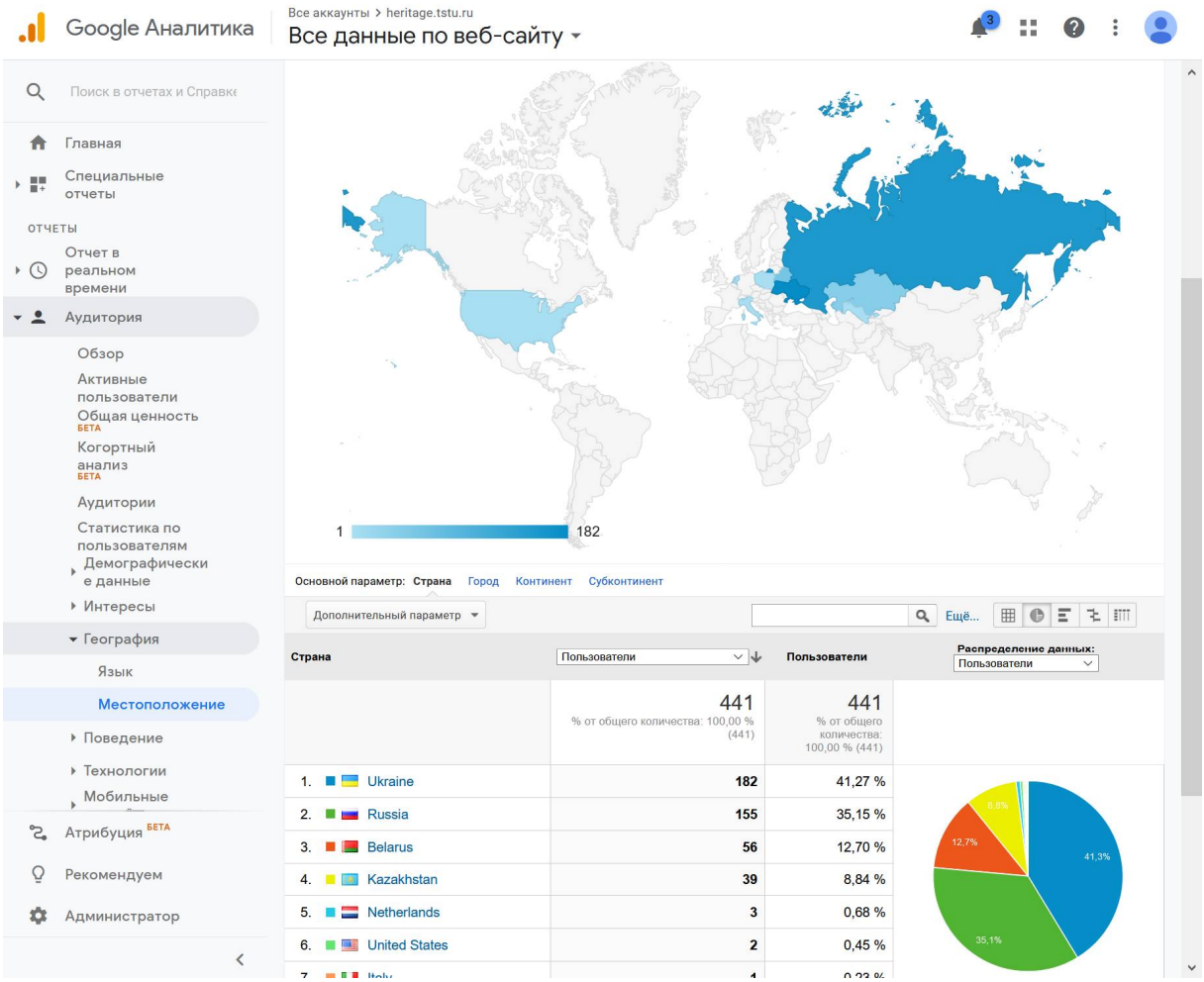


Рис. 1. География посетителей по местоположению в период с 07.02-2020 по 17.02.2020

Информационный ресурс создан в рамках гранта РНФ и размещен по адресу: http://heritage.tstu.ru/memorial/index.php/ru/ . Результаты проекта рассчитаны на использование широким кругом специалистов, использующих методы анализа исторических процессов и 3D визуализации для виртуальной реконструкции объектов и предметов культурного наследия. Интернет-ресурс, создаваемый в рамках проекта, призван активизировать творческую активность молодых исследователей в разработке новых подходов к решению исторических проблем в современных условиях.

Сферой использования результатов проекта являются также школьные образовательные учреждения и музейные организации. Результаты проекта рассчитаны и на широкий круг пользователей сети Интернет, интересующихся российской историей. Для решения поставленных задач использованы: методы системного анализа, математического моделирования и оптимизации, которые позволят осуществлять комплексную оценку исторических процессов памятных мест, связанных связанных с пребыванием в них известных деятелей России.

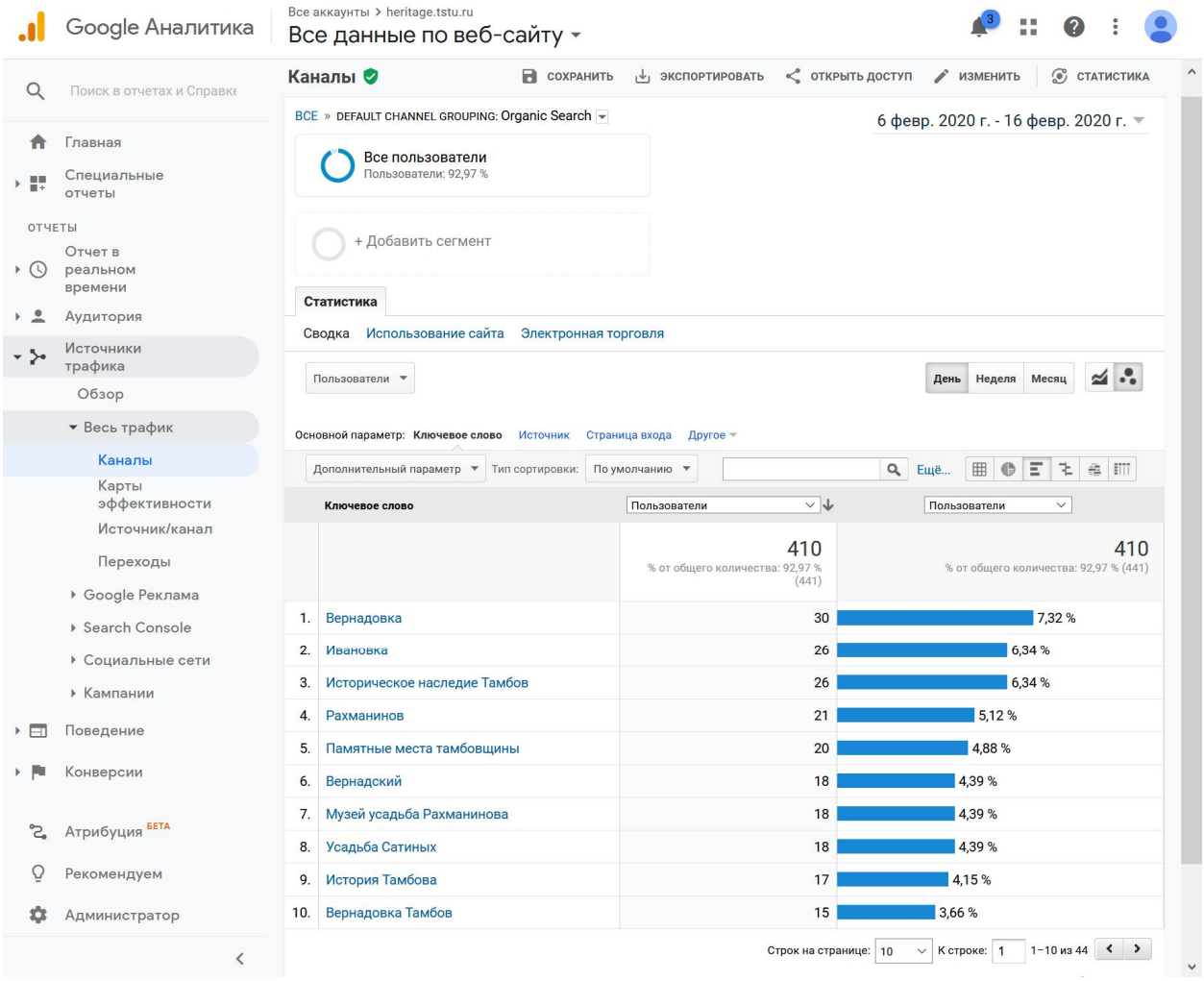


Рис. 2. Источник трафика по ключевым словам в период с 07.02-2020 по 17.02.2020

В настоящее авторы работы на основе полученных данных разрабатывают мероприятия, направленные на повышение эффективности созданного виртуального музея памятных мест Тамбовского края, связанных с пребыванием в них известных деятелей России.

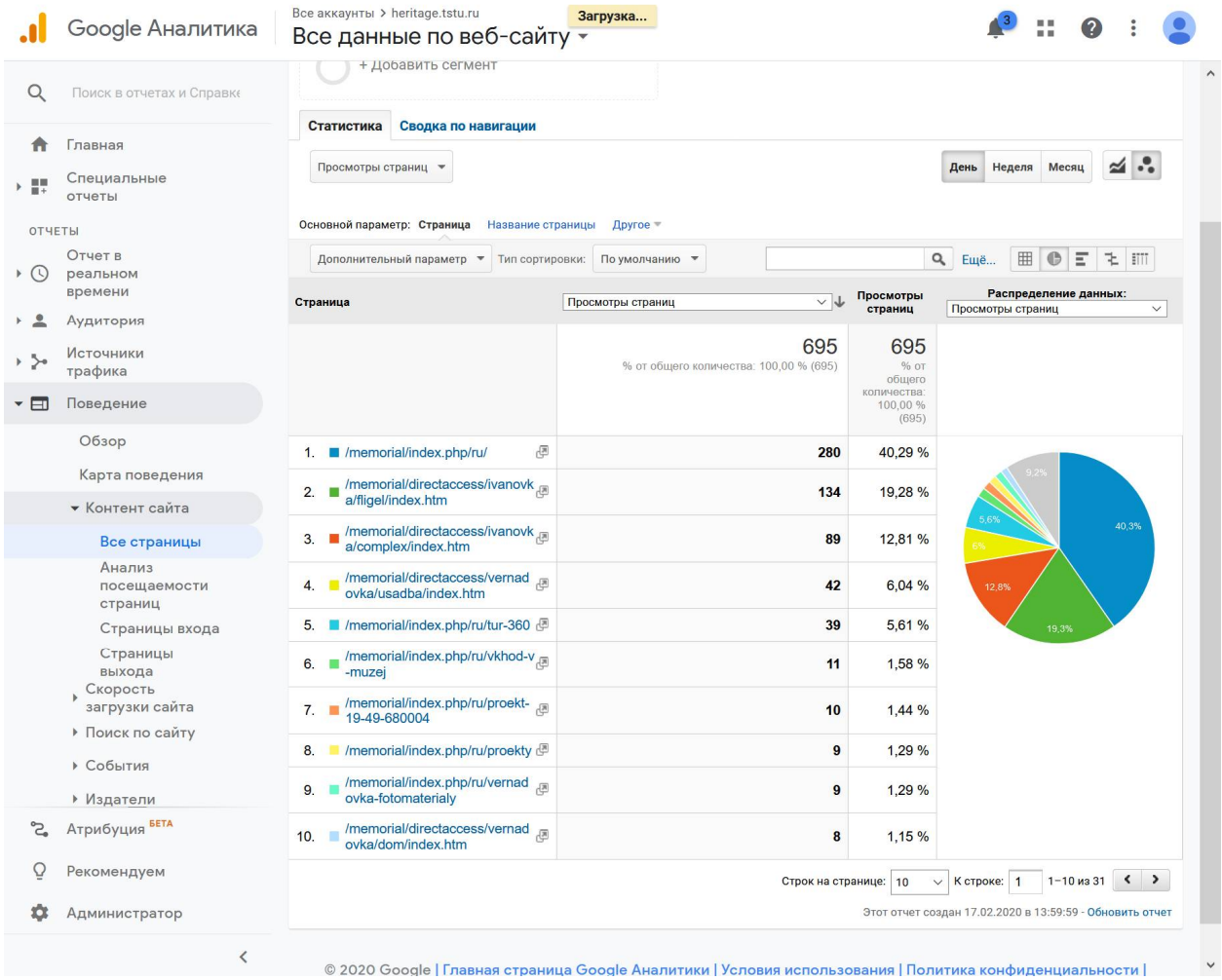


Рис. 3. Количество просмотров страниц сайта в период с 07.02-2020 по 17.02.2020

Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда (проект №19-18-00044 «Анализ исторических процессов памятных мест Тамбовского края, связанных с пребыванием в них известных деятелей России, с использованием технологии виртуального моделирования»).

Библиографический список

1. Poll R Quality in museums and libraries: a comparison of indicators - Perform. Meas. Metrics, 2018, v. 19 (2) - pp. 90–100.

2. A. Thanou A, Tsiropoulou E.E. and Papavassiliou S. Quality of Experience Under a Prospect Theoretic Perspective: A Cultural Heritage Space Use Case - IEEE Trans. Comput. Soc. Syst., 2019, v. 6 (1). - pp. 135–148.

3.Google Analytics - 2020. [Online]. Available: https://analytics.google.com

4. Yandex.Metrica," 2020. [Online]. Available: https://metrica.yandex.com.

5. Usage statistics of traffic analysis tools for websites," 2019. [Online]. Available: https://w3techs.com/technologies/overview/traffic_analysis.

6. Gomes A. L. The Intersection between Real and Virtual in Contemporaneity through 3D modeling for the São João da Bahia Theater in Brazil - Asian J. Distance Educ.,2018, v. 13 (1). - pp. 38–50.

7.Nemtinov V A, Gorelov A A, Nemtinova Y V and Borisenko A B Visualization of a virtual space and time model of an urban development territory - Scientific Visualization 2016, v. 8 (1) – pp. 120–132.

8. Nemtinov V A, Gorelov A A, Nemtinova Y V and Borisenko A B Implementation of technology for creating virtual spatialtemporal models of urban development history - Scientific Visualization 2018, v. 10 (3) – pp. 99–107.

УДК 621.396; ГРНТИ 47.05.03

МНОГОКРИТЕРИАЛЬНЫЙ ВЫБОР ВИДА МОДУЛЯЦИИ ДЛЯ ПРОГРАММНО-ОПРЕДЕЛЯЕМОЙ РАДИОСИСТЕМЫ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ

А.М. Пятницкий, А.А. Лисничук

Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина, Российская Федерация, Рязань, Pyatnitskya@gmail.com

Аннотация. В работе рассматривается некоторые известные виды модуляции (PSK2, PSK4, PSK8, APSK16, APSK32, QAM16, QAM32 и QAM64), проводится теоретический анализ различных критериев качества (помехоустойчивость, спектральная эффективность, пик-фактор), а также рассмотрен частный случай многокритериального подхода в интересах выбора вида модуляции.

Ключевые слова: радиосистемы передачи информации (РСПИ), цифровая модуляция, помехоустойчивость, спектральная эффективность, пик-фактор, многокритериальный подход.

MULTI-CRITERIA SELECTION OF MODULATION TYPE FOR SOFTWARE-DEFINED RADIO COMMUNICATION SYSTEM

A.M. Pyatnitsky, A.A. Lisnichuk

Ryazan State Radio Engineering University named after V.F. Utkina, Russian Federation, Ryazan, Pyatnitskya@gmail.com

Abstract. Some well-known types of modulation are considered in the work (PSK2, PSK4, PSK8, APSK16, APSK32, QAM16, QAM32, and QAM64), a theoretical analysis of various quality criteria (noise immunity, spectral efficiency, PAPR) for these types of modulation is carried out, and a special case of a multi-criteria approach is considered.

Keywords: radio communication systems, digital modulation, noise immunity, spectral efficiency, PAPR, multi-criteria approach.

Введение

При разработке алгоритма адаптации радиосистем передачи информации (РСПИ) к действию сигнально-помеховой обстановки за счет вариации вида модуляции сигналов, в первую очередь, необходимо определить рассматриваемые показатели качества системы связи. Важным требованием к сигналам является возможность использования нелинейных трактов передатчиков без потери помехоустойчивости. Выполнение этих противоречивых требований одновременно бывает труднодостижимо, и зачастую приходится принимать компромиссные решения. Кроме того, целесообразно учитывать и такую важную характеристику РСПИ как спектральная эффективность. При этом для учета этих критериев качества необходимо применять многокритериальный подход к выбору вида модуляции.

Целью данной работы является разработка многокритериального выбора вида модуляции в интересах адаптации РСПИ. Для этого необходимо провести анализ применяемых на практике видов модуляции по соответствующим показателям качества [1]: помехоустойчивость, спектральная эффективность и энергоэффективность (пик-фактор).

Теоретическое сравнение некоторых видов цифровой модуляции

Показатель помехоустойчивости рассмотрим, как помехоустойчивость к аддитивному «белому» гауссовскому шуму (АБГШ) – минимальное евклидово расстояние между точками сигнального созвездия.

Спектральная эффективность модуляции – отношение скорости передачи информации к полосе частот модулированного сигнала [2].

Пик фактор – это отношение максимальной мощности сигнала к средней мощности сигнала. На практике часто добиваются снижения показателей пик-фактора, так как он вызывает значительное недоиспользование выходных усилителей по мощности, ограничение

по амплитуде сигнала на выходе передатчика и, как следствие, увеличение уровня внеполосных излучений [3].

Проведем теоретический анализ рассматриваемых видов модуляции к действию вышеперечисленных критериев. Результаты представлены в таблице 1 [4].

Таблица 1. Теоретическое сравнение рассматриваемых видов модуляции

Критерий / Вид модуляции	Помехоустойчивость при АБГШ и при фиксированной вероятности битовой ошибки BER=10^{-3}, E_b / N_0, дБ	Спектральная эффективность для прямоугольной огибающей сигнального импульса (Бит/с/Гц)	Пик фактор, дБ
PSK2	7	1	0
PSK4	7	2	0
PSK8	10	3	0
QAM16	10,5	4	2,56
APSK16	11	4	1,065
QAM32	12,5	5	2,3
APSK32	13	5	2,06
QAM64	15	6	3,68

В результате теоретического анализа можно сделать некоторые выводы:

1) РСПИ должны обеспечить максимальную устойчивость при воздействии помех и различать сигналы на фоне АБГШ. Максимизировать помехоустойчивость при действии АБГШ можно путем увеличения евклидова расстояния между точками сигнального созвездия. При действии на сигнал АБГШ с одинаковым значением сигнал-шум S/N равным, к примеру, 5 дБ целесообразно использовать модуляцию сигнала с наименьшей позиционностью (так как евклидово расстояние между точками сигнального созвездия у такой модуляции больше). Если сравнивать модуляцию QAM и APSK с одинаковой позиционностью, то в ходе теоретического исследования, можно сделать вывод, что QAM-сигнал будет обладать наибольшей помехоустойчивостью (примерно на 0,5 дБ) к действию АБГШ при фиксированной вероятности битовой ошибки BER. Наилучшей помехоустойчивостью из рассматриваемых видов модуляций будут обладать PSK2 и PSK4, а наихудшей – QAM64.

2) В результате анализа спектральной эффективности (то есть – сколько бит будет передано на единицу полосы частот, Бит/с/Гц), сравним отдельно PSK2-сигнал и PSK4-сигнал. Из этого будет ясно, что PSK4-сигнал передаст два бита за один символ, а PSK2-сигнал – всего один бит за один символ (при условии одной и той же полосы частот). В итоге, при воздействии АБГШ с одинаковым отношением S/N, наиболее эффективным будет PSK4-сигнал в сравнении с PSK2-сигналом. Самой наилучшей модуляцией по критерию спектральной эффективности будет QAM-64. Как правило, если при анализе отдельный вид модуляции будет уступать по какому-либо критерию другому виду модуляции, то найдется такой критерий (в данном случае спектральная эффективность в сравнении с помехоустойчивостью), где тот самый вид модуляции наверстает упущенное. Таким образом, мы получаем компромисс между помехоустойчивостью и спектральной эффективностью.

3) При рассмотрении критерия энергоэффективности заметим, что модуляция PSK из-за постоянства амплитуды модулированного сигнала будет иметь наименьшие значения пик-фактора, но с увеличением позиционности возрастают скачки фазы, приводящие к расширению спектра. Непостоянство амплитуды модулированного сигнала в APSK и QAM приводит к значительному увеличению пик-фактора, по сравнению с PSK. Из рассматриваемых видов модуляции наибольшим пик-фактором будет обладать QAM-64, а наименьшим – любой вид PSK.

Следует отметить, что обстановка, в которой происходит передача информации, в течение времени постоянно меняется. Прежде всего, изменение обстановки связано с помехами. Для сохранения оптимальных показателей качества РСПИ необходимо производить перестройку систем, а в частности, целесообразно применять многокритериальный подход. Его главная функция заключается в совместном использовании наиболее важных для радиоканала критериев качества, по которым следует судить об применении того или иного вида модуляции.

Рассмотрение частного случая многокритериального выбора вида модуляции

Зададим целевую функцию, которую будем использовать для обеспечения смены вида модуляции при воздействии помех [5]:

$$K_p = \sum_{i=0}^{3} c_i M_i K_i \,, \tag{1}$$

где c_i, M_i, $(\sum_{i=1}^{3} c_i = 1)$ – весовые и масштабирующие коэффициенты критерия качества K_i.

Существенное влияние на РСПИ будут оказывать весовые коэффициенты c_i. При выборе весового коэффициента c_i, необходимо опираться на важность критерия при разработке системы связи.

Отдельно, следует отметить, что ширина полосы пропускания и переданная мощность – это показатели, для достижения которых в различных системах связи необходимо затратить разные ресурсы. В отдельно взятый момент, один из этих ресурсов может быть дороже другого, могут стоять различные рамки, превышение которых невозможно (например, E_b / N_0 не более 13 дБ) и т.п. Таким образом, мы видим прямую зависимость разрабатываемых систем от показателя качества. Весовые коэффициенты зададим следующие: помехоустойчивость – 0,5; спектральная эффективность – 0,25; пик-фактор – 0,25.

Для того чтобы рассчитать масштабирующий коэффициент, прежде всего, необходимо провести нормировку показателей качества.

В рассматриваемом случае показатели качества такие как: помехоустойчивость и пик-фактор стоит минимизировать по формуле (2). Для того чтобы минимизировать показатели спектральной эффективности целесообразно применить формулу (3) [6], так как наибольший показатель спектральной эффективности является наилучшим.

$$ПК_i = \frac{ПК_i}{ПК_{\max}} \,, \tag{2}$$

$$ПК_i = 1 - \frac{ПК_i}{ПК_{\max}} \,. \tag{3}$$

Следующим этапом будет подсчет суммарного коэффициента полученных нормированных значений от результатов, приведенных в таблице 1 с выбранными выше весовыми коэффициентами. Подсчет суммарного коэффициента будет производиться по формуле (1).

Все нормированные значения, а также полученный суммарный коэффициент рассматриваемого частного случая занесем в таблицу 2.

Исходя из того, что производилась минимизация параметров, при условии отсутствия помех, без дополнительных ограничений (например, E_b / N_0 не более 13 дБ) и т.п., а так же при выше обозначенных весовых коэффициентах, то более благоприятной модуляцией для сигнала будет модуляция с наименьшим полученным суммарным коэффициентом, в данном случае – это PSK4 (QPSK).

Таблица 2. Полученные результаты при рассмотрении частного случая

Критерий / Вид модуляции	Нормированное значение помехоустойчивости при АБГШ и при фиксированной вероятности битовой ошибки BER=10^{-3}, E_b / N_0	Нормированное значение спектральной эффективности для прямоугольной огибающей сигнального импульса	Нормированное значение Пик фактора	Полученный суммарный коэффициент
PSK2	0,46	0,84	0	0,44
PSK4	0,46	0,67	0	0,4
PSK8	0,66	0,5	0	0,46
QAM16	0,7	0,34	0,7	0,61
APSK16	0,73	0,34	0,3	0,53
QAM32	0,83	0,17	0,63	0,62
APSK32	0,86	0,17	0,56	0,61
QAM64	1	0	1	0,75

Для более подробного пояснения полученной таблицы 2 следует рассмотреть модуляции с одинаковой позиционностью, а именно QAM16 с APSK16 и QAM32 с APSK32. Как мы видим, в обоих случаях APSK модуляция – это наилучший вариант, но не стоит забывать, что при условии, например, E_b / N_0 не более 12,5 дБ, уже использование APSK32 невозможно.

Заключение

Произведено многокритериальное сравнение некоторых видов цифровой модуляции (PSK2, PSK4, PSK8, APSK16, APSK32, QAM16, QAM32 и QAM64) по показателям помехоустойчивости, спектральной эффективности и энергоэффективности. Результаты, полученные в ходе сравнения, указывают на то, что модуляция PSK2 в рассматриваемых позиционностях превосходит QAM и APSK в помехоустойчивости и энергоэффективности, но уступает в спектральной эффективности, так как позиционность рассматриваемых модуляций QAM и APSK больше, чем PSK2. После теоретического сравнения был рассмотрен частный случай многокритериального подхода. Для этого задавались весовые коэффициенты, и производилась нормировка показателей качества, полученных при сравнении. В конечном итоге производился подсчет полученного суммарного коэффициента для каждого вида модуляции. Выявлено, что при данных весовых коэффициентах, отсутствии помех и без дополнительных ограничений наилучшей суммой показателей качества рассмотренных видов модуляции – PSK4 (QPSK), а самой неблагоприятной – QAM64.

Библиографический список

1. Лисничук А.А. Процедура многокритериального синтеза сигналов с прямым расширением спектра для адаптации когнитивных радиосистем передачи информации к сложной помеховой обстановке // Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета, № 4, выпуск 66, часть 1, 2018. С. 9-15.
2. Ерохин, С.Д, Зайцева Ю.М. Анализ спектральной эффективности современных широкополосных систем связи // Материалы VII Международной научно-технической конференции, INTERMATIC, часть 3, 2010. С. 166-169.
3. Пукса, А.О. Уменьшение пик фактора сигнала с помощью методов основанных на ограничении сигналов // Технические науки, выпуск 12(66), часть 5, 2017. С. 124-127.
4. Ершов, А.Н, Березкин, В.В, Петров, С.В, Петров, А.В, Почивалин, Д.А. Ракетно-космическое приборостроение и информационные системы, том 5, №1, 2018. С. 52-57.
5. Гуткин Л.С. Оптимизация радиоэлектронных устройств. М.: Сов. Радио. 1975. 368 с.
6. Кириллов С.Н. Лекции по дисциплине: «Многокритериальный синтез реализуемых сигналов и устройств обработки» // РГРТУ, 2019.

УДК 004.932; ГРНТИ 47.51.39

РАЗРАБОТКА РЕШАЮЩЕГО ПРАВИЛА ОБНАРУЖЕНИЯ ЧАСТИЦ ДОЖДЯ В ЦЕЛЯХ УЛУЧШЕНИЯ КАЧЕСТВА ВИДЕОИЗОБРАЖЕНИЙ

А.А. Бауков

Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина, Российская Федерация, Рязань, baukov.andrej@yandex.ru

Аннотация. Решается задача проверки гипотезы о том, что пиксель кадра не принадлежит изображению капли дождя, в целях правильного обнаружения дождевых частиц и последующего уменьшения их видимости. Подобраны видеопоследовательности, на которых движущимися объектами являются только капли дождя, что позволяет для проведения исследований безошибочно выделить данные частицы на изображении сравнением последовательных кадров. Определён размер, а также форма и отклонение от среднего значения ориентации каждой капли с помощью метода геометрических моментов. Построены гистограммы распределений данных характеристик. Произведена аппроксимация гистограмм известными законами распределения с использованием метода семейства кривых Пирсона. На основе данных распределений построено решающее правило обнаружения капель дождя с помощью ограничения значений рассчитанных характеристик по уровням значимости. В результате экспериментального анализа разработанного правила оценены нормированные уровни ошибок первого и второго рода, а также его мощность. Так, нормированный уровень ошибки первого рода составляет 0,98%, второго рода: 6,95%; мощность правила равна 0,9305.

Ключевые слова: улучшение качества видеоизображений, проверка гипотезы, метод геометрических моментов, аппроксимация гистограммы, распределения Пирсона, решающее правило, ошибка первого рода, ошибка второго рода.

DEVELOPMENT OF A DECISION RULE FOR DETECTING RAIN PARTICLES TO IMPROVE THE VIDEO IMAGES QUALITY

A.A. Baukov

Ryazan State Radio Engineering University named after V.F. Utkin, Russia, Ryazan, baukov.andrej@yandex.ru

Abstract. The problem of testing the hypothesis that the pixel of the frame does not belong to the image of a raindrop is solved in order to correctly detect rain particles and then reduce their visibility. Selected video sequences in which only raindrops are moving objects, which allows for research to accurately identify these particles in the image by comparing successive frames. The size, shape, and deviation from the average orientation of each drop are determined using the geometric moments method. Histograms of distributions of these characteristics are constructed. Produced by the approximation of the histograms by the known laws of distribution using the method of Pearson family of curves. Based on these distributions, a crucial rule for detecting raindrops is constructed by limiting the values of the calculated characteristics by significance levels. As a re-

sult of experimental analysis of the developed rule, the normalized error levels of the first and second types, as well as its power, are estimated. So, the normalized error rate of the first kind is 0.98%, the second kind is 6.95%; the power of the rule is 0.9305.
Keywords: improving the video images quality, test the hypothesis, the method of geometric moments, the approximation of the histogram, the distribution of the Pearson, decision rule, the error of the first kind, error of the second kind.

Динамические помехи, обусловленные наличием на изображении частиц атмосферных осадков, таких как дождь, снег, град, приводят к ухудшению качества работы алгоритмов систем технического зрения, а также затрудняют визуальное восприятие видеосцены человеком. В настоящее время известны несколько методов уменьшения видимости атмосферных осадков на видеопоследовательностях [1-3]. Большинство из них включает этап обнаружения капель дождя или снежинок, то есть выделения группы пикселей кадра в отдельный класс [2,3]. Часто данный процесс осуществляется с помощью порогового сравнения последовательных кадров видеоизображения [2].

При данном способе обнаружения частиц осадков возникает высокая вероятность того, что к данному классу будут отнесены пиксели других движущихся объектов (люди, автомобили и др.). В известных алгоритмах улучшения качества видеоизображений [2,3] пути снижения данной вероятности реализуются в виде решающих правил, с помощью которых осуществляется проверка гипотезы о том, что группа пикселей образует частицу атмосферных осадков (например, каплю дождя). Такие решающие правила основаны на динамических (скорость) или статических (яркость, цвет, геометрические параметры) характеристиках рассматриваемых частиц. В известных алгоритмах решающие правила, или критерии отнесения группы пикселей к классу частиц осадков, как правило, основаны на анализе яркостно-цветовой информации объектов [2]. При этом недостаточно используется информация о геометрических параметрах анализируемой группы пикселей, что, как показано в работе [4], часто приводит к ошибкам на этапе обнаружения дождевых пикселей, и, соответственно, к недостаточному уменьшению видимости осадков на видеоизображениях, или, наоборот, к исчезновению с кадра других движущихся объектов. Кроме того, в известных работах [2,3] опущен статистический анализ характеристик частиц осадков, который является достаточно важным элементом при разработке критерия принятия решений.

Таким образом, является актуальной задача проведения статистического анализа геометрических характеристик пикселей-частиц атмосферных осадков и разработки на его основе решающих правил обнаружения этих частиц на видеоизображениях. В данной работе рассмотрены следующие геометрические параметры: размер, форма и отклонение ориентации частицы от среднего по кадру значения. Поскольку отличия в данных характеристиках для различных видов (дождь, снег) осадков довольно существенно, в данной работе рассмотрен случай, когда видеоизображения сняты в условиях дождя, следовательно, под частицей осадков понимается капля.

Для обеспечения корректности результатов статистического исследования характеристик частиц осадков недопустимо наличие в анализируемой выборке групп пикселей, не являющихся каплями дождя, а относящихся к другим подвижным объектам в кадре. С целью выполнения этого условия выбраны видеоизображения с размером кадра 1280x720, не содержащие никаких других движущихся объектов, кроме капель дождя, а также сохраняющие постоянство яркости пикселей фона при переходе от кадра к кадру. Это позволяет с помощью операции порогового сравнения кадров выделить только те участки изображения, которые действительно относятся к частицам осадков. Пороговое сравнение трёх последовательных кадров описывается выражением:

$$or(I_j - I_{j-1} \geq p,\ I_j - I_{j+1} \geq p)\,, \qquad (1)$$

где $I = 0,1,...,255$ – яркость пиксела;

j – порядковый номер кадра видеопоследовательности;

p – пороговый уровень.

Выражение (1) является модификацией процедуры порогового сравнения, предложенной в работе [2]. Пороговый уровень согласно рекомендации, приведённой в работе [2], принят равным $p = 3$. Пиксели, удовлетворяющие условию (1), образуют совокупность групп (областей), каждая из которых соответствует капле дождя.

На следующем этапе экспериментального исследования каждая полученная область аппроксимирована эллипсом, который имеет те же вторые центральные моменты, что и аппроксимируемая область [5]. Каждый эллипс с порядковым номером k характеризуется геометрическими параметрами: координаты центра тяжести (x_{0k}, y_{0k}), большая a_k и малая b_k полуоси, ориентация (угол относительно вертикальной оси) θ_k. Данные параметры вычислены с помощью метода геометрических моментов [5], определённым по координатам пикселей соответствующих областей. Вторые центральные моменты k-го эллипса рассчитаны по формулам [5]:

$$M_{20\_k} = \frac{1}{S_k} \sum_{(x,y)\in B_k} (x - x_{0k})^2 ,$$

$$M_{11\_k} = \frac{1}{S_k} \sum_{(x,y)\in B_k} (x - x_{0k})(y - y_{0k}),$$

$$M_{02\_k} = \frac{1}{S_k} \sum_{(x,y)\in B_k} (y - y_{0k})^2 ,$$

где S_k – количество пикселей в k-ой области;

(x, y) – координаты пиксела;

B_k – совокупность пикселей k-ой области.

Полуоси аппроксимирующего эллипса [5]:

$$a_k = 2\sqrt{\lambda_{1k}}, \quad b_k = 2\sqrt{\lambda_{2k}} ,$$

где λ_{1k}, λ_{2k} – собственные числа матрицы вторых центральных моментов [5].

Угол, который эллипс составляет с вертикалью, то есть ориентация капли [5]:

$$\theta_k = \frac{1}{2} arctg\left(\frac{2M_{11\_k}}{M_{02\_k} - M_{20\_k}} \right).$$

Таким образом, в данной работе для анализа выбраны 3 геометрических параметра капли дождя: площадь частицы S_k, определяемая как количество пикселей в соответствующей области, коэффициент формы $\Phi_k = a_k / b_k$ и отклонение θ'_k ориентации частицы от среднего по кадру значения.

Для площадей S частиц дождя построена гистограмма распределения, представленная на рисунке 1,а. Для аппроксимации данной гистограммы выполнена оценка типа закона распределения с помощью метода семейства кривых Пирсона [6,7], а также оценка параметров соответствующей функции плотности вероятности (ФПВ) с помощью метода минимизации целевой функции, начальные приближения искомых параметров для которого вычислены с использованием метода моментов [8]. Поиск минимума целевой функции осуществлён симплекс-алгоритмом Нелдера-Мида [9]. В качестве целевой функции использована функция критерия Колмогорова $K(\vec{u})$, в котором в качестве меры расхождения принимается величина, пропорциональная максимуму абсолютной величины отклонения функции распределения случайной величины z предполагаемого теоретического закона $F(z,\vec{u})$ с параметрами распределения $\vec{u}=\{u_1,u_2,...\}$ от эмпирической функции распределения $F_э(z)$ [10]:

$$K(\vec{u})=\sqrt{N}\max\left|F(z,\vec{u})-F_э(z)\right|,$$

где N – объём выборки (общее количество анализируемых капель дождя).

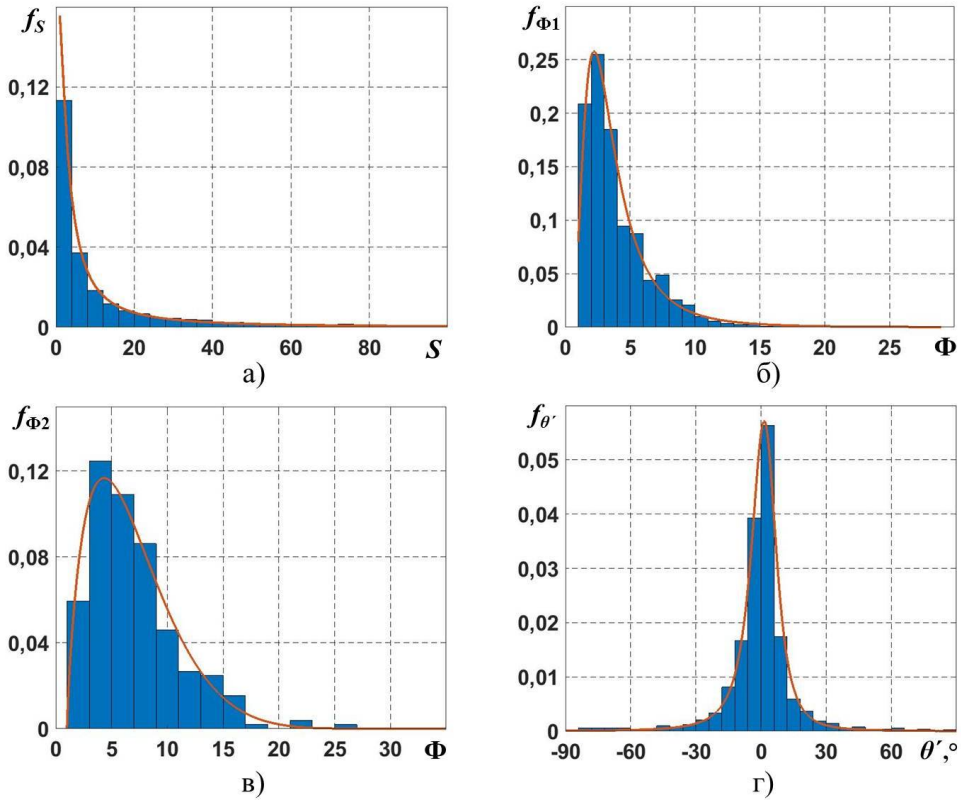


Рис. 1. Гистограммы распределений геометрических характеристик капель дождя и графики ФПВ *f*, аппроксимирующих данные гистограммы:
а – площадей *S*; б, в – коэффициентов формы Ф для диапазонов $6 \le S < 179$ и $179 \le S < 1711$ соответственно, г – отклонений ориентаций θ'

В результате исследования установлено, что распределение площадей капель аппроксимируется бета-распределением второго рода (кривая Пирсона VI типа) с ФПВ вида [11]

$$f_S(S) = \frac{1}{\mathrm{B}(u,v)} \frac{S^{u-1}}{(1+S)^{u+v}} = \frac{\Gamma(u+v)}{\Gamma(u)\Gamma(v)} S^{u-1}(1+S)^{-(u+v)},\ S>0, \qquad (2)$$

где $u = 2{,}504,\ v = 0{,}713$ – параметры формы.

Вид данной ФПВ представлен на рисунке 1,а. Из анализа рисунка 1,а видно, что с ростом площади капли вероятность её появления стремится к нулю, следовательно, целесообразно установить пороговое значение размера капли на уровне значимости $\alpha = 0{,}99$. С использованием выражения для интегрального закона бета-распределения второго рода $F_S(S)$ [11] установлено, что данному пороговому значению соответствует размер частицы в 1711 пикселей: $F_S(1711) = P\left(S < 1711\right) = 0{,}99$. Таким образом, при обнаружении в результате порогового сравнения кадров движущегося объекта размером $S \geq 1711$, данная область не будет отнесена к классу частиц дождя, и, следовательно, не будет подлежать последующей обработке с целью уменьшения её видимости.

Поскольку форма капель дождя сильно зависит от размера, а размер капель, как показано на рисунке 1,а, изменяется в широких пределах, целесообразно построить распределения коэффициентов формы Φ для различных диапазонов площади частиц. При этом наибольший интерес представляют капли среднего и большого размера, так как их изображения на отдельном кадре должны иметь более вытянутую форму [2]. Таким образом, в качестве границ диапазонов размера частиц выбраны уровни значимости 0,5, 0,95 и 0,99, что соответствует площадям S в 6, 179 и 1711 пикселей:

$$P\left(6 \leq S < 179\right) = F_S(179) - F_S(6) = 0{,}95 - 0{,}5,$$

$$P\left(179 \leq S < 1711\right) = F_S(1711) - F_S(179) = 0{,}99 - 0{,}95.$$

Для данных диапазонов ($6 \leq S < 179$ и $179 \leq S < 1711$) построены гистограммы распределений коэффициентов формы Φ, представленные на рисунках 1,б и 1,в. При аппроксимации данных гистограмм использованы те же методы, что и для аппроксимации гистограммы распределения площадей S. Для диапазона $6 \leq S < 179$ гистограмма распределения коэффициентов формы описывается бета-распределением второго рода с ФПВ $f_{\Phi 1}(\Phi)$ вида (2) с параметрами формы $u = 11{,}916,\ v = 3{,}908$, а для диапазона $179 \leq S < 1711$ – обобщённым бета-распределением первого рода (кривая Пирсона I типа) с ФПВ вида [11]

$$f_{\Phi 2}(\Phi) = \frac{1}{\mathrm{B}(u,v)} \frac{(\Phi - \alpha_1)^{u-1}(\beta_1 - \Phi)^{v-1}}{(\beta_1 - \alpha_1)^{u+v-1}},\ \alpha_1 < \Phi < \beta_1,$$

где $u = 1{,}835,\ v = 8{,}681$ – параметры формы;

$\alpha_1 = 1,\ \beta_1 = 35$ – границы области возможных значений Φ.

Поскольку изображения дождевых капель средних и больших размеров должны иметь вытянутую форму [2], то для принятия правильного решения о принадлежности обнаруженного движущегося объекта к классу частиц дождя целесообразно ограничить коэффициент формы по уровню $\alpha = 0{,}1$, что для диапазона $6 \leq S < 179$ соответствует значению $\Phi = 1{,}57$, а для диапазона $179 \leq S < 1711$ – значению $\Phi = 2{,}64$. Данные значения определены с использованием интегральных законов $F_{\Phi 1}(\Phi)$ и $F_{\Phi 2}(\Phi)$ бета-распределений второго и первого рода [11]: $F_{\Phi 1}(1{,}57) = P\left(\Phi < 1{,}57\right) = 0{,}1;\ F_{\Phi 2}(2{,}64) = P\left(\Phi < 2{,}64\right) = 0{,}1$, то есть обнаруженные с

помощью порогового сравнения области, коэффициенты формы которых меньше указанных значений, не рассматриваются как капли дождя и не подвергаются последующей обработке.

Также построена гистограмма распределения отклонения θ' ориентации капель от среднего по кадру значения, которая представлена на рисунке 1,г. Данная гистограмма аппроксимирована кривой Пирсона IV типа $f_{\theta'}(\theta')$ [6] с параметрами $b_0 = -26,625,\ b_1 = 1,49,\ b_2 = -0,333,\ c = 38,398$. Так как ориентация капель дождя слабо изменяется в пределах кадра, то отклонение θ' должно принимать малые по абсолютной величине значения, следовательно, целесообразно выполнить двустороннее ограничение величины θ' по уровням 0,05 и 0,95, которые в сумме образуют значение 0,1, совпадающее с аналогичной величиной уровня значимости α, применяющегося при ограничении коэффициента формы. Для значений величины θ', с использованием функции распределения $F_{\theta'}(\theta')$ кривой Пирсона IV типа, установлено: $F_{\theta'}(-18,71°) = P\left(\theta' < -18,71°\right) = 0,05$; $F_{\theta'}(17,04°) = P\left(\theta' < 17,04°\right) = 0,95$. Следовательно, обнаруженные в результате порогового сравнения области, величина θ' которых меньше $-18,71°$ или больше $17,04°$, не рассматриваются как капли дождя и не подвергаются последующей обработке.

Таким образом, в результате статистического анализа геометрических параметров капель дождя и объединения ограничений этих параметров по уровням значимости, получено решающее правило, описываемое выражением:

$$or\Big[\, S \ge 1711, and\left(6 \le S < 179, \Phi < 1,57\right), and\left(179 \le S < 1711, \Phi < 2,64\right),$$

$$and\left(6 \le S < 1711, or\left(\theta' < -18,71, \theta' \ge 17,04\right)\right)\Big].$$

Области пикселей, обнаруженные в результате порогового сравнения кадров и удовлетворяющие данному правилу, не относятся к классу частиц дождя и исключаются из обработки, а неудовлетворяющие правилу – принимаются за дождевые капли и далее подвергаются процедуре уменьшения видимости [2-4].

Разработанное правило проверяет нулевую гипотезу о том, что выделенный пиксель кадра не принадлежит дождевой капле. Вычислены нормированные уровни ошибок первого (то есть принятия решения, что недождевой пиксель является дождевым) и второго (принятия решения, что дождевой пиксель является недождевым) рода [12]:

$$K_1 = \frac{N_d}{N} \cdot 100\%, \quad K_2 = \frac{D_n}{D} \cdot 100\%, \tag{3}$$

где N_d – количество недождевых пикселей кадра, ошибочно принятых за дождевые;

N – количество недождевых пикселей кадра;

D_n – количество дождевых пикселей кадра, ошибочно принятых за недождевые;

D – количество дождевых пикселей кадра.

При расчёте уровней ошибок использовались 2 типа видеоизображений для каждой сцены: эталонное (не содержащее капель дождя) и искаженное (эталонное с наложенными на него осадками в виде дождя). Значения, вычисленные по формулам (3) для каждого кадра, усреднены по всем кадрам и видеоизображениям. Установлено, что для разработанного решающего правила нормированный уровень ошибок первого рода составляет 0,98%, второго рода: 6,95%; мощность правила [10] $\beta_П = 1 - K_2 / 100\% = 0,9305$.

Таким образом, выполнен статистический анализ геометрических характеристик капель дождя, включающий построение гистограмм распределений данных параметров, ап-

проксимацию гистограмм известными законами распределения и ограничение значений рассчитанных параметров по уровням значимости. Разработано решающее правило обнаружения дождевых частиц в целях последующего уменьшения видимости данных частиц.

Библиографический список

1. Гонсалес Р., Вудс Р. Цифровая обработка изображений. Изд. 3-е. М.: Техносфера, 2012. 1104 с.
2. Garg K., Nayar S.K. Vision and rain // International Journal of Computer Vision. 2007. Vol. 75. No. 1. P. 3-27.
3. Jia Z., Wang H., Caballero R.E., Xiong Z., Zhao J., Finn A. A two-step approach to see-through bad weather for surveillance video quality enhancement // Machine Vision and Applications. 2012. Vol. 23. No. 6. P. 1059-1082.
4. Кириллов С.Н., Покровский П.С., Бауков А.А. Алгоритм уменьшения влияния атмосферных осадков на качество видеоизображений в системах управления // Сб. тез. докл. научно-техн. конф. «Техническое зрение в системах управления – 2019». 2019. С. 34-35.
5. Bossu J., Hautiere N., Tarel J. Rain or Snow Detection in Image Sequences through use of a Histogram of Orientation of Streaks // International Journal of Computer Vision. 2011.
6. Тихонов В.И. Статистическая радиотехника. – М.: Радио и связь, 1982. – 624 с.
7. Голик Ф.В. Аппроксимация кривыми Пирсона плотности распределения суммы независимых одинаково распределённых случайных величин // Кибернетика и программирование. 2017. № 2. С. 17-41.
8. Гмурман В.Е. Теория вероятностей и математическая статистика. – М.: Высш. шк., 2003. – 479 с.
9. Lagarias J. C., Reeds J. A., Wright M. H., Wright P. E. Convergence Properties of the Nelder-Mead Simplex Method in Low Dimensions // SIAM Journal of Optimization. 1998. Vol. 9. No 1. P. 112–147.
10. Вероятность и математическая статистика: Энциклопедия / Под ред. Ю. В. Прохорова. – М.: Большая Российская энциклопедия, 2003. – 912 с.
11. Вадзинский Р.Н. Справочник по вероятностным распределениям. – СПб.: Наука, 2001. – 295 с.
12. Савинов А.Н., Иванов В.И. Анализ решения проблем возникновения ошибок первого и второго рода в системах распознавания клавиатурного почерка // Вестник ВУиТ. 2011. №18.

УДК 519.718:004.722; ГРНТИ49.33.29

ФОРМИРОВАНИЕ МНОЖЕСТВА ДЕРЕВЬЕВ В ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ СЕТЯХ С ВСЕПОЛЮСНОЙ СВЯЗНОСТЬЮ

А.Б. Фокин
Академия ФСО России, г.Орел, tatarin57ru@mail.ru

Аннотация. В работе рассматривается модель телекоммуникационной сети представленная в виде обобщенной модели Эрдеша–Реньи, по которой производится процедура формирования множества остовых деревьев для сетей с всеполюсной связностью.
Ключевые слова: сеть, граф, модель, остовое дерево, вероятность связности, устойчивость.

THE FORMING OF SET TREES IN TELECOMMUNICATIONS NETWORKS WITH ALL-POLE CONNECTIVITY

A.B. Fokin
FSO Academy of Russia, Orel, tatarin57ru@mail.ru

Annotation. The paper considers a model of a telecommunications network presented as a generalized model of Erdesh-Renya, which is used to generate a set of spanning trees for networks with all-pole connectivity.
Keywords: network, graph, model, spanning tree, the probability of connectivity, sustainability.

Введение

Рост как размеров так и сложности телекоммуникационных сетей выносит на первый план проблемы, связанные с анализом устойчивости (надежности, живучести). Задачи анализа надежности (устойчивости, живучести) актуальны не только для телекоммуникаций, но и для систем, чьи компоненты подвержены различным видам отказов, например, транспорт-

ные, энергетические, механические системы, интегральные цепи и даже программное обеспечение, эти системы относятся к сложно разветвленным. Данные системы можно представить в форме сети, описывающей взаимосвязь ее отдельных элементов (вершин и ребер). Например, для телекоммуникационных сетей каждую вершину сети можно представить как отдельное устройство, а ребра – это линии связи, соединяющие вершины между собой. И исходя от состояния ребер и вершин сама сеть может быть работоспособной либо нет.

Для сетей связи необходимым условием нормального функционирования является постоянная доступность заданного набора вершин и как следствие, высокая надежность сети. В большинстве случаев сети строятся с учетом наличия сразу нескольких путей распространения информации между любой парой вершин. Лучшим вариантом является наличия нескольких разнесенных путей между заданной парой вершин или как допущение, предполагающее хотя бы наличие между любой парой вершин нескольких непересекающихся множеств путей, а также маршрутов включающих общие ребра.

Формирование множества деревьев в телекоммуникационных сетях с всеполюсной связностью

Для оценки устойчивости (надежности, живучести) сложно разветвленных систем в большинстве случаев используют теорию графов [1]. При таком анализе практически невозможно рассмотреть данные системы во всей ее полноте, что предполагает декомпозицию системы на ряд небольших функциональных элементов. Так для телекоммуникационных сетей их разделяют на сетевые устройства (коммутаторы, маршрутизаторы, терминалы и т. п.) и линии связи между ними (медножильные, оптоволоконные, коаксиальные кабели, беспроводная среда и другие среды передачи). Из практики, следует что отказы устройств значительно менее вероятны, чем отказы линий связи, это предполагает считать данные устройства абсолютно устойчивыми (надежными, живучими).

Используемую модель телекоммуникационной сети представим в виде обобщенной модели Эрдеша–Реньи [2]. В которой рассмотрим случайный граф G, с определенным множеством вершин $V = \{1, \dots, v\}$ с мощностью v, а случайными в нем будут только ребра. Количество потенциальных ребер в графе G определяется числом сочетаний $l = C_n^2$ штук. Вероятность существования ребра (работоспособности линии связи) между вершинами i и j обозначим через $p_{i,j} \in [0,1]$ которая не зависит от всех остальных $l-1$ ребер. Данную вероятность можно рассматривать и как коэффициент готовности и коэффициент оперативной готовности [3] и как другие показатели, характеризующие работоспособность элементов телекоммуникационной сети [4].

Допустим, что L – случайное множество ребер, тогда случайный граф G приобретёт форму обобщенной модели Эрдеша–Реньи, т. е. $G = (V, L)$. Отсюда вероятность p_G существования конкретного графа G определяется как:

$$p_G = \prod_{(i,j)\in L} p_{i,j} \prod_{(i,j)\notin L} (1 - p_{i,j}).$$

В такой постановке вероятность $p(S)$ обладания случайным графом G некоторым свойством трактуется как сумма вероятностей p_G существования графов, принадлежащих множеству S, для которого это свойство выполняется, т. е.

$$p(S) = \sum_{G\in \mathrm{S}} p_G.$$

В контексте устойчивости телекоммуникационной сети под рассматриваемым свойством понимают связность сети в той или иной форме, а следовательно, вероятность $p(S)$ связ-

ности сети оценивается как сумма вероятностей p_G всех связных графов (на заданном множестве вершин), формирующих множество S.

Традиционно выделяют три меры связности: двухполюсная, многополюсная и всеполюсная [1, 5].

Всеполюсная связность соответствует состоянию случайного графа, когда все его вершины имеют связь друг с другом. В результате событие связности можно трактовать как существование хотя бы одного остового дерева, включающего все вершины случайного графа, а также в котором присутствует только один путь между любой парой вершин, т. е. отсутствуют циклы.

Событие связности рассматривается как существование некоторого подграфа S_i в конкретной реализации графа G, содержащего заданные вершины, исходного случайного графа G и однозначно являющегося деревом, листьями которого могут быть только эти заданные вершины. Для всеполюсной сети – это остовые деревья, включающие все вершины случайного графа G.

Таким образом, множество S графов, для которого выполняется свойство связности, имеет следующий вид:

$$S = \{G: \exists S_i \subseteq G\}, \tag{1}$$

т. е. множество S состоит из всех графов G, для которых существует хотя бы один подграф S_i, содержащийся в графе G.

Рассматриваемый подход базируется на методе формирования множества деревьев в форме декартового произведения $v-1$ вершинных сечений [1, 8].

Формально процедуру формирования множества деревьев целесообразно разбить на четыре этапа. На первом синтезируют $v-1$ множество вершинных сечений, на втором находят декартово произведение вплоть до $v-2$ полученного множества сечений с учетом не повторяемости ребер, на третьем отдельно вычисляют последнее произведение на $(v-1)$-е множество сечений, одновременно контролируя не только уникальность ребер, но и связность полученного подграфа, а на четвертом преобразуют деревья в векторную форму.

Исходными данными здесь является только матрица смежностей **A** случайного графа G. Для дальнейших выкладок ее необходимо преобразовать в модифицированную матрицу смежности $\mathbf{A}' = \{a'_{i,j}\}_{i,j=1,\dots,v}$, учитывающую нумерацию ребер. Каждый ненулевой элемент этой матрицы соответствует номеру ребра, упорядоченного в порядке возрастания номеров инцидентных им вершин. А поскольку матрица неориентированного графа симметрическая, то целесообразно формировать сразу два элемента модифицированной матрицы:

$$a'_{1,j} = a'_{j,1} = \begin{cases} \sum_{r=1}^{j} a_{1,r}, a_{i,j} = 1, \\ 0, a_{i,j} = 0, \end{cases} \quad j = 1, \dots, v; \tag{2}$$

$$a'_{i,j} = a'_{j,i} = \begin{cases} \sum_{k=1}^{i-1} \sum_{r=k}^{v} a_{k,r} + \sum_{r=k}^{j} a_{i,r}, a_{i,j} = 1, \\ 0, a_{i,j} = 0, \end{cases} \quad i = 2, \dots, v, j = 1, \dots, v. \tag{3}$$

Множество вершинных сечений сформировать не сложно. Достаточно в матрице смежностей рассмотреть все единичные элементы, принадлежащие соответствующему столбцу или строке. Для упрощения дальнейших вычислений целесообразно исключить вершину, валентность которой имеет максимальную величину, т. к. она породит наибольшее

число комбинаций в декартовом произведении. Номер пропускаемой в ходе анализа вершины:

$$v_e = \min[\arg\max(\mathbf{A}\mathbf{1}_v)], \tag{4}$$

где $\mathbf{1}_v = \{u_i\}_{i=1,\dots,v}$ – единичный вектор длины v, $u_i = 1$.

Здесь используется внешний оператор минимизации для отбора только одной вершины, в случае, если вершин с максимальной валентностью сразу несколько.

Для удобства программной реализации множества сечений целесообразно синтезировать в форме векторов сечений $\mathbf{c}_r$, $r = 1, \dots, v-1$. Для их определения производится последовательная процедура выделения по строкам ненулевых элементов матрицы смежности:

$$[\mathbf{c}_r]_1 = \left\{a'_{i,\min(j)} : a_{i,j} = 1, j = 1, \dots, v\right\}, \tag{5}$$

$$[\mathbf{c}_r]_k = \left\{a'_{i,\min(j)} : a_{i,j} = 1, [\mathbf{c}_i]_{k-1} < v, j = [\mathbf{c}_i]_{k-1} + 1, \dots, v\right\},$$
$$i \neq v_e, i = 1, \dots, v, r = \begin{cases} i, i < v_e, \\ i-1, i > v_e. \end{cases} \tag{6}$$

В результате формируется $v-1$ векторов сечений, над которыми осуществляется последовательная процедура декартового умножения с контролем уникальности, входящих в каждое произведение ребер. Исходной матрицей декартовых произведений $\mathbf{W}_1$ является транспонированный вектор сечений первой или второй ($v_e = 1$) вершины:

$$\mathbf{W}_1 = \mathbf{c}_1^{\mathrm{T}}, \tag{7}$$

где $^{\mathrm{T}}$ – оператор транспонирования.

Далее результаты декартовых произведений формируются в виде матриц $\mathbf{W}_r$, k-й столбец каждой из которых образуется только в случае отсутствия повторяющихся ребер, а последовательный перебор выполняется сначала по столбцам матрицы декартовых произведений $\mathbf{W}_{r-1}$, а затем по элементам векторов сечений $\mathbf{c}_r$:

$$\mathbf{W}_r^{\langle k \rangle} = \left\{ \begin{bmatrix} \mathbf{W}_{r-1}^{\langle i \rangle} \\ [\mathbf{c}_r]_j \end{bmatrix} : [\mathbf{c}_r]_j \notin \mathbf{W}_{r-1}^{\langle i \rangle}, i = 1, \dots, \mathrm{cols}(\mathbf{W}_{r-1}), j = 1, \dots, \mathrm{rows}(\mathbf{c}_r) \right\},$$
$$r = 2, \dots, v-2. \tag{8}$$

Последнее $v-2$ декартово произведение дополнительно проверяется на связность с целью выявить подграфы, содержащие петли:

$$\mathbf{W}_{v-1}^{\langle k \rangle} = \left\{ \begin{bmatrix} \mathbf{W}_{v-2}^{\langle i \rangle} \\ [\mathbf{c}_{v-1}]_j \end{bmatrix} : [\mathbf{c}_{v-1}]_j \notin \mathbf{W}_{v-2}^{\langle i \rangle}, \mathrm{S}\left(\begin{bmatrix} \mathbf{W}_{v-2}^{\langle i \rangle} \\ [\mathbf{c}_{v-1}]_j \end{bmatrix} \right) = 1, \right.$$
$$\left. i = 1, \dots, \mathrm{cols}(\mathbf{W}_{v-2}), j = 1, \dots, \mathrm{rows}(\mathbf{c}_{v-1}) \right\}, \tag{9}$$

где $\mathrm{S}(\mathbf{W})$ – оператор проверки связности, результат выполнения которого равен единице, если граф, состоящий из ребер $\mathbf{W}$, связный и нуль, если нет.

Стандартным подходом для реализации этого оператора служит один из двух поисков в ширину или глубину [9]. Для его выполнения первоначально выбирается произвольная

вершина v_1, из которой начинается поиск. В ходе поиска на каждом шаге используется вспомогательный вектор $\mathbf{w}_k = \{w_i\}_{i=1,\dots}$, размер которого изменяется в ходе итерационного процесса, а каждый шаг эквивалентен проверке отсутствия неучтенных в текущем векторе $\mathbf{w}_k$ вершин. Первоначально этот вектора состоит только из одного элемента, значение которого соответствует номеру начальной вершины поиска, т. е. $\mathbf{w}_1 = [v_1]$. Далее на каждом k-м шаге производится проверка инцидентных данной вершине вершин на присутствие в векторе $\mathbf{w}_{k-1}$:

$$\mathbf{w}_k = \left\{ \begin{bmatrix} \mathbf{w}_{k-1} \\ \mathbf{i} \end{bmatrix} : \mathbf{i} = \{i\}_{i=1,\dots}, a_{w_{k-1},i} = 1, i \notin \mathbf{w}_{k-1}, i = 1, \dots, v \right\}, k = 1, \dots, \mathrm{rows}(\mathbf{w}_k).$$

Итерационный процесс завершается после того как номер шага k превысит количество элементов, т. е. при $k > rows(\mathbf{w}_k)$. После этого проверяется, все ли вершины присутствуют в конечном векторе $\mathbf{w}_k$:

$$\mathrm{S}(\mathbf{A}) = \begin{cases} 1, \mathrm{rows}(\mathbf{w}_k) = v, \\ 0, \mathrm{rows}(\mathbf{w}_k) > v. \end{cases}$$

Сформированная матрица $\mathbf{W}_{v-1}$ содержит описание всех деревьев исследуемого графа, однако она имеет структуру, где каждое дерево формализовано как перечисление номеров входящих в него ребер, что несколько неудобно для последующих выкладок. В связи с этим на последнем этапе предполагается преобразование данной матрицы $\mathbf{W}_{v-1}$ в матрицу деревьев $\mathbf{W} = \{w_{i,j}\}_{\substack{i=1,\dots,l \\ j=1,\dots,s}}$, где s – общее число деревьев, аналогичной по структуре матрице, каждый элемент которой определяется выражением:

$$w_{i,j} = \begin{cases} 1, i \in L'_j, \\ 0, i \notin L'_j, \end{cases}$$

где $L'_j \in L'$ – j-е дерево.

Отметим, что здесь и далее все описания связных и несвязных подграфов будут иметь общие обозначения, если иное не оговорено дополнительно.

Таким образом, процедура формирования матрицы деревьев $\mathbf{W}$ на основе матрицы $\mathbf{W}_{v-1}$ оказывается простой, поскольку все деревья содержат одинаковое количество ребер, и использует последовательный перебор всех столбцов ранее определенной матрицы $\mathbf{W}_{v-1}$:

$$\begin{gathered} w_{i,j} = \begin{cases} 1, i \in \mathbf{W}_{v-1}^{\langle j \rangle}, \\ 0, i \notin \mathbf{W}_{v-1}^{\langle j \rangle}, \end{cases} \\ i = 1, \dots, l, j = 1, \dots, s. \end{gathered} \tag{10}$$

Отметим также, что общее количество деревьев s заранее, основываясь только на виде матрицы смежностей $\mathbf{A}$, определить возможно на основе теоремы Кирхгофа [6], что позволяет дополнительно проверять правильность реализации алгоритмов, т. к. здесь также:

$$s = \mathrm{cols}(\mathbf{W}).$$

Рассмотрим реализацию предложенных процедур на примере.

Структура сети представлена на рисунке 1. Тогда матрица смежностей графа данной сети имеет вид:

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix},$$

а модифицированная матрица в соответствии с уравнениями ((2)–((3):

$$\mathbf{A}' = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 2 & 0 & 0 & 3 \\ 0 & 2 & 0 & 4 & 0 & 5 \\ 0 & 0 & 4 & 0 & 6 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 6 & 0 & 7 \\ 0 & 3 & 5 & 0 & 7 & 0 \end{bmatrix}. \quad (11)$$

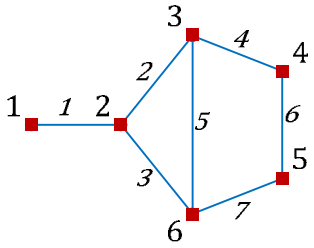


Рис. 1. Всеполюсный граф исследуемой сети связи

Согласно выражению ((4) пропускаемая в ходе анализа вершина имеет значение $v_e = 2$, т. к. ее степень $\deg v_2 = 3$. Тогда в соответствии с процедурами ((5)–((6) рассматривается всего пять векторов сечений

$$\mathbf{c}_1 = [1], \mathbf{c}_2 = \begin{bmatrix} 2 \\ 4 \\ 5 \end{bmatrix}, \mathbf{c}_3 = \begin{bmatrix} 4 \\ 6 \end{bmatrix}, \mathbf{c}_4 = \begin{bmatrix} 6 \\ 7 \end{bmatrix}, \mathbf{c}_5 = \begin{bmatrix} 3 \\ 5 \\ 7 \end{bmatrix}.$$

Согласно выражениям ((7)–((9) матрицы декартовых произведений

$$\mathbf{W}_1 = [1], \mathbf{W}_2 = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 2 & 4 & 5 \end{bmatrix}, \mathbf{W}_3 = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 2 & 2 & 4 & 5 & 5 \\ 4 & 6 & 6 & 4 & 6 \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{W}_4 = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 2 & 2 & 2 & 4 & 5 & 5 & 5 \\ 4 & 4 & 6 & 6 & 4 & 4 & 6 \\ 6 & 7 & 7 & 7 & 6 & 7 & 7 \end{bmatrix}, \mathbf{W}_5 = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 2 & 2 & 2 & 2 & 2 & 2 & 2 & 4 & 5 & 5 & 5 \\ 4 & 4 & 4 & 4 & 4 & 6 & 6 & 6 & 4 & 4 & 6 \\ 6 & 6 & 6 & 7 & 7 & 7 & 7 & 7 & 6 & 7 & 7 \\ 3 & 5 & 7 & 3 & 5 & 3 & 5 & 3 & 3 & 3 & 3 \end{bmatrix}.$$

В результате согласно формуле ((10) матрица деревьев имеет размер 7×11

$$\mathbf{W} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 1 & 1 \end{bmatrix},$$

а множество остовых деревьев, исходя из матрицы деревьев изображено на рисунке 2.

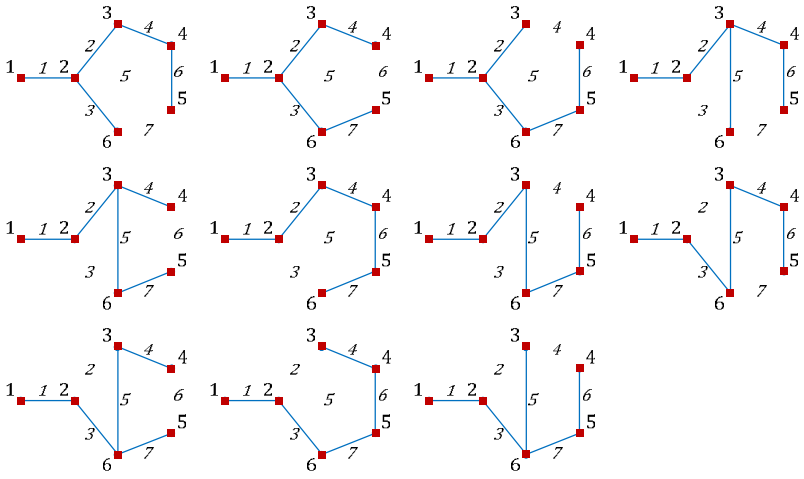


Рис. 2. Остовы (остовые деревья) графа, представленного на рисунке 1

Заключение

Отметим, что всеполюсные деревья есть остовые деревья, которые относятся к одному из частных случаев многополюсных сетей, при условии когда все вершины и есть полюса.

На практике при расчете устойчивости (надежности, живучести) телекоммуникационной сети, которая является многополюсной, целесообразно рассматривать именно частные случаи, в том числе всеполюсных цепей (остовов), вследствие их меньшей вычислительной сложности.

Библиографический список

1. Chaturvedi S. K. Network Reliability Measures and Evaluation / Sanjay K. Chaturvedi. – Scrivener Publishing LLC. – 2016. – 237 p.
2. Райгородский А. М. Модели случайных графов и их применения // Труды МФТИ. – 2010. Том 2, № 4. – С. 130–140.
3. ГОСТ Р 53111–2008. Устойчивость функционирования сети связи общего пользования. Требования и методы проверки. – Введ. 2008–12–18. – Москва : Стандартинформ, 2009. 16 с.
4. Острейковский В. А. Теория надежности : Учеб для вузов / В. А. Острейковский. – Москва : Высш. шк., 2003. – 463 с.
5. Paredes R. Network Reliability Estimation in Theory and Practice / R. Paredes, L. Duenas–Osorio, K. S. Meel, M. Y. Vardi // Preprint submitted to Reliability Engineering & System Safety. – 2018. – 26 p.
6. Татт У. Теория графов / пер. с англ. – Москва : Мир, 1988. – 424 с.
7. Зыков А. А. Основы теории графов. – Москва : Наука, Гл. ред физ.-мат. лит., 1987. – 384 с.
8. Chaturvedi S. K. Network Reliability. Measures and Evaluation. Wiley, 2016. 237 p.
9. Tutte W. T. Graph Theory. Addison–Wesley Publishing Company. 1984. 333 p.

УДК 621.396; ГРНТИ 47.05/03

МНОГОКРИТЕРИАЛЬНЫЙ ВЫБОР ВИДА МОДУЛЯЦИИ ДЛЯ ПРОГРАММНО-ОПРЕДЕЛЯЕМОЙ OFDM-СИСТЕМЫ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ

А.И. Устинова, А.А. Лисничук

Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина, Российская Федерация, Рязань, aui0217@gmail.com

Аннотация. В работе рассматриваются системы передачи информации с помощью OFDM. Приводятся их основные особенности, достоинства и недостатки. Так же рассматривается многокритериальный подход при выборе вида модуляции.

Ключевые слова: ортогональное частотное мультиплексирование (OFDM), многокритериальный выбор, модуляция, пик-фактор, спектральная эффективность, помехоустойчивость, OFDM-сигнал.

MULTI-CRITERIA SELECTION OF MODULATION TYPE FOR SOFTWARE-DEFINED OFDM COMMUNICATION SYSTEM

A.I. Ustinova, A.A. Lisnichuk

Ryazan State Radio Engineering University named after V.F. Utkin, Russia, Ryazan, aui0217@gmail.com

The summary. This paper discusses information transfer systems using OFDM. Their main features, advantages and disadvantages are given. A multi-criteria approach is also considered when choosing the type of modulation.

Keywords: orthogonal frequency multiplexing (OFDM), multi-criteria selection, modulation, PAPR, spectral efficiency, noise immunity, OFDM signal.

Введение

В современных системах передачи информации все чаще используют ортогональное частотное мультиплексирование (OFDM). Эти сигналы применяются в следующих цифровых системах Wi-Fi, WiMAX, DVB-T2, DAB, DRM и др. [1].

Модуляция при помощи OFDM позволяет весь диапазон частот разделить между N поднесущими, на каждой из которых параллельно передается 1/N часть общего потока информации. Каждая поднесущая модулируется независимо и располагается на своей ортогональной поднесущей с последующим объединением данных.

При построении системы с OFDM одной из основных задач является выбор вида модуляции в тракте формирования OFDM сигнала. Как указывалось выше, каждая поднесущая модулируется независимо друг от друга, это позволяет сформировать одновременную передачу нескольких параллельных каналов. Так же, при наличии мешающих факторов (сосредоточенных по спектру) некоторые поднесущие можно отключать для минимизации негативного действия.

Одно из преимуществ сигналов с OFDM заключается в том, что с изменением вида модуляции каждой из поднесущих появляется возможность адаптироваться к параметрам канала связи и условиям передачи. Данное качество позволяет обеспечить высокую помехоустойчивость и универсальность.

Обычно, выбор вида модуляции производится по одному, реже по двум основным показателям качества наиболее важным для систем передачи информации. Такой подход не гарантирует обеспечение других требуемых характеристик и часто приводит к нереализуемым с точки зрения заданных параметров сигналам и устройствам обработки [2].

При выборе вида модуляции целесообразно рассмотреть следующие важные показатели качества:

– пик-фактор;

– помехоустойчивость;

– спектральная эффективность.

Обоснование показателей качества

Основным недостатком систем с OFDM является высокий пик-фактор (PAPR) колебаний, представляющих сумму большого количества модулированных поднесущих, который характеризуется отношением пиковой мощности сигнала к его средней мощности. Данный недостаток требует расширения диапазона линейной передаточной характеристики выходного усилителя примерно на 6-10 дБ [3], следствием чего является снижение КПД выходных усилителей радиопередатчиков. Данное свойство ограничивает использование OFDM-сигнала в условиях, когда передатчик имеет жесткие мощностные ограничения [4]. На практике это приводит к тому, что при характерных для OFDM значениях пик-фактора порядка 12-14 дБ средняя мощность на выходе радиопередатчика сокращается до 8-12 % от её номинального значения [5].

Проблема борьбы с высокими значениями пик-фактора OFDM сигнала вызывает большой интерес [4]. Минимизация пик-фактора позволяет без изменения схемной реализации устройства повысить дальность связи и увеличить помехоустойчивость за счет использования сигналов с большой энергией. Для OFDM снижение пик-фактора особенно актуально из-за требования линейности.

Для создания эффективных систем передачи информации, функционирующих в сложных условиях распространения сигналов и воздействия помех, необходимо исследовать помехоустойчивость при воздействии дестабилизирующих факторов [6]. Исследование помехоустойчивости необходимы так же при создании адаптивных систем кодирования и разработки аппаратно-программного комплекса, предназначенного для выбора оптимальных параметров сигналов при изменяющихся характеристиках канала связи [4].

Перспективность использования OFDM сигналов объясняется тем, что эти сигналы обеспечивают высокую спектральную эффективность, возможность работы вне прямой видимости (обусловлено устойчивостью OFDM-сигнала с множеством поднесущих к многолучевому распространению радиоволн, что возникает вследствие переотражений сигнала от препятствий), высокие энергетические параметры системы связи, обеспечивающие большую дальность и возможность эффективной работы системы передачи информации [6]. Значения показателей качества, использованных для анализа в данной работе приведены в источниках [9], [10], [11]. Конкретные значения показателей качества приведены в таблице 1.

Таблица 1. Показатели качества OFDM-сигнала

	Помехоустойчивость при АБГШ и фиксированной вероятности BER=10^{-3}, дБ	Спектральная эффективность (Бит/с/Гц)	Пик фактор для OFDM-сигнала, дБ
BPSK	7	1	10,6
QPSK	7	2	10,7
8-PSK	10	3	10,6
QAM-16	13,5	4	10,5
QAM-32	15,4	5	10,6
QAM-64	17,3	6	10,5

Для удобства анализа показатели качества необходимо пронормировать и привести к единому виду по формуле 1. Расчет производился по методике описанной в [2].

$$\text{ПК}_n = \frac{\text{ПК}_n}{\text{ПК}_{nmax}}. \quad (1)$$

Показатель спектральная эффективность необходимо максимизировать. Для приведения этих показателей качества к единому виду, их необходимо пересчитать по формуле 2.

$$\widetilde{\text{ПК}_n} = 1 - \frac{\text{ПК}_n}{\text{ПК}_{nmax}}. \quad (2)$$

Для дальнейшего анализа необходимо вычислить суммарный показатель качества по каждому сравниваемому виду модуляции, формула 3.

$$\text{ПК}_\Sigma = \sum_{n=1}^{N} \widetilde{\alpha_n}\, \widetilde{\text{ПК}_{n\text{Н}}}. \quad)$$

Для учета разной значимости параметров показатели качества умножаются на весовые коэффициенты α_i.

Выбор весовых коэффициентов

При выборе весовых коэффициентов необходимо чтобы выполнялось следующее равенство:

$$\sum_{n=1}^{N} \alpha_n = 1. \quad (4)$$

Параметр помехоустойчивость играет ключевую роль для создания эффективных систем передачи информации, функционирующих в сложных условиях распространения сигналов и воздействия помех. Вес этого показателя качества принят наибольшим и равным $\alpha_1 = 0{,}5$.

Параметры спектральная эффективность и пик-фактор занимают равнозначную позицию. Веса этих показателей качества равны $\alpha_2 = 0{,}25$, $\alpha_3 = 0{,}25$.

Таблица 2. Значения нормированных показателей качества с учетом выбранных весовых коэффициентов

	Помехоустойчивость при АБГШ и фиксированной вероятности BER=10^{-3}, дБ	Спектральная эффективность (Бит/с/Гц)	Пик фактор для OFDM-сигнала, дБ	Суммарный показатель качества
BPSK	0,21	0,208	0,248	0,666
QPSK	0,21	0,168	0,25	0,628
8-PSK	0,29	0,125	0,248	0,663
QAM-16	0,39	0,083	0,245	0,721
QAM-32	0,45	0,043	0,248	0,741
QAM-64	0,5	0	0,245	0,745

Выводы

Рассмотрена задача многокритериального подхода при выборе вида модуляции для OFDM-систем. Для чего проанализированы основные показатели влияющие на качество передачи информации – помехоустойчивость, спектральная эффективность, пик-фактор для OFDM-сигнала. Данный метод позволяет сделать выбор вида модуляции, опираясь на оценку целого ряда критериев, что позволяет обеспечить требуемые характеристики системы передачи информации.

При сравнении видов модуляции (см. таблицу 2) было получено, что при весовых коэффициентах $\alpha_1 = 0{,}5$, $\alpha_2 = 0{,}25$, $\alpha_3 = 0{,}25$ целесообразно выбрать QPSK модуляцию на

поднесущих OFDM-сигнала, так как суммарный показатель качества в этом случае является минимальным.

Библиографический список

1. Власов В.А. OFDM в современных технологиях связи. РПдУ МТУСИ, 2011 г. 4 с.
2. Кириллов С.Н. Многокритериальный синтез реализуемых сигналов и устройств обработки с учетом мешающих факторов в радиотехнических системах. Р.: РГРТУ, 1997г. 35 с.
3. Kevin Jones & Christos Aslanidis. DCSK Technology vs. OFDM Concepts for PLC Smart Metering. — Renesas, March 2009, 14 с.
4. Лисничук А.А Процедура многокритериального синтеза сигналов с прямым расширением спектра для адаптации когнитивных радиосистем передачи информации к сложной помеховой обстановке // Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета, № 4, выпуск 66, часть 1, 2018. С. 9-15.
5. Викулов В.М. Системы компьютерной математики и приложения, № 2, 2014г., 118 с.
6. Пукса Д.О., Жданеев М.С. Техника радиосвязи, “Оконный метод снижения пик-фактора OFDM”, 2013г., 14 с.
7. Прокис Д. Цифровая связь. Пер. с англ. / Под ред. Д.Д. Кловского. М.: Радио и связь. 2000. 800 с.
8. Петренко Б.П. Оценка помехоустойчивости OFDM сигналов в системах передачи информации при воздействии дестабилизирующих факторов, 2012 г., 7 с.
9. Википедия. – URL: https://ru.qwe.wiki/wiki/Phase-shift_keying
10. Блог компании Yota. – URL: https://m.habr.com/ru/company/yota/blog/119047/
11. 3GPP Long Term Evolution (LTE). – URL: https://thepresentation.ru/uncategorized/3gpp-long-term-evolution-lte-obzor-fizicheskogo-urovnya

УДК 621.395; ГРНТИ 49.03.05

ИССЛЕДОВАНИЕ АЛГОРИТМОВ ПОЛУЧЕНИЯ ПРОИЗВОДНОЙ РЕЧЕВОГО СИГНАЛА

В.А. Дынькова, В.Т. Дмитриев

Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина, Российская Федерация, Рязань, dynkova1234@gmail.com

Аннотация. В данной работе были рассмотрены наиболее известные алгоритмы получения производной. Приведены их достоинства и недостатки, а также реализационные возможности на основе алгоритма Хургина-Яковлева.

Ключевые слова: производная, отсчеты сигнала, алгоритм Хургина-Яковлева, восстановление сигнала, вычислительные затраты.

STUDY OF ALGORITHMS FOR OBTAINING A SPEECH SIGNAL DERIVATIVE

V.A. Dynkova, V.T. Dmitriev

Ryazan state radio engineering University named After V. F. Utkin, Ryazan, Russian Federation, dynkova1234@gmail.com

Abstact. In this paper, the most well-known algorithms for obtaining a derivative were considered. Their advantages and disadvantages are given, as well as implementation possibilities based on the Hurgin-Yakovlev algorithm.

Keywords: derivative, signal counts, Hurgin-Yakovlev algorithm, signal recovery, computational costs.

В настоящее время при разработке телекоммуникационных систем все чаще используются алгоритмы на основе представления Хургина-Яковлева, которое заключается в представлении сигнала в виде отчетов самого сигнала и его первых производных. Такой подход позволяет улучшить помехоустойчивость восстановленного сигнала, а также даёт возможность ускорения обработки сигнала за счет её распараллеливания.

Алгоритм Хургина-Яковлева позволяет упростить реализацию синтезирующих фильтров с конечными импульсными характеристиками, обеспечивая уменьшение СКО восстановления сигнала по сравнению с синтезирующим фильтром, построенным на основе теоремы Котельникова, при равных порядках.

Одним из важнейших факторов, влияющих на качество восстановления исходного сигнала, является точность вычисления производной. В связи с этим возникает необходимость исследования работы различных алгоритмов расчёта производных. В данной работе рассмотрены следующие алгоритмы.

Конечно-разностный алгоритм

Метод основан на определении производной:

$$f'(t) = \lim_{\Delta t \to 0}((f(t + \Delta t) - f(t))/\Delta t). \quad (1)$$

При конечном шаге дискретизации Δt, можно получить следующие соотношения:

$$f'(t_i) = (f(t_{i+1}) - f(t_i))/\Delta t, \quad (2)$$

$$f'(t_i) = (f(t_i) - f(t_{i-1}))/\Delta t, \quad (3)$$

которые могут использоваться для нахождения производной дискретного сигнала.

Данный алгоритм обладает наименьшими вычислительными затратами [1].

Алгоритм на основе полиномиальной аппроксимации

Алгоритм выполняется в два этапа. На первом этапе n+1 отсчетов сигнала аппроксимируются полином Лагранжа, а затем на втором этапе вычисляется производная от полученного полинома.

Для получения коэффициентов полинома n-ой степени необходимо вычислить n+1 уравнений по числу отсчетов сигнала. Как известно решение систем линейных уравнений может требовать больших вычислительных затрат. Однако как показано в [2] в случае, когда $\Delta t = const$ нет необходимости каждый раз решать систему уравнений, достаточно использовать следующую формулу:

$$f'(t_i) = \big(f(t_{i-2}) - 8 \cdot f(t_{i-1}) + 8 \cdot f(t_{i+1}) - f(t_{i+2})\big)/12\Delta t. \quad (4)$$

Данный алгоритм потенциально обладает высокой точностью, но это требует увеличение частоты дискретизации относительно частоты по теореме Котельникова. Но на практике реализация этого условия вызывает ряд трудностей.

Алгоритм, основанный на аппроксимации Рядом Фурье

Алгоритм аналогичен предыдущему с тем отличием что сигнал раскладывается в ряд Фурье во временной области и от полученного разложения вычисляется производная. В этом случае производная сигнала принимает вид:

$$f'(t_i) = \sum_{n=1}^{K/2}(b_n \cdot \omega_n \cdot \cos(\omega_n \cdot t_i) - a_n \cdot \omega_n \cdot \sin(n \cdot \omega_n \cdot t_i)), \quad (5)$$

где$\omega_n = n \cdot \frac{2\pi}{K}$; a_n и b_n- коэффициенты разложения в ряд Фурье.

При увеличении числа отсчетов сигнала повышается точность вычисления производной, но увеличиваются вычислительные затраты.

Алгоритм, основанный на свойствах преобразования Фурье

В данном случае производная вычисляется в частотной области.

Спектр производной равен:

$$S_{пр}(\omega_n) = \begin{cases} 0, & k = K/2; \\ S_c(\omega_n) \cdot j \cdot \omega_n, & 0 < k < K/2; \\ S_c(\omega_n) \cdot j \cdot (\omega_n - 2\pi/\Delta t), & K/2 < k < K, \end{cases} \quad (6)$$

где спектра $S_c(\omega_n)$ сигнала f(t), $\omega_n = 2\pi \cdot n/\Delta t \cdot K$.

Так как для получения отсчетов производной требуется сначала вычислить дискретное преобразование Фурье отсчётов сигнал, даже при использовании быстрого преобразования Фурье (БПФ), вычислительные затраты достаточно велики [1].

В ходе проведения исследования было изучено среднеквадратическое отклонение (СКО) сигналов, восстановленного при использовании производной, полученной с помощью приведенных выше алгоритмов, и с использованием аналитической производной. Результат представлен в таблице 1.

Таблица 1. СКО при различных методах вычисления производной

Алгоритм вычисления производной	**Значение СКО**
В частотной области	0,238491492
Аппроксимация полиномом	0,258068515
Аппроксимация рядом Фурье	0,235003481
Конечно-разностный	0,290840731

Также были оценены вычислительные затраты необходимые для реализации этих алгоритмов.

Исследование показало, что конечно–разностный алгоритм обладает наименьшими вычислительными затратами, но уступает остальным алгоритмам по качеству. Наиболее результативным является алгоритм на основе разложения в ряд Фурье, но он же имеет наибольшие вычислительные затраты.

В результате исследования можно сделать вывод, что наилучший результат может быть получен при применении алгоритма в частотной области, точность которого сопоставима с точностью, при использовании алгоритма с разложением в ряд Фурье, но при этом с

меньшими затратами на реализацию за счет применения БПФ при вычислении спектра сигнала.

Еще одним важным вопросом при разработке систем на основе представления Хургина-Яковлева является реализация самого алгоритма преобразования сигнала. В [3] рассмотрены реализационные возможности представления Хургина-Яковлева при использовании отсчетов сигнала и первой производной.

Помимо производной первого порядка также возможно использование производных более высоких порядков. Это позволяет получить дополнительный выигрыш в скорости за счет большего распараллеливания обработки. Однако, использование производных второго и третьего порядков приводит к искажению сигнала в силу накопления ошибок из-за неточного вычисления производных.

В результате экспериментальных исследований, приведенных в [4], было показано, что алгоритм Хургина-Яковлева обеспечивает качественное восстановление сигнала при использовании производных первого и второго порядка. При использовании трех производных качество восстановленного сигнала заметно хуже. При использовании первой и второй производных погрешность вычислений составляет не более 1%, при использовании третьей производной – не более 4%. Однако в этом случае достигается дополнительный выигрыш при маскировании сигнала.

Применение второй производной в алгоритме обработки речевых сигналов на основе представления Хургина-Яковлева позволяет распараллелить операции при более простой реализации синтезирующих фильтров, а также увеличить количество комбинаций алгоритма маскирования в 10^{10} раз [5].

Библиографический список

1. Бахурин С.А., Дмитриев В.Т. Исследование точности алгоритмов оценки отсчетов производной в радиотехнических устройствах // Вестник РГРТА. – 2003. – Вып.13. – С.32-35.

2. Данилина Н.И., Дубровская Н.С., Кваша О.П., Смирнов Г.А., Вычислительная математика. -М.: Высшая школа, 1985. -472 с.

3. Дмитриев В.Т. Помехоустойчивость кодеков речи на основе алгоритма Хургина-Яковлева // Вестник РГРТА. – 2003. – Вып.12. – С.133-136.

4. Кириллов С.Н., Дмитриев В.Т. Реализационные возможности и помехоустойчивость процедуры восстановления сигналов на основе алгоритма Хургина-Яковлева // Радиотехника. – 2003. – №1. – С. 73-75.

5. Дмитриев В.Т., Лукьянов Д.И. Алгоритм маскирования на основе представления Хургина-Яковлева с использованием производных второго и третьего порядков // Вестник РГРТУ. – 2012. – Вып.42. ч.1 – С.11-15.

УДК 621.396; ГРНТИ 49.03.05

АНАЛИЗ ПАРАМЕТРОВ РЕЧЕВЫХ СИГНАЛОВ НА ВЫХОДЕ ПЕРВИЧНЫХ КОДЕКОВ

М.С. Смирнов, Д.А. Буряков

Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина, Российская Федерация, Рязань, smirms@mail.ru

Аннотация. В работе рассматриваются параметры кодеков речевых сигналов на основании которых выполняется анализ алгоритмов кодировании/декодировании, а также возможности определение кода на выходе первичного кодека речевых сигналов.

Ключевые слова: первичный кодек, кодеки формы, вокодеры, липредеры, представления Хургина-Яковлева, импульсно-кодовая модуляция (PCM), адаптивная дифференциальная импульсно-кодовая модуляция (ADPCM), кодек Musicam, линейное предсказание с мультикодовым управлением (CELP).

ANALYSIS OF SPEECH SIGNALS ON THE OUTPUT OF PRIMARY CODECS

M.S. Smirnov, D.A. Buryakov
Ryazan State Radio Engineering University named after V.F. Utkina,
Russian Federation, Ryazan, smirms@mail.ru

The summary. The paper discusses the parameters of the codecs of speech signals based on which the analysis of coding / decoding algorithms is performed, as well as the possibility of determining the code at the output of the primary codec of speech signals.
Keywords: primary codec, form codecs, vocoders, lipreaders, Khurgin-Yakovlev representations, pulse-code module (PCM), adaptive differential pulse-code modulation (ADPCM), codecs Musicam, code excited linear prediction (CELP).

В настоящее время существует множество кодеков речевых сигналов с различными параметрами сигналов. В кодере речевые сигналы преобразуются в цифровые последовательности определенного формата, соответствующего принятому в конкретной системе стандарту. Для формирования кодированных посылок цифровые последовательности разбиваются на кадры, число, состав и длительность символов в которых определяются особенностями кодируемого сигнала (данные, речь, изображение), параметрами кодов, требуемой точностью воспроизведения исходного сигнала и другие. Кодеки обеспечивают различные качества и параметры.

К основным параметрам первичных кодеков речевых сигналов можно отнести:

- скорость потока на выходе первичного кодека;
- погрешность декодирования сигнала при прохождении через канал связи;
- погрешность воспроизведения источника, определяемым самим алгоритмом кодирования;
- качество восстановленного сигнала на выходе декодера;
- задержка при кодировании;
- вычислительные затраты;
- состав и длительность передаваемых кадров.

Опираясь на знания о составе кадра и основных параметров кодека возможно осуществить анализ кодека речевых сигналов. Для выполнения этой задачи следует выделять основные типы устройств, осуществляющих кодирование/декодирование информации. В зависимости от вида передаваемой информации в первичном кодере, кодеки подразделяют на следующие виды:

- кодеки формы:
- вокодеры;
- липредеры.

В качестве примера кодеков формы можно привести пример речевые ИКМ-кодеки спецификации G.711, которые работают на скорости кодирования 64 кбит/сек при частоте F = 8 кГц и в эффективной полосе речевого сигнала 3,1 кГц [1]. В кодеках формы в состав кадра входит информация о квантованных отсчетах сигнала и коэффициент адаптации. На основании отсчетов (пиков), которые составляют n = 8, возможно определение и восстановление информации на выходе кодека. Для повышения качества речи полоса может быть расширена до 6 кГц, что соответствует скорости кодирования 88 кбит/сек при частоте F = 12 кГц. С дальнейшим расширением полосы качество речи не повышается. Поскольку все преобразования из аналоговой формы в цифровую производятся на аппаратном уровне, они не приводят к ощутимым для абонента задержкам: суммарная задержка, связанная с оцифровкой и восстановлением, составляет ≤ 125 мкс. Данные кодеки формы имеют невысокие показатели помехоустойчивости. Поэтому данный алгоритм рекомендуется использовать в качестве метода предварительного аналого-цифрового преобразования речевых сигналов.

Наиболее модифицированным методом ИКМ является адаптивная дифференциальная импульсно-кодовая модуляция (ADPCM) [1]. Данный вид кодеков обеспечивает высокое ка-

чество восстановления сигнала и высокую помехоустойчивость [2]. На основании отсчетов (пиков), которые составляют n = 4, полученная смесь данных может быть использована без изменений или преобразована с целью уменьшения объема данных. В таких кодеках используется нелинейное квантование по уровню согласно специальному псевдо логарифмическому закону, а анализ речевых сигналов возможно определить по передаваемым квантованным отсчетам ошибок и коэффициентам предсказания.

В вокодерах анализ речи, как правило, основан на оценке частоты основного тона и спектральной окраски сонограмм. Большинство используемых алгоритмов ставят целью эффективное выделение и сокращение описание обеих составляющих. Отрезки глухой речи при моделировании заменяют спектрально окрашенным шумом. В таких устройствах по данным с выхода первичного кодека возможно осуществить его анализ.

В липридерах передаются коэффициенты кратковременного и долговременного предсказания, а также код, полученный в вектор-кодовой книге для сигнала остатка.

Также, следует рассмотреть кодек кодирования источника звукового вещания – Musicam. Он предусматривает два режима кодирования аудиосигнала с частотами выборки F_0 = 24 кГц (ΔF = 11,3 кГц и скоростью потока на выходе первичного кодека равной 8 – 160 кбит/сек) и F_0 = 48 кГц (ΔF = 20,3 кГц и скоростью потока на выходе первичного кодека равной 32 – 384 кбит/сек). Максимальная разрядность выборки n = 16 бит. При F_0 = 48 кГц звуковой сигнал, поступая на гребенку фильтров, разделяется на 32 частотных субканала с полосой 1,5 кГц. При F_0 = 24 кГц субканал сужается до 750 Гц. Аналого-цифровое преобразование с n = 15 выполняется отдельно в каждом субканале с числом выборок M = 12. Цикл кодера (1 кадр) первого и второго уровней составляет 24 мс (рис. 1). Из них, состав звукового кадра (таблица 1) разбивается на заголовок, контрольные суммы, распределение битов на канал и блоковые отсчеты звукоданных [1].

Таблица 1. Состав звукового кадра Musicam при F_0=48кГц

Слот	Наименование	Отображаемые данные
H	Header Заголовок	Синхрослово; идентификатор; r_b; F_0; режим работы; авторское право; предыскажения - 32 бит
CRC	Контрольные сумммы Cyclic Redundancy Check	Коды с обнаружением ошибок важных параметров: заголовка; $k_{мi}$; распределения битов 16 - бит
BA	Bit allocation Распределение битов	4, 3 или 2 бита на каналах (×2 для стереозвука) - 64…256 бит
SFSI	Scale Factor Select Information Распределение $k_{мi}$	Количество различных $k_{мi}$ и в каких сочетаниях содержит кадр - 64 бит
SF	Scale Factor Коэффициенты $k_{мi}$	Набор из последовательно передаваемых 32 коэффициентов $k_{мi}$ (n_F=6) - 192 бит
SS	Subband Samples Блоковые отсчеты звукоданных	Набор из 32 блоков сжатых звукоданных по12 отсчётов в блоке. Число битов в каждом отдельном блоке не фиксировано (n_i=0…15).

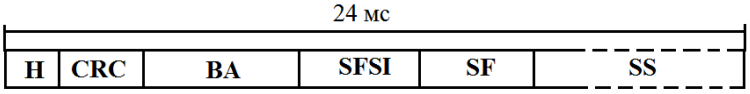


Рис. 1. Структура звукового кадра Musicam

Для разных частот выборки состав кадра меняется. Данные подаются анализу и могут быть использованы в качестве систем определения кодека.

На основе таблицы 2, возможно определение кода на выходе первичного кодека речевых сигналов. Для рассмотрения выбраны кодеки CELP и G.711.

Таблица 2. Состав кадра кодеков CELP и G.711

Кодек	Стандарт	Скорость кодирования, кбит/сек	Оценка – MOS (средняя)	Длина кадра, мс	Пропускная способность, кбит/с	Размер аудиокадра, байт	Задержка при кодировании, мс	Размер переносимой аудио информации в одном кадре, мс
G.711	PCM	64	4,4	0,125	87,2	160	0,125	20
CELP	FS 1016	4,8	3,15	0,16	16	240	10	20

Для полноценного анализа работы кодека CELP рассмотрим процедуру анализа через синтез AbS [3], структурная схема которого приведена на рис. 1. При такой реализации сигнал возбуждения x(h) будет формироваться путём сложения масштабированного сигнала из адаптивной кодовой книги (АКК) (представляются в виде долговременной частоты составляющую речевой сигнал) и масштабированного сигнала из большой фиксированной книги (ФКК). Полученный таким образом сигнал возбуждения управляет синтезирующим фильтром, тот в свою очередь может имитировать голосовой тракт. Восстановленный речевой сигнал $\lambda\gamma(h)$ формируется в декодере при помощи синтезирующего фильтра [3]. Надо понимать, что для начала определяются параметры фильтра, а уже после этого находим индексы кодовых книг α и k и соответствующие коэффициенты усиления G_1 и G_2.

Алгоритм CELP позволяет воспроизводить речь с высоким качеством [3]. Средняя экспертная оценка: 3, 15—3,84. Однако он требует больших вычислительных ресурсов, поэтому на его основе построено много разновидностей кодеров. По отношению к многоимпульсному методу CELP-метод достигает более высоких показателей восстановления речи при одинаковых скоростях.

Также рассмотрены кодеки на основе представления Хургина – Яковлева. Показано, что применение первичных кодеков на основе этого представления обеспечивает повышение помехоустойчивости [2,4-6], более простую реализацию синтезирующих фильтров [4], а также возможность маскирования параметров кодека речевых сигналов. Данные кодеки содержат информацию об отсчетах сигнала и его первой производной [5-8]. При этом они передают тот же объем информации, что и кодеки на основе на основе теоремы В.А. Котельникова [4-5], но обеспечивают лучшую помехоустойчивость и качество речевого сигнала на выходе по сравнению с кодеками на основе теоремы В.А. Котельникова. Исходя из этого, можно сделать вывод, что кодеки на основе представления Хургина – Яковлева вызывают затруднение при анализе. Причинами этому является применения алгоритмов маскирования и перемешивания отсчетов сигнала и производной.

Библиографический список

1. Леонович Г.И., Логвинов Л.М. Космические и наземные системы радиосвязи и сети телерадиовещания. – Самара; изд-во Самарского научного центр РАН. 2008. – С. 48-62.

2. Кириллов С.Н., Дмитриев В.Т. Реализационные возможности и помехоустойчивость процедуры восстановления сигналов на основе алгоритма Хургина – Яковлева // Радиотехника. 2003. №1. С. 73-75.

3. Шелухин О.И., Лукьянцев Н.Ф. Цифровая обработка и передача речи. М.: Радио и связь, 2000. – С. 116 – 119.

4. Кириллов С.Н., Дмитриев В.Т. Асинхронное маскирование, обнаружение фальсификаций и реставрация фонограмм речевых сигналов на основе алгоритма Хургина – Яколвева / Безопасность информационных технологий. 2003. №2. – С. 26-30.

5. Дмитриев В.Т. Помехоустойчивость кодеков речи на основе алгоритма Хургина – Яковлева / Вестник РГРТА Вып. №12, 2003 – С. 133 – 136.

6. Дмитриев В.Т., Лукьянов Д.И. Алгоритм маскирования на основе представления Хургина – Яколвева с использованием производных второго и третьего порядков. Вестник РГРТУ 2012 №4. – С.13-17.

7. Дмитриев В.Т., Янак А.Ф. Исследование воздействия акустических шумов на первичные кодеки речевых сигналов // Вестник РГРТУ 2016 №2 (Выпуск 56) – С. 38-44.

8. Кириллов С.Н., Дмитриев В.Т. Устойчивость первичных кодеков речевых сигналов на основе представления Хургина - Яковлева к действию акустических шумов // Вестник РГРТУ. 2019. №3 – С. 17-25.

УДК 004.733; ГРНТИ 49.43.33

ПЛАНИРОВАНИЕ И ОПТИМИЗАЦИЯ СЕТЕЙ LTE С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ПРОГРАММНОЙ ПЛАТФОРМЫ ATOLL

Али Малек Абдулмалек Ахмед

Рязанский государственный радиотехнический университет
Российская Федерация, Рязань, tariqc_2009@yahoo.com

Аннотация. (LTE) - наиболее усовершенствованная технология беспроводного широкополосного доступа (БШПД). LTE является одним из стандартов технологий мобильных сетей, которому предшествовали такие технологии как GSM / EDGE и UMTS / HSPA. LTE обеспечивает конкурентное преимущество 3GPP перед другими сотовыми технологиями. Так же как и для других технологий, планирование сети LTE , выполняется операторами на основании своих известных критериев, значение которых зависит от ряда субъективных и объективных факторов, операторами обычно не раскрывается и, зачастую, не имеет универсального подхода. Остается актуальным вопрос многокритериального подхода к планированию и анализу сети. В данной работе было проведено подробное планирование радиосети LTE, анализ ее пропускной способности и зоны покрытия с использование программной платформы ATOLL. Полученные результаты могут служить основой радиопланирования с учетом возможного внедрения сети в густонаселенном городе Таиз Арабской республики Йемен.

Ключевые слова: LTE, планирование радиосети, инструмент планирования, прогнозирование покрытия.

LTE RADIO PLANNING USING ATOLL RADIO PLANNING AND OPTIMIZATION SOFTWARE

Ali Malek Abdulmalek Ahmed

Ryazan state radio engineering University
Russia, Ryazan, tariqc_2009@yahoo.com

Abstract: Long Term Evolution (LTE) is most enhanced Broadband Wireless Access (BWA) technology. LTE is the standard in the mobile network technology tree that previously realized the GSM/EDGE and UMTS/HSPA technologies. LTE is expected to ensure 3GPP's competitive edge over other cellular technologies. In LTE just like other cellular technologies, initial planning is normally guided by various industries and operators at their own discretion. They aren't likely to open their advancements and findings. As a result, going on with LTE radio network planning perspective is a well-chosen challenge and a certain hot topic in the current research area. In this work, a detailed LTE radio network planning i.e. capacity and coverage analysis has been performed in order to prepare a radio planning guideline considering possible network implementation in the density in TAIZ city.

Keywords: LTE, planning of a radio network, instrument of planning, forecasting of a covering

1. Введение

Технология высокоскоростного доступа LTE, привлекая внимание операторов беспроводных сетей и отраслевых инвесторов, сохраняет свои конкурентные преимущества в мире мобильных сетей, представляя первое поколение сотовые сетей, основанных на плоской IP-архитектуре. Важным этапом развертывания любой сети, является ее планирование

с учетом возможного дальнейшего наращивания. Типичной постановкой задачи по планированию радиосети является максимальный охват территории, в то же время необходимо одновременно обеспечить желаемую емкость сети в зависимости от плотности количества абонентов и формируемой им нагрузки [1].

Быстрое увеличение спроса на услуги передачи данных подтолкнуло операторов беспроводной связи к инвестициям в новые технологии. Чтобы выжить на таком конкурентном рынке, они ищут инструменты сетевого планирования, которые могут на основе по крайней мере квазиоптимального подхода построить сеть с низкой стоимостью развертывания, требующую меньших затрат на техническое обслуживание. Основной целью инструментов планирования сети LTE является обеспечение оптимальной топологии сети.

2. Цель и задачи исследования

Основной целью данной статьи является разработка автоматического инструмента планирования на основе точных и приближенных алгоритмов для того, чтобы решить проблему планирования 4G сети с широким покрытием и высоким качеством обслуживания.

Для реализации поставленной цели необходимо изучить способы частотно-территориального планирования в сетях GSM, методы обеспечении ЭМС для поддержания качества сигнала в мобильном телефоне. При развертывании сети GSM обычно учитывают три фактора: покрытие, емкость и качество. При выборе емкости сети следует учитывать, что количество отказов в обслуживании не должно превышать допустимого уровня. Повышение качества достижимо, в том числе, за счет устранения помех от внешних и внутренних источников.

При построении сети LTE емкость и зону обслуживания предлагается исследовать на основании модели стандартов 3GPP LTE. При этом также необходимо выполнить частотное планирование. Результатом является расчет зоны покрытия, пропускной способности сети, выбор и присвоение радиочастот. Модель базируется на программной платформе WRAP для планирования радиосвязи LTE. Емкость LTE сети оценивается при средних либо пиковых показателях скорости передачи данных для абонентов, обслуживаемых системой. Покрытие сети доступа LTE также рассчитывается на основе технических параметров базовой станции и различных моделей распространения радиоволн. Для оценки помех между несущими (ICI), при различных распределениях частот LTE, используется параметр SFR [2].

3. Методология планирования радиосети

Сетевое планирование - сложный процесс, состоящий из несколько этапов. Конечная цель при планировании сети состоит в том, чтобы определить количество, характеристики и места установки базовых станций сотовой сети. Причем может стоять задача как расширение существующей сети LTE или построение новой сети. На начальном этапе планирования сети целесообразно выполнить ее моделирование. Это позволяет оценить ее емкость с приемлемым уровнем точности при нагрузке с ожидаемым профилем трафика и спецификой абонентской базы [3]. При моделировании и построении сети важно учитывать также условия распространения радиоволн, зависящие от рельефа местности, плотности и высотности застройки.

Планирование сети имеет две фазы; фаза планирования зоны покрытия и фаза планирования мощности. Программный пакет **Atoll** [4] можно использовать для планирования и оптимизации структуры сети, в частности для оценки количество базовых станций, необходимых для обеспечения зоны покрытия. На рисунке 1 показан алгоритм, выполнения процедуры расчета сети.

Планирование радиосети содержит несколько фаз:

• Начальная фаза, которая включает сбор предварительной информации о параметрах сети, оценка бюджета линии, зоны покрытия и расчет мощности путем запуска симуляции.

• Номинальное и детальное планирование предполагает использование инструмента радиопланирования. Этот шаг включает в себя выбор модели распространения, определение порогов из бюджета линии, создание подробного радиоплана на основе пороговых значений качества, проверка пропускной способности сети с различными типами трафика, планирование конфигурации базовых станций сети LTE (eNode).

• Определение ключевых показателей эффективности (*КПЭ)* с учетом параметров eNode и счетчиков, определяющих производительность *КПЭ* с дальнейшей оптимизацией параметров сети.

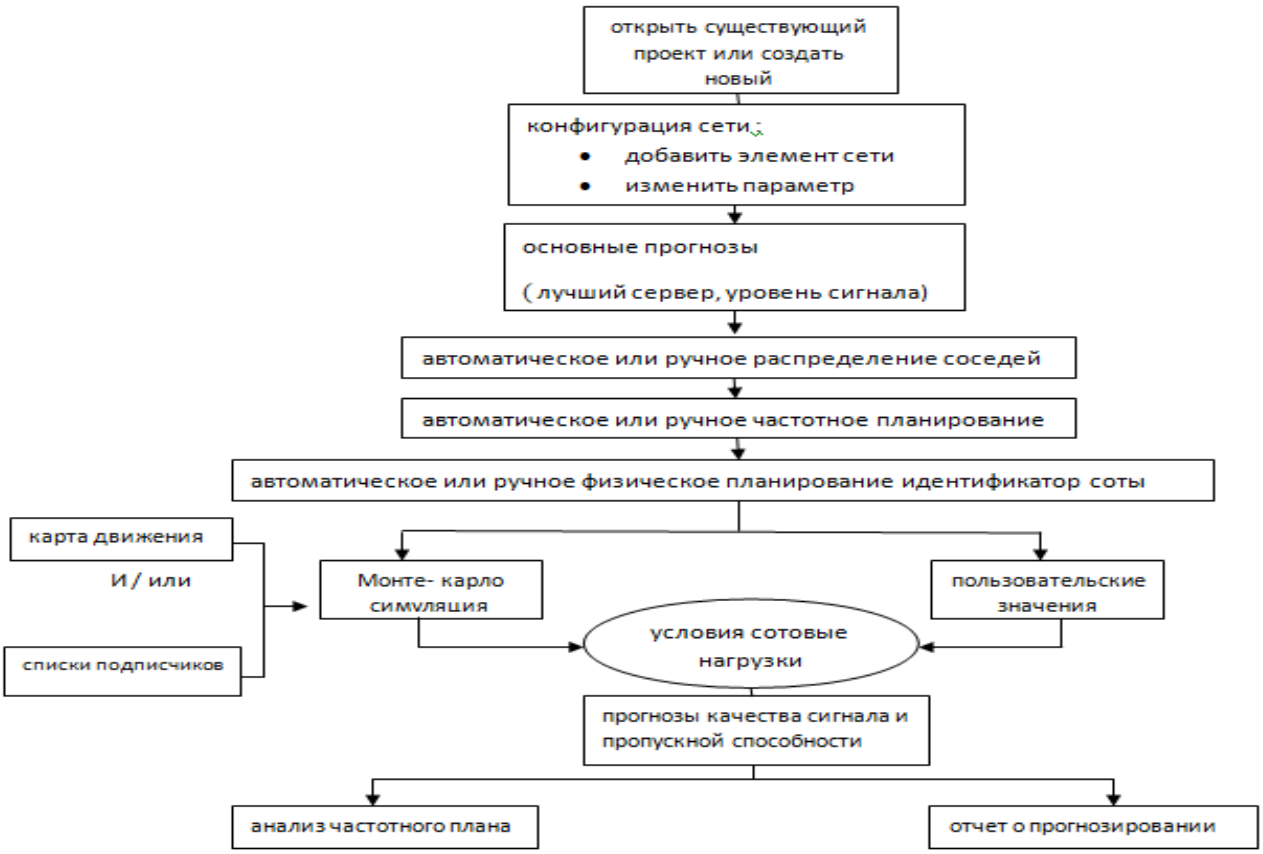


Рис. 1. Блок-схема работы проекта

4. Инструмент планирования Atoll

В этой работе для исследования сети использовалась программная среда Atoll, представляющая собой открытую, масштабируемую и гибкую платформу, поддерживающую все этапы проектирования сети, в том числе ее оптимизацию.

Основными характеристиками среды Atoll являются:

• Удобный графический интерфейс, выполненный в среде Windows, обеспечивающий возможность легкого экспорта/импорта, а также копирования/вставки всех необходимых данных.

• Гибкость в управлении данными, удобство их отображения, сортировки и фильтрации. Поддержка всех основных беспроводных технологий.

• Использование ГИС собственной разработки, оптимизированной для целей радиопланирования.

- Поддержка симуляций методом Монте-Карло с перераспределением абонентов между технологиями GSM/UMTS/LTE.
- Возможность оптимизации сети с учетом санитарных зон.
- Также позволяет выполнять оптимизацию в 3D с учетом поэтажного indoor покрытия.

5. Шаги моделирования и анализ результатов

Таиз - самый большой город Йемена. Эффективность планирования и развертывания сети ограничивается существующей на данный момент городской инфраструктурой, спецификой городской застройки в том числе исторической части города. Тем не менее проведен анализ покрытия, оценка бюджета и анализ мощности с использованием программы Atoll. Для этого в среду была импортирована карта Таиз, что изображено на рисунке 2.

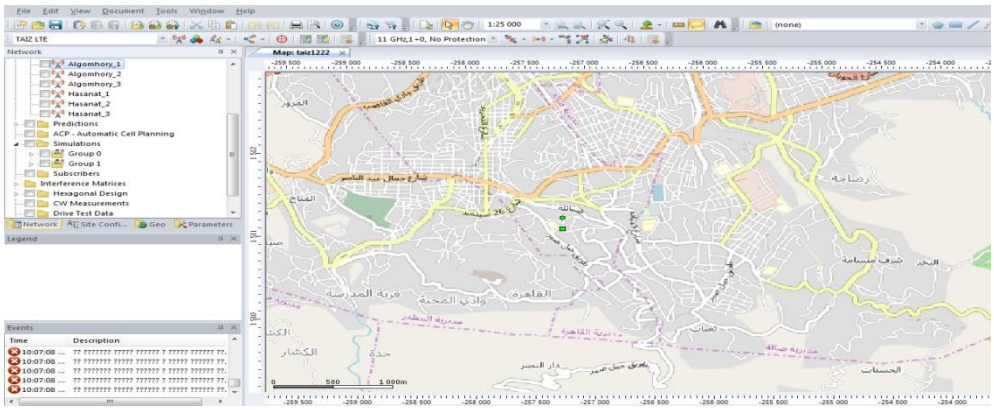


Рис. 2. Импортированная карта Таиз

Выбраны места размещения точек доступа и оценена зона покрытия (рисунок 3.)

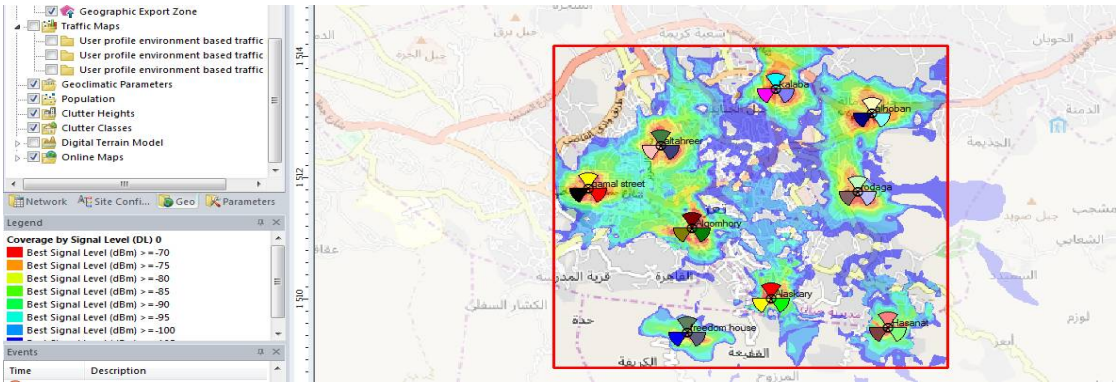


Рис. 3. Зона покрытия сети

Статистическое описание территирии:

- общая площадь 24.255 м^2
- численность населения на квадратный киломер 20295.9
- радиус соты R = 350 м

Параметры планирования LTE

- Модель распространения: Cost–Hata
- Ширина диаграммы направленности антенны в горизонтальной плоскости 65^o, в вертикальной плоскости 7^o , коэффициент усиления 18 дБи.
- высота подвеса антенны 30 м.

Результаты оценки прогнозируемой зоны покрытия представлены на рисунках 4, 5 и 6.

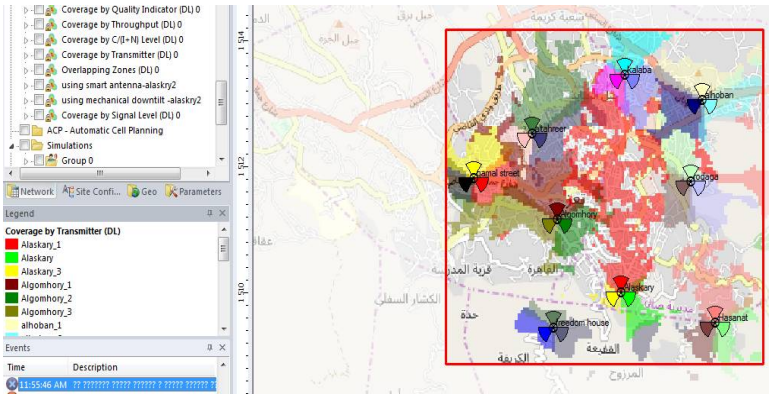


Рис. 4. Покрытие передатчиком

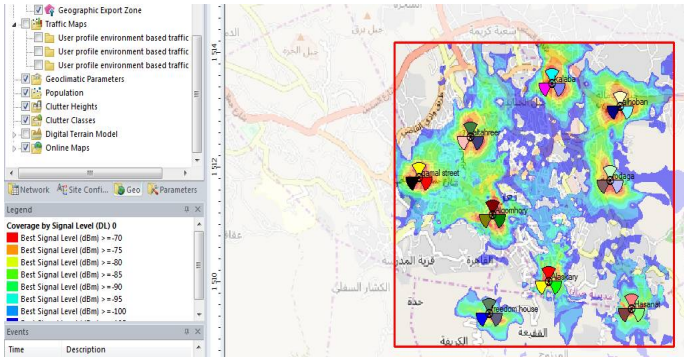


Рис. 5. Оценка уровней сигнала в зоне покрытия

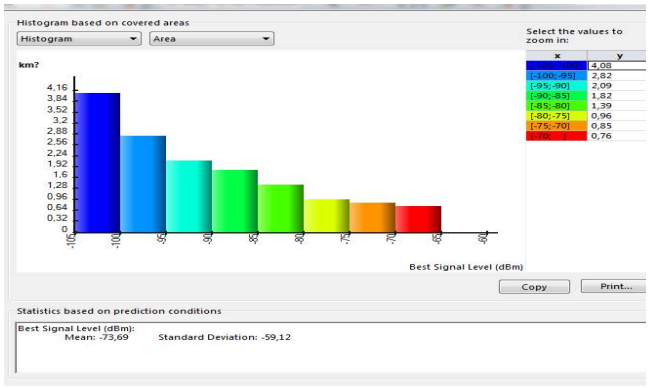


Рис. 6. Гистограмма распределения уровней сигнала

Анализируя результаты прогнозирования зоны покрытия сети размещенными eNodeB, следует заметить, что планируемая сеть обеспечивает удовлетворительный уровень сигнала несмотря на присутствие в черте города высоких гор, приводящих к практически полному затенению некоторых областей, как показано на рисунках. Опять же, оценка карты трафика после моделирования показывает, что абоненты в основном остаются подключенными как в UL, так и в DL, что также является положительным признаком планируемой сети. Анализ производительности с помощью инструмента точечного анализа также подтверждает соответствие параметров спланированной сети требуемым.

6. Заключение

Успех проектирования сети LTE зависит в первую очередь от трех факторов: покрытия, емкости и качества. Емкость основана на оценке пропущенных вызовов и перегрузок, которые были устранены путем надлежащей оптимизации. Качество было улучшено за счет устранения помех, как от внешних, так и от внутренних источников. Этап радиопланирования с применением программы Atoll с привязкой к ГИС через карту г. Таиз позволил оценить как прогноз покрытия, так и допустимый объем трафика в сети.

Библиографический список

1. Abdul Basit, Syed, “Dimensioning of LTE Network Description of Models and Tool, Coverage and Capacity Estimation of 3GPP Long Term Evolution Radio Interface,” Master Thesis, Helsinki University of Technology, 2009.
2. Md. Ariful Alam, “Mobile Network Planning and KPI Improvement”, Degree project, Linnaeus University, Sweden, 2013.
3. Lei Chen, “Coverage Planning and Resource Allocation in Broadband Cellular Access-Optimization Models and Algorithms”, Master Thesis, Oping University, Sweden, 2010.
4. Atoll 3.1.0 Документация.

УДК 621.396; ГРНТИ 49.03.05

НИЗКОСКОРОСТНОЙ КОДЕК РЕЧЕВЫХ СИГНАЛОВ НА ОСНОВЕ АЛГОРИТМА CODEC2 И ПРЕДСТАВЛЕНИЯ ХУРГИНА-ЯКОВЛЕВА

В.Т. Дмитриев, Л.Л. Кузнецов
Рязанский государственный радиотехнический университет им. В.Ф. Уткина, Российская Федерация, Рязань

Аннотация. В работе рассматривается алгоритм низкоскоростного кодирования речевых сигналов на основе представления Хургина-Яковлева. Приведены оценки качества восстановленного речевого сигнала при реализации данного кодека на разных скоростях.
Ключевые слова: кодеки речи, алгоритм codec2, представление Хургина-Яковлева, низкоскоростное кодирование.

LOW-SPEED CODEC OF SPEECH SIGNALS BASED ON THE CODEC2 ALGORITHM AND THE HURGIN-YAKOVLEV REPRESENTATION

V.T. Dmitriev, L.L. Kuznetsov
Ryazan State Radioengineering University named after V.F. Utkin, Russian Federation, Ryazan

Abstract. This article deals with an algorithm for low-speed coding of speech signals based on the Hurgin-Yakovlev representation. Estimates of the quality of the reconstructed speech signal upon the implementation of the codec at different speeds are given.
Keywords: speech codecs, codec2 algorithm, Hurgin-Yakovlev representation, low-speed coding.

В настоящее время широкое распространение получили телекоммуникационные сети с коммутацией пакетов. Применение такого метода коммутации позволяет более эффективно использовать полосу пропускания цифрового канала, используя более эффективные алгоритмы сжатия речевой информации.

Речевые кодеки, обеспечивающие приемлемое качество речи, имеют скорость кодирования от 1200 бит/с и выше, что недостаточно для многих телекоммуникационных приложений. С целью увеличения пропускной способности линий специальной и служебной связи необходимо разработать и использовать алгоритмы кодирования речевых сигналов (РС) со скоростью передачи ниже 1000 бит/с.

За основу такого кодека можно взять алгоритм Codec2 – низкоскоростной аудиокодек для кодирования РС, обеспечивающий кодирование РС с частотой дискретизации 8000 Гц со скоростями передачи – 3200, 2400, 1600, 1400, 1300, 1200, 700 и 450 бит/с. Структурная схема кодера алгоритма codec2 приведена на рисунке 1.

Рис. 1. Структурная схема кодера алгоритма Codec2

В алгоритме Codec2 используется гармоническое синусоидальное кодирование речи [1]. Речь моделируется как сумма синусоид. Для каждого фрейма выделяется и анализируется фундаментальная частота Wo (нижняя частота сигнала), набор амплитуд {A} и фаз {phi} гармоник, укладывающихся в полосу пропускания 4 кГц. Затем эти значения квантуются и передаются в декодер, который восстанавливает речь. Длина фрейма 10-20 мс, поэтому обновление параметров речи происходит раз в 10-20 мс (100 и 50 Гц соответственно). Также алгоритм довольно устойчив к ошибкам оценки частоты Wo. Согласные звуки аналогично моделируются набором гармоник со случайными фазами.

Данный алгоритм кодирования обеспечивает достаточно высокие коэффициенты сжатия и может быть использован в современных телекоммуникационных сетях и системах служебной и специальной связи, однако с уменьшением скорости кодирования ниже 700 бит/с применение данного кодека приводит к значительному ухудшению качества восстановленной речи.

Проведены исследования оценки качества речи после её кодирования с помощью программы объективной оценки качества PESQ. Показано, что при снижении скорости кодирования с 700 бит/с до 450 бит/с наблюдается существенное ухудшение качества в среднем с 2,2 баллов до 1,8 баллов по шкале MOS, что соответсвует качеству восстановленного РС согласно ГОСТ Р 50840-95 ниже 3 баллов. При этом теряется разборчивость восстановленной речи. Поэтому рекомендуется использовать данный алгоритм кодирования РС на скорости выше 700 бит/с. Данное обстоятельство требует дополнительной модификации алгоритма Codec2 для увеличения разборчивости речи.

Одним из способов повышения качества восстановленной речи является использование кодера Codec2 совместно с декодером на основе генеративной модели глубокого обучения WaveNet. За счет использования нейронных сетей качество восстановленной речи на выходе декодера возрастает при значительном увеличении вычислительных затрат.

Другой способ повышения качества – использование алгоритма Хургина-Яковлева [2]. На рисунке 2 приведена структурная схема реализации алгоритма низкоскоростного кодирования РС Codec2 на основе представления Хургина-Яковлева.

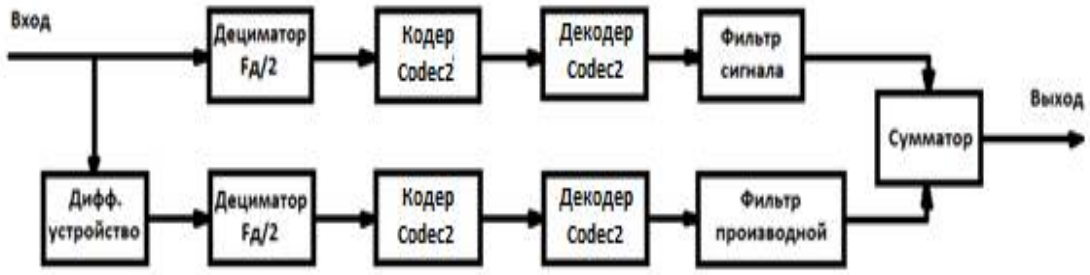


Рис. 2. Структурная схема реализации алгоритма низкоскоростного кодирования РС Codec2 на основе представления Хургина-Яковлева

Как следует из приведенной структурной схемы, первоначально происходит дискретизация исходного сигнала с частотой дискретизации $F_д$, определенной в соответствии с теоремой В.А. Котельникова. Затем дискретизированный сигнал поступает на дифференциатор, где происходит получение отсчетов производной. Далее полученные дискретные отсчеты сигнала и производной поступают в дециматор, где происходит отброс каждого второго отсчета сигнала и производной.

Потом отсчеты сигнала и производной поступают на кодер и далее в канал связи. При этом отсчеты сигнала и производной могут передаваться как по раздельным каналам, так и по одному. Искаженные в канале связи кодированные отсчеты сигнала и производной поступают в двухканальный приемник. После декодирования в декодере отсчеты сигнала и производной попадают на интерполятор, где происходит вставка между соседними отсчетами входного сигнала нулевых отсчетов. Затем отсчеты сигнала и производной поступают на синтезирующие фильтры (Ф1 и Ф2) и далее на сумматор, на выходе которого получаются отсчеты восстановленного сигнала.

Синтезирующие фильтры алгоритма Хургина-Яковлева имеют меньший уровень боковых лепестков импульсной характеристики, что снижает требование к их реализации. Особенно это относится к имеющему большее значение синтезирующему фильтру сигнала.

Также использование алгоритма Хургина-Яковлева позволяет получить выигрыш в отношении сигнал/шум при передаче РС по линии на 20% [3…5], а также позволяет получить выигрыш в качестве восстановленного РС по сравнению с кодеками на основе В.А. Котельникова [6…8].

Показано, что применение данного представления позволит реализовать алгоритм кодирования на основе алгоритма Codec2 при скорости передачи 700 бит/с. В результате проведённых экспериментов было получено увеличение качества восстановленного сигнала на 0,3…0,5 балла согласно ГОСТ Р 5040-95, по сравнению с аналогичным кодеком на основе теоремы В.А. Котельникова.

Другой возможностью снижения скорости передачи на основе алгоритма Codec2 является возможность кодирования отсчетов РС со скоростью 700 бит/с, а отсчетов производной - со скоростью 450 бит/с, что позволяет получить качество восстановленного РС на уровне 3…3,2 баллов согласно ГОСТ Р 50840-95 на выходе кодека при скорости передачи (450+700)/2 = 575 бит/с.

Таким образом, применение представления Хургина-Яковлева совместно с речевым кодеком Codec2 позволяет реализовать качество восстановленной речи при передаче со ско-

ростью 575 бит/с на уровне 3…3,2 балла согласно ГОСТ Р 5040-95, что является достаточным для применения данного кодека в линиях специальной и служебной связи.

Библиографический список

1. http://www.rowetel.com/?page_id=452 ()
2. Хургин Я.И., Яковлев В.П. Финитные функции в физике и технике. М. Наука, 1971.- 408с.
3. Кириллов С.Н., Дмитриев В.Т. Реализационные возможности и помехоустойчивость процедуры восстановления сигналов на основе алгоритма Хургина-Яковлева// Радиотехника. 2003. №1. - С. 73-75.
4. Дмитриев В.Т., Лукьянов Д.И. Алгоритм маскирования на основе представления Хургина - Яковлева с использованием производных второго и третьего порядков // Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. 2012. № 42-1. С. 13-17.
5. Дмитриев В.Т. Помехоустойчивость кодеков речи на основе алгоритма Хургина-Яковлева // Вестник Рязанской государственной радиотехнической академии. 2003. № 12. С. 133-136.
6. Бахурин С.А., Дмитриев В.Т. Исследование точности алгоритмов оценки отсчетов производной в радиотехнических устройствах// Вестник Рязанской государственной радиотехнической академии. 2003. № 13. С. 32-35.
7. Кириллов С.Н., Дмитриев В.Т. Устойчивость первичных кодеков речевых сигналов на основе представления Хургина-Яковлева к действию акустических шумов.// Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. 2019. №3 – С.17-25.
8. Кириллов С.Н., Дмитриев В.Т. Band vocoder modification based on Khurgin-Yakovlev representation and Fienup algorithm // 2018 14TH INTERNATIONAL SCIENTIFIC-TECHNICAL CONFERENCE ON ACTUAL PROBLEMS OF ELECTRONIC INSTRUMENT ENGINEERING (APEIE) – 44894 PROCEEDINGS APEIE – В 8 томах Том1. В 6 частях. Часть3 - С192-196.

УДК 621.396; ГРНТИ 49.03.05

АЛГОРИТМЫ АДАПТАЦИИ ПЕРВИЧНЫХ КОДЕКОВ В СОВРЕМЕННЫХ СИСТЕМАХ СВЯЗИ

А.И. Галеева
Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина, Российская Федерация, Рязань, ada.silencer@mail.ru

Аннотация. В работе рассматриваются алгоритмы адаптации первичных кодеков в современных системах связи. Приводятся их основные особенности, возможные пути решения проблем повышения качества восстановленного сигнала при воздействии шумов и потерь передачи данных в каналах связи.
Ключевые слова: речевые сигналы, алгоритм адаптации, кодирование, кодек, представление Хургина-Яковлева.

PRIMARY CODEC ADAPTATION ALGORITHMS IN MODERN COMMUNICATION SYSTEMS

A.I. Galeeva
Ryazan State Radio Engineering University named after V.F. Utkina, Russian Federation, Ryazan, ada.silencer@mail.ru

Annotation. The paper considers the adaptation algorithms of primary codecs in modern communication systems. Their main features, possible solutions to the problems of increasing the quality of the reconstructed signal when exposed to noise and loss of data transmission in communication channels are presented.
Keywords: speech signals, adaptation algorithm, coding, codec, Khurgin-Yakovlev representation.

Одним из распространенных видов информационных сообщений в телекоммуникационных системах является речь. Её широкое использование в цифровых методах обработки и передачи информации приводит к многократному увеличению занимаемой полосы частот и к избыточности при передаче информационных сообщений. Следовательно, необходима раз-

работка эффективных методов цифрового преобразования. Один из актуальных методов для решения проблемы – это первичное кодирование речевых сигналов (РС) [1, 2].

Цель любого алгоритма первичного кодирования - получить цифровую последовательность, которая требует минимальной скорости передачи, и при цифро-аналоговом преобразовании можно было восстановить исходный речевой сигнал с минимальными искажениями [3].

В настоящее время в технике кодирования речевых сигналов осуществляется переход к адаптивным системам кодирования. Данные системы являются эффективными в условиях неполной информации о параметрах кодируемого речевого сигнала.

Адаптивные кодеки предназначены для кодирования речи в условиях априорной неопределенности в описании моделей объекта кодирования - речевого сигнала и внешних возмущений (внешней среды функционирования кодека). Априорная неопределенность существенно влияет на эффективность процесса кодирования и его результаты. В адаптивных системах кодирования недостаток априорной информации восполняется в процессе ее функционирования на основе текущих данных о поведении речевого сигнала и характеристик внешней среды. Эти данные обрабатываются в реальном масштабе времени и используются для повышения качества алгоритма сжатия речи.

Выделяют следующие виды адаптации кодеков РС:

Адаптация кодеков для улучшения качества восприятия речи, направленная на подавление акустических шумов.

Адаптация кодеков к нагрузке канала связи с возможностью оптимизированного изменения скорости передачи кодека.

Адаптация кодеков к помехам в каналах связи, определяющая способность кодека восстанавливать РС [4].

Адаптация кодеков для улучшения качества восприятия речи, направленная на подавление акустических шумов

Влияние акустических шумов на РС значительно снижает качество восстановленного сигнала при декодировании. Существует несколько способов подавления шума. Одним из методов является адаптивное шумоподавление (ANC), которое представляет собой двухканальный подход, основанный на первичном канале, состоящем из сигнала и шума, и вторичном канале, состоящем только из шума [5]. Наблюдение за шумом, $y(m)$, может быть смоделировано как

$$y(m) = x(m) + n(m),$$

где $x(m)$ и $n(m)$ - сигнал и шум, а m - индекс дискретного времени.

В системе адаптивного шумоподавления направленный микрофон принимает в качестве входного шумовой сигнал $x(m) + n(m)$, а второй направленный микрофон, расположенный на некотором расстоянии, измеряет шум $n(m)$. Шум от второго микрофона обрабатывается адаптивным цифровым фильтром, чтобы сделать его равным шуму, загрязняющему речевой сигнал, а затем вычитается из зашумленного сигнала для устранения шума. Адаптивный шумоподавитель больше эффективен в подавлении низкочастотной части шума [6]. В настоящее время адаптивные фильтры активно используются в наушниках и гарнитурах и применяются с целью защиты мобильных офисных сотрудников и операторов контакт-центра от нежелательных шумов в сложной акустической обстановке. Другой способ – это

использование профессиональных цифровых устройств обработки звука, в состав которых заложена функция подавления постороннего шума в канале.

Одним из вариантов реализации первичных кодеков РС является представление Хургина-Яковлева. Применение данного представления позволяет повысить точность реализации синтезирующих фильтров и выполнять параллельную обработку сигнала, что сокращает количество вычислительных операций, и обеспечивает улучшение качества сигнала до 0,5 балла согласно ГОСТ Р 50840-95 [7].

Адаптация кодеков к нагрузке канала связи с возможностью оптимизированного изменения скорости передачи кодека

В настоящее время актуальными являются алгоритмы кодирования с переменной скоростью. Одной из проблем при передаче РС в IP-канале является потеря пакетов при пиковой нагрузке канала. Соответственно, для увеличения пропускной способности канала возникает необходимость переключиться на низкую битовую скорость, что в свою очередь может привести к некоторым затруднениям передачи информации в канале связи, а именно: снижение качества речи, увеличение объема работ и затрат для оптимизации параметров кодека. Одним из вариантов решения проблемы может быть применение адаптивного кодека, который обеспечивает более гибкое и оптимизированное использование переменных битовых скоростей.

Алгоритм адаптации битовой скорости сравнивает анализируемые речевые параметры с определенными пороговыми значениями. Значения используемых порогов зависят от установленного целевого значения битовой скорости и настройки параметров на некоторую среднюю битовую скорость. Средняя битовая скорость может настраиваться непрерывно в пределах некоторого диапазона битовых скоростей. Преимущество этого состоит в том, что нагрузка сети может настраиваться на максимальную пропускную способность, обеспечивающую максимальное качество речи для произвольного числа пользователей. Поэтому ухудшение качества речи может быть минимизировано. Это может быть достигнуто даже при увеличении пропускной способности сети [8].

Для эффективного использования пропускной способности IP-канала широко применяются кодеки, которые описаны рекомендациями семейства "G" стандарта H.323. Данные речевые кодеки включают в себя технологию Voice Activity Detector (VAD) с прерывистой передачей DTX. Технология VAD с DTX является широко используемым алгоритмом для оптимизации полосы пропускания [5].

Адаптация кодеков к помехам в каналах связи, определяющая способность кодека восстанавливать РС

При воздействии помех в канале связи возможно искажение РС, что приводит к потере и задержкам пакетов РС в сети передачи данных. Это в свою очередь, затрудняет восстановить сигнал с хорошим качеством.

Для обеспечения хорошего качества восстановленного сигнала применяют несколько методов. Один из них - алгоритм с вейвлет-пакетным разложением (ВПР). Основное достоинство ВПР заключается в том, что базисные функции локализованы не только в частотной, но и во временной области. Кодеки на основе ВПР менее критичны к пропаданию пакетов по сравнению со стандартными. Для дополнительного улучшения качества восстановленного сигнала, увеличения помехоустойчивости передаваемого сигнала предлагается на этапе кодирования применение представления Хургина-Яковлева. Данный алгоритм обеспечивает возможность раздельной обработки сигнала с верхней частотой спектра F и N-1 его первых производных, взятых с частотой дискретизации 2F/N и подразумевает передачу прореженных отсчетов сигнала и его производных [9].

Особенностью алгоритма с ВПР является применение вейвлет-фильтров. Одним из оптимальных является фильтр Мейера, использование которого позволяет получить качество восстановленного РС на уровне 4 баллов согласно ГОСТ Р 50840-95 при скорости передачи 4 кбит/с при уменьшении вычислительных затрат в 2 раза по сравнению с классическим алгоритмом [9].

Другой способ восстановления сигнала – применение представления Хургина-Яковлева при использовании производных первого и выше порядков. Использование данного алгоритма позволяет распараллелить вычисления, а также повысить устойчивость к шумам в канале связи. Использование производных с порядком выше первого в алгоритме обработки и передачи информации на основе представления Хургина-Яковлева позволяет более, чем в два раза распараллелить обработку, что снижает требования к вычислительным затратам. Обеспечивается лучшее восприятие речи при более интенсивных шумах по сравнению с алгоритмом В.А. Котельникова. Выигрыш в помехоустойчивости объясняется тем, что дополнительный фазовый сдвиг в системе синтезирующих фильтров обеспечивает частичное подавление шумов при восстановлении сигнала [10].

Работа выполнена под руководством научного руководителя: к.т.н., доцента кафедры РУС В.Т. Дмитриева.

Библиографический список

1. Шелухин О. И., Лукьянцев Н. Ф. Цифровая обработка и передача речи. М.: Радио и связь, 2000. 456 с
2. Рабинер Л. Р., Шафер Р. В. Цифровая обработка речевых сигналов: пер. с англ. / под ред. М.В. Назарова, Ю.Н. Прохорова. М.: Радио и связь, 1981. 495 с.
3. ПЕРЕДАЧА РЕЧИ ПО IP-СЕТИ. URL: HTTPS://WWW.INTUIT.RU/STUDIES/COURSES [ЭЛЕКТРОННЫЙ РЕСУРС] (ДАТА ОБРАЩЕНИЯ 17.02.2020 ГОДА).
4. Басов О.О., Рыболовлев А.А. Обработка сигналов в системах телекоммуникаций. Анализ степени адаптации современного парка кодеков речи. URL: http://textarchive.ru/c-1154235.html [Электронный ресурс] (дата обращения 17.02.2020 года)
5. Joachim Thiemann. Acoustic Noise Suppression for Speech Signals using Auditory Masking Effects: Department of Electrical & Computer Engineering McGill University. Montreal, Canada, July 2001.
6. Vaseghi, Saeed V. Advanced digital signal processing and noise reduction / Saeed V. Vaseghi. — 3rd ed.
7. Кириллов С.Н., Дмитриев В.Т. Устойчивость первичных кодеков речевых сигналов на основе представления Хургина-Яковлева к действию акустических шумов.// Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. 2019. №3 – С.17-25.
8. Патент на изобретение № RU 2364958 C2. Кодирование с множеством скоростей. Патентообладатель: Нокиа Корпорейшн (FI). Авторы: Мякинен Яри М. (FI), Вайнио Янне (FI). Заявка № 2004127121/09. Приоритет изобретения: 09.09.2003г. Зарегистрировано в Государственном реестре изобретений Российской Федерации 08 сентября 2004 года.
9. В.Т. Дмитриев, Е.А. Харланова 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.
10. В.Т. Дмитриев, Д.И. Лукьянов Алгоритм маскирования на основе представления Хургина-Яковлева с использованием производных второго и третьего порядков. Вестник РГРТУ 2012 №4. –С.13-17.

УДК 621.371.391.1; ГРНТИ 49.46.01

ОЦЕНКА ПРЕДЕЛЬНОЙ ДАЛЬНОСТИ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ В ПОДВОДНОМ ОТКРЫТОМ ОПТИЧЕСКОМ КАНАЛЕ ПРИ ИСПОЛЬЗОВАНИИ КОДОВ РИДА-СОЛОМОНА

Л.В. Аронов

Рязанский государственный радиотехнический университет им. В.Ф. Уткина, Российская Федерация, Рязань, LVArronov@yandex.ru

Аннотация. Рассмотрен эффект увеличения предельной дальности передачи данных в подводном открытом оптическом канале за счёт использования кодов Рида-Соломона. Показано, что применения восьмеричного кода Рида-Соломона с кодовой скоростью 1/7 приводит к выигрышу по дальности более чем в два раза по сравнению с передачей данных без избыточного кода.

Ключевые слова: подводный оптический канал передачи информации, оптическая связь, открытый оптический канал, подводные системы передачи информации, помехоустойчивое кодирование, коды Рида-Соломона.

ESTIMATION OF INFORMATION TRANSFER DISTANCE LIMIT IN THE UNDERWATER OPTICAL CHANNEL WITH USING REED-SOLOMON CODES

L.V. Aronov

V. F. Utkin Ryazan State Radioengineering University, Russian Federation, Ryazan, LVArronov@yandex.ru

Abstract. The effect of increasing the maximum data transmission range in the Reed-Solomon code is considered. It is shown that the use of the octal code in Reed-Solomon with a code rate of 1/7 leads to data without a redundant code.

Keywords: underwater optical communication channel, optical communication, wireless optical channel, underwater communication systems, noise-resistant coding, Reed-Solomon codes.

Введение

Развитие подводной инфраструктуры и инженерных сетей требует создания надежных высокоскоростных систем передачи информации. Наилучшим решением является проводная линия связи, однако в ряде случаев, например, для управления подводными автономными роботизированными системами, применение проводных каналов невозможно. В этом случае целесообразно использование подводных открытых оптических каналов передачи информации. По сравнению с другими подводными беспроводными каналами: акустическим и радиочастотным, они обладают рядом достоинств. Подводный открытый оптический канал обладает полосой пропускания, позволяющей передавать несколько потоков видеоданных в реальном масштабе времени, низким энергопотреблением и высокой помехозащищенностью [1].

Оценка вероятности битовой ошибки

Применение открытых оптических каналов передачи данных в условиях подводной среды имеет ряд специфических особенностей. Среда распространения оптического излучения имеет стабильные во времени параметры, однако ослабление сигнала на трассе распространения достигает значительных величин, в результате чего возникает искажение принятой информации. Основным параметром, характеризующим потерю информации, является вероятность битовой ошибки (вероятность ошибки на двоичный символ). В случае наиболее распространенного вида модуляции в оптических системах – кодоимпульсной модуляции по интенсивности (КИМ-ИМ), средняя вероятность битовой ошибки вычисляется по формуле [2]:

$$P_e^B = p\left(1 - P_{SN}^B\right) + \left(1 - p\right) P_N^B, \tag{1}$$

где p – априорная вероятность передачи двоичной единицы;

P_{SN}^B – вероятность того, смесь полезного сигнала с аддитивными шумами превысит пороговый уровень $I_П$;

P_N^B – вероятность того, шумы превысит пороговый уровень $I_П$.

В случае равновероятной передачи «нулей» и «единиц» формула (1) приобретет вид:

$$P_e^B = 1/2\left(1 - P_{SN}^B + P_N^B\right). \tag{2}$$

Обычно для оптических каналов функция плотности вероятностей (ФПВ) для аддитивных шумов, имеет вид нормального закона распределения [2]:

$$W_n\left(i_n\right) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_n^2}} \exp\left(-\frac{\left(i_n - \left\langle i_n \right\rangle\right)^2}{2\sigma_n^2}\right), \tag{3}$$

где i_n – шумовой ток, А;

$\left\langle i_n \right\rangle$ – среднее значение шумового тока на выходе фотоприёмника, А;

σ_n^2 – дисперсия шумового тока на выходе фотоприёмника, А^2.

В случае смеси сигнал+шум ФПВ определяется по формуле:

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

где i_{s+n} – ток смеси «сигнал+шум», А;

$\left\langle i_s \right\rangle$ – среднее значение сигнального тока на выходе фотоприёмника, А;

σ_s^2 – дисперсия сигнального тока на выходе фотоприёмника, А^2.

С учетом формул (3) и (4) получим вероятность битовой ошибки подводного открытого оптического канала передачи информации при использовании модуляции КИМ-ИМ:

$$P_e^B = 1/2\left(1 - \int_{I_П}^{\infty} \left(W_{s+n}\left(i\right) + W_n\left(i\right)\right) di\right).$$

Как известно [2], вероятность битовой ошибки в подводном оптическом канале передачи информации возрастает с увеличением дальности.

Рассчитаем предельную дальность оптической связи при следующих параметрах канала: в качестве передатчика используем синий лазерный диод NDB4116 с мощностью излучения 100 мВт, а в качестве фотоприёмника – фотодиод S5973-02 с пиком чувствительности на длине волны 450 нм. Тип океанской воды по классификации Н.Г. Жерлова – «прозрачное море» [3].

Результаты расчёта показывают, что при допустимой вероятности ошибки $P_e^B \le 10^{-6}$ передача данных по подводному оптическому каналу с модуляцией КИМ-ИМ обеспечивается на дальности – 27 м, при ширине полосы канала 1 ГГц, а при ширине полосы канала 100 МГц, на расстоянии до 45 м. Учитывая, что скорость передачи данных R0 связана с электрической шириной полосы канала B зависимостью:

$$R_0 \le B/3,$$

то реальная скорость передачи данных составит, примерно, 330 Мбит/с на дальности до 27 м или 33 Мбит/с на дальности до 45 м. Обеспечить передачу данных, при заданных параметрах канала возможно в полосе 1,6 МГц, что соответствует 0,53 Мбит/с.

Оценка влияния кодов Рида-Соломона на вероятность битовой ошибки

Одним из возможных способов увеличить дальность подводного открытого оптического канала передачи данных является использование помехоустойчивого кодирования, в частности кодов с исправлением ошибок. Наиболее известным из таких кодов является код Рида-Соломона [4].

Помехоустойчивые коды с исправлением ошибок характеризуются избыточностью передаваемой информации, при этом сообщение состоит из блока длиной n, в котором содержится k информационных и r проверочных символов.

Исправление t ошибочных символов на входе декодера требует количества проверочных символов равное $r = 2t$, а кодовое расстояние определяется по формуле $d = 2t + 1$ [5].

Энергетический выигрыш кодирования (ЭВК) для жесткого декодирования оценивается по формуле [5]:

$$ЭВК = 10\lg\left(g\frac{d+1}{2}\right),$$

где $g = r/n$, а ЭВК для алгоритмов мягкого декодирования вычисляется по формуле:

$$ЭВК = 10\lg(gd).$$

Применение помехоустойчивого кодирования приводит к снижению скорости передачи информации, за счёт избыточности. Скорость передачи данных равняется:

$$R = R_0 k/n.$$

В качестве примера, рассчитаем энергетический выигрыш канала и зависимости вероятности битовой ошибки от дальности для восьмеричных кодов Рида-Соломона. Данный тип кодов характеризуется способностью исправлять многократные пакеты ошибок, в том числе восьмеричные коды Рида-Соломона исправляют до 3 ошибок из 7 символов в блоке. Характеристики восьмеричных кодов Рида-Соломона для подводного открытого оптического канала передачи информации с шириной полосы 100 МГц (R_0=33Мбит/с) приведены в таблице 1.

Таблица 1. Характеристики восьмеричных кодов Рида-Соломона для подводного открытого оптического канала с шириной полосы 100 МГц (R_0=33Мбит/с)

n	k	r	t	d	g	R, Мбит/с	ЭВК, дБ	
							Жесткое декодирование	Мягкое декодирование
7	5	2	1	3	0,286	23,57	-2,43	-0,67
7	3	4	2	5	0,571	14,14	2,34	4,56
7	1	6	3	7	0,857	4,71	5,35	7,78

Моделирование показывает, что энергетический выигрыш в канале положителен только в случае, когда количество проверочных символов r превышает количество информационных символов k. Это приведет к снижению скорости передачи данных, по сравнению с без избыточного кодом более чем в два раза. Зависимости вероятности битовой ошибки о расстояния между приемником и передатчиком для кодирования без избыточности и различных вариантов декодирования восьмеричных кодов Рида-Соломона показаны на рисунке 1.

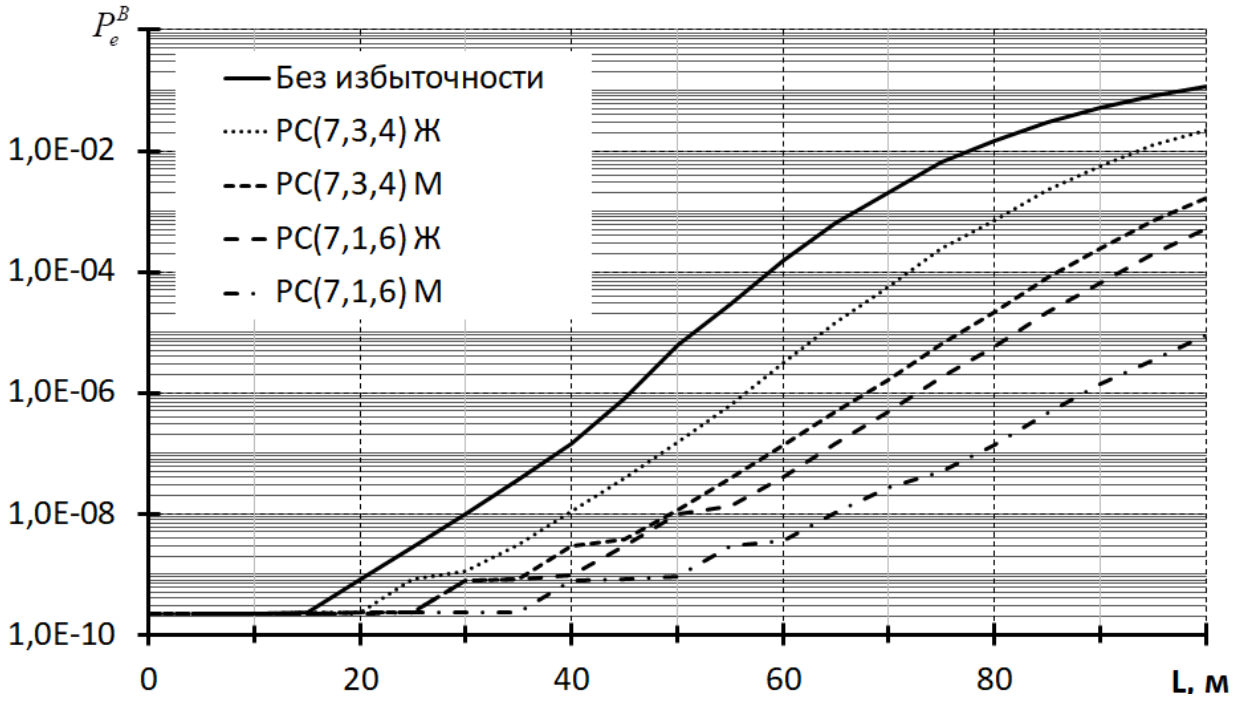


Рис. 1. Зависимости вероятности битовой ошибки от дальности при применении кодов Рида-Соломона и при передаче данных без избыточности (Ж-жесткий алгоритм декодирования, М – мягкий алгоритм декодирования)

Применение помехоустойчивого кодирование на основе кодов Рида-Соломона приводит к увеличению предельной дальности передачи данных по подводному открытому оптическому каналу передачи информации более чем в два раза. Применение жестких методов декодирования позволяет получить выигрыш по дальности при $P_e^B \le 10^{-6}$ от 11 до 28 м, а использование мягких алгоритмов декодирования дает возможность увеличить протяжённость трассы на 43м.

Наибольший выигрыш по дальности дает мягкий алгоритм декодирования кода Рида-Соломона (7,1,6), с кодовой скоростью 1/7. В этом случае дальность передачи данных составляет до 88 м, при скорости до 4,7 Мбит/с, в то время как при простом сужении полосы

пропускания канала без помехоустойчивого кодирования максимальная скорость передачи данных на том же расстоянии составит всего 1,13 Мбит/с. Это позволяет говорит о преимуществе использования помехоустойчивого кодирования на дальних дистанциях.

Дальнейшее наращивание дальности связи или снижение вероятности битовой ошибки возможно за счет уменьшения кодовой скорости, использования составных кодов, увеличения мощности передатчика и использования на приемной стороне фотодиодов большей чувствительности.

Библиографический список

1. Kaushal H. Underwater optical wireless communication [Текст] / H. Kaushal, G. Kaddoum // IEEE Access, volume 4, 2016, pp. 1518-1547.

2. Пратт В.К. Лазерные системы связи. Пер. с англ. под ред. А.Г. Шереметьева. [Текст] М.: Радио и связь., 1993. 232 с.

3. Кириллов С.Н. Определение характеристик подводного открытого оптического канала передачи информации на больших глубинах [Текст] / С. Н. Кириллов, Л. В. Аронов // Вестник РГРТУ – 2018. – № 1 (63). – с. 40-48.

4. Морелос-Сарагоса Р. Искусство помехоустойчивого кодирования. Методы, алгоритмы, применение [Текст] / Р.Морелос-Сарагоса / пер. с англ. В. Б. Афанасьева. — М.: Техносфера, 2006. — 320 с.

5. Журавлёв В.Г. Помехоустойчивые коды : учеб. пособие [Текст] / В.Г. Журавлёв, Н.Ю. Куранова, Ю.Ю. Евсеева ; Владим. гос. ун-т им. А. Г. и Н. Г. Столетовых. – Владимир : Изд-во ВлГУ, 2013. – 96 с.

УДК 004.942; ГРНТИ 49.29.14

СТАТИСТИЧЕСКИЕ МОДЕЛИ ЗАМИРАНИЙ ПРИ МНОГОЛУЧЕВОМ РАСПРОСТРАНЕНИИ

А.М. Соколов

Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина, Российская Федерация, Рязань, artyr201@mail.ru

Аннотация. В работе рассматрива.ncz статистическbt модели замираний при многолучевом распространении. Приводятся особенности замираний, причины из возникновения, а также их влияние на канал связи. Рассматриваются способы додетекторного объединения ветвей и система автовыбора наилучшего сигнала при многолучевом распространении.

Ключевые слова: замирания, причины возникновения замираний, многолучевое распространение.

STATISTICAL MODELS OF FADING IN MULTIPATH PROPAGATION

A.M. Sokolov

Ryazan State Radio Engineering University named after V.F. Utkin, Russia, Ryazan, artyr201@mail.ru

The summary. Statistical models of fading during multipath propagation are considered in this paper. The features of fading, the causes of their occurrence, and their influence on the communication channel are given. The methods of dodetector joining of branches and the system of autoselection of the best signal for multipath propagation are considered.

Keywords: fading, causes of fading, multipath propagation.

В природе существуют помехи называемые мультипликативными, действующие на мощность сигнала — замирания. Замирания бывают быстрыми и медленными, быстрые замирания возникают по двум причинам: из-за многолучевого распространения и из-за Допплеровских сдвигов частоты.

Быстрые замирания бывают таких типов:

1. Избирательными
   - Частотно избирательными

- Избирательными во временной области
- Пространственно избирательными

2. Плоскими — подходят больше к типу медленных замираний

В случае если ширина спектра сигнала больше когерентной полосы пропускания канала, то имеем дело с частотно-селективными помехами.

В случае если длина сигнала во временной области больше времени когерентности канала, то говорят, что мы имеем дело с каналом, изменяющимся во времени. [1]

Канал с замираниями

Способ проектирования плоского канала с замираниями програмной среде Матлаб:
h = (1/sqrt(2))*(randn(size(msg)) + 1j*randn(size(msg)))
Предполагается:
- частотной селективности нет;
- отсутствие прямой видимости;
- отсутствие затенений и допплеровских сдвигов частоты;
- узкополосный канал.

Для случая без прямой видимости канал ещё называют к тому же рэлеевским.

Когда мы говорим о нелокальных системах связи, мы имеем в виду работу с цифровыми сигналами. Более того, мы также работаем, скорее всего, с квадратурными типами модуляции, то есть со сложными сигналами.

Разумно предположить воздействие помех как на реальную, так и на мнимую составляющую. Вслед за Центральной предельной теоремой допускается также гауссовский характер таких воздействий. Запишем формулой:

$$Z=X+jY.$$

Если мы допускаем независимые искажения составляющих огибающей сигнала: как синфазной, так и квадратурной, — то положение числа, на которое будет перемножен изначальный символ, в полярных координатах может быть вычислено по теореме Пифагора.

Если рассматривать простейший случай без пространственной корреляции между каналами, то канал пространственно белый. Поскольку все каналы независимы, то можно генерировать не только случайные величины, распределенные по Рэлею, но и векторы и матрицы:

$$H_{NLoS} = \sqrt{\frac{1}{2}}(G_1 + jG_2).$$

G1 и G2 – матрицы, состоящие из нормально распределенных значений.

Шумовая составляющая при отсутствии прямой видимости может быть описана как n-мерный вектор независимых тождественно распределенных по комплексному закону Гаусса с круговой симметрией и нулевым матем. ожидание цифр [1].

Статистические модели для каналов с замираниями

Существует ряд вероятностных распределений, которые необходимо проанализировать при построении модели статистических характеристик канала с замираниями. При наличии в канале большого числа диффузоров, формирующих сигнал при приеме, как в случае ионосферного или тропосферного распространения сигнала, применение центральной предельной теоремы вероятности приводит к Гауссовой модели. Если процесс имеет нулевое

среднее, то огибающие характеристики канала в любой заданный момент времени имеют рэлеевское распределение вероятностей, а фаза распределяется равномерно по интервалу.

В отличие от ретрансляционного распределения с одним параметром, которое может быть использовано для оценки статистики канала с затуханиями, М-распределение Накагами является двухпараметрическим [2].

Додетекторное объединения ветвей

В аналоговых системах возможен ряд вариантов разнесенного приема, отличающихся способами объединения ветвей и формирования результирующего колебания $U_p(t)$.

В системах связи применяются линейные методы додетекторного объединения ветвей. При этом результирующее колебание на выходе схемы объединения представляет собой линейную комбинацию M входных колебаний отдельных ветвей разнесения:

$$U_p(t) = \sum_{i=1}^{M} k_i U_i(t) .$$

Простое и оптимальное линейное сложение сигналов широко используется в технике пространственно-распределенного приема среди линейных методов комбинирования ветвей. Кроме того, часто используется автоматический выбор лучшей ветви поста. Различают автоматический выбор по наибольшему значению сигнала и автоматический выбор по наибольшему превышению сигнала над помехой [2].

Система автовыбора, последетекторное объединение ветвей

В этой системе путем переключения приемников из М ветвей выбирается та, в которой сигнал имеет наибольшее значение.

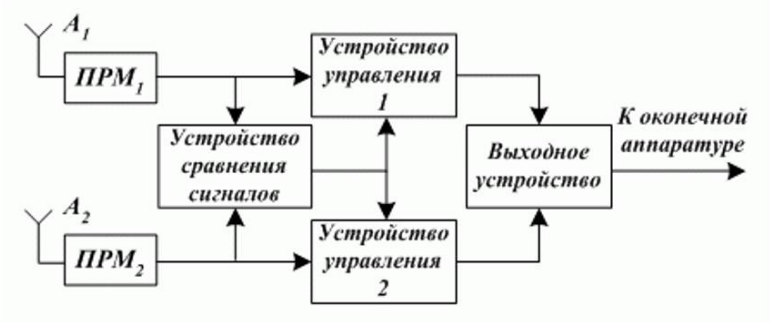


Рис. 1. Структурная схема системы автовыбора сигнала

В соответствии с принципами работы системы автовыбора огибающая сигнала на выходе схемы объединения представляет собой случайную величину, где номер ветви может меняться случайно от одного интервала анализа состояния ветвей к другому.

Было произведено моделировании канала с релеевскими и райсовскими замиранями и отношениями сигнал-шум в различных значениях, графически проанализированно автоматическое выделение наилучшего сигнала из суммы сигналов на входе предполагаемого приемника системы, оптимизирован код программы для лучшего быстродействия выделения можности лучшего сигнала.

Моделирование системы автовыбора лучшей ветви в канале с различными замираниями и отношениями сгнал-шум может помочь нам в разработке программной среды для улучшения качеств связи в будущем. Система визульно оценивает мощность канала с прихо-

дящими на вход сигналами. Так же использовние системы автоматического выбора помогает визуализировать состояние линии и наглядно показывает состояние канала, что можно использовать в учебных пособиях или теоритических сведениях на занятиях.

Библиографический список

1. Основы проектирования цифровых радиорелейных линий связи. Учебное пособие для вузов / М.А. Быховский, Ю.М. Кирик, В.И. Носов и др.; Под ред. профессора М.А. Быховского. – М.: Горячая линия–Телеком, 2014. – 332 с.

2. Дятлов А.П., Дятлов П.А. Анализ и моделирование обнаружителей и демодуляторов связных сигналов: Учебное пособие. – Таганрог: Изд-во ТРТУ, 2005. – 176 с.

УДК 621.379.9

АНАЛИЗ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ КВАДРАТУРНЫХ МЕТОДОВ МОДУЛЯЦИИ В ЦИФРОВЫХ СИСТЕМАХ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ ПРИ ИЗМЕНЕНИИ НАПРАВЛЕНИЯ ВРАЩЕНИЯ СИГНАЛЬНОГО СОЗВЕЗДИЯ

А. Михайлов, Т. Шестакова, Г. Сорокин
Технический университет Молдовы,
Республика Молдова, Кишинэу,ger_sor@mail.ru

Аннотация. В работе рассмотрено влияние изменения направления вращения сигнального созвездия на помехоустойчивость квадратурных многопозиционных методов модуляции. На основе вектора ошибки в среде моделирования Matlab + Simulink предложены модели модуляторов и демодуляторов M – QAM с поворотом сигнальных созвездий на произвольный угол при изменении направления вращения сигнального созвездия. Рассмотрены наиболее часто используемые в цифровых системах передачи данных виды модуляции: 16-QAM и 64-QAM. Результаты моделирования предложенных моделей подтвердили совпадение рекомендованных стандартом DVB-T2 значений углов поворота сигнальных созвездий, а также выявили значения других углов, которые можно использовать для повышения помехоустойчивости многопозиционных квадратурных методов модуляции.
Ключевые слова: цифровые системы передачи данных, вектор ошибок, помехоустойчивость, сигнальное созвездие, квадратурный прием, поворот сигнального созвездия.

ANALYSIS OF THE NOISE IMMUNITY OF QUADRATURE MODULATION METHOD INDIGITAL DATA TRANSMISSION SYSTEMS

A. Mikhailov, T. Shestakova, G. Sorokin
Technical University of Moldova,
Republic of Moldova, Chisinau,ger_sor@mail.ru

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

Введение

В цифровых системах передачи данных для эффективного использования отведенной полосы канала связи используются многопозиционные сигналы – многопозиционная фазовая манипуляция (M – PSK (PhaseShiftKeying) и многопозиционная квадратурная амплитудная манипуляция (M – QAM (QuadratureAmplitudeModulation), так как модуляторы цифровых линий связи чаще всего строятся по квадратурным схемам. [1,3].

При наличии нелинейных и фазовых искажений, помех и шумов канала возникают переходные помехи между квадратурными каналами. Сигнальные созвездия при этом размываются, то есть в каждом такте точка созвездия имеет случайные координаты. Это может привести к ошибкам при демодуляции, особенно при наличии в канале связи селективных замираний.

К настоящему времени выполнен ряд работ по изучению влияния поворота сигнального созвездия [5…9], однако и по сей день влияние поворота сигнального созвездия изучено не до конца. В частности, не исследовалось взаимное влияние сигналов, несущих одну и ту же информацию на разных углах поворота сигнального созвездия, а также при изменении **направления вращения** сигнального созвездия.

В работах [4] предложены математические модели системы цифрового телевизионного вещания, однако, не учитывающие возможность поворота сигнального созвездия. В работах [5,10] исследовано влияние поворота сигнального созвездия фазовых модуляций QPSK, BPSK, 8-PSK и DBPSK, но модуляции 16-QAM, 64-QAM и 256-QAM в работах по изучению поворота сигнального созвездия не рассматривались. В работе [11] исследовалось влияние угла поворота на повышение помехоустойчивости квадратурных методов модуляции при повороте сигнального созвездия только в одном направлении. Показано, что в этом случае появляются другие, отличающиеся от рекомендованных углы поворота, в которых наблюдаются лучшие, с точки зрения помехоустойчивости, отношения сигнал/шум.Однако изучение взаимного влияния одного и того же сигнала, повёрнутого наразныеуглы при изменении направления вращения сигнального созвездия,не проводилось и представляет особый для практического применения интерес.

Основная часть

Для анализа влияния изменения направления вращения сигнального созвездия на помехоустойчивость квадратурных видов модуляции, была разработана усовершенствованная модель подсистемы "QAM-модулятор" –> "AWGN" -> "QAM-демодулятор", учитывающая поворот сигнального созвездия на заданный уголкак по часовой, так и против часовой стрелки.

Разработка модели осуществлена с помощью системы компьютерной математики MATLAB/SIMULINK 9.0 (R2017b). Обработка и анализ результатов моделирования проводились с помощью программы OriginPro 2017 [12,13].

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

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

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

$$\acute{x} = x \cdot cos\varphi - y \cdot sin\varphi,$$

$$\acute{y} = x \cdot cos\varphi + y \cdot sin\varphi. \quad (2)$$

Так как абсцисса комплексной плоскости – это действительная часть комплексного числа, а ордината – его мнимая часть, формулы (2) можно переписать:

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

Линейное преобразование на комплексной плоскости, приводящее к повороту точки $\acute{x}$ против часовой стрелки на заданный угол φ, имеет вид:

$$\begin{aligned} x &= \acute{x} \cdot cos\varphi + \acute{y} \cdot sin\varphi, \\ y &= -\acute{x} \cdot sin\varphi + \acute{y} \cdot cos\varphi. \end{aligned} \quad (4)$$

Таким образом, в терминах квадратурной модуляции с учётом (1, …,4) можно записать при повороте сигнального созвездия по часовой стрелке так:

$$\begin{aligned} \acute{I} &= I \cdot cos\varphi - Q \cdot sin\varphi, \\ \acute{Q} &= I \cdot cos\varphi + Q \cdot sin\varphi. \end{aligned} \quad (5)$$

А при повороте против часовой стрелке - следующим образом:

$$\begin{aligned} I &= \dot{I} \cdot cos\varphi + \dot{Q} \cdot sin\varphi, \\ Q &= -\dot{I} \cdot cos\varphi + \dot{Q} \cdot sin\varphi. \end{aligned} \quad (6)$$

Для реализации формулы (5) использовалась Simulink модель, описанная в работе [11, рис. 1.3]. Свернём её в подсистему и назовём её "*Вращатель*" для удобства дальнейшего использования.Модель, реализующая формулу (1.6) имеет такой же вид и отличается только знаками.

Для разделения квадратурного сигнала на реальную (Re) и мнимую (Im) составляющие применим стандартный блок библиотеки Simulink "ComplextoReal-Imag", а в качестве источника квадратурного сигнала используем блок "RectangularQAM-Modulator" из блоксетаCommunicationSystem расширенной библиотеки Simulink. Блок "RandomIntegerGenerator" будет моделировать подготовленный к модуляции низкочастотный сигнал цифрового телевизионного вещания.

При изменении направления вращения плоскости сигнального созвездия модели подсистемы поворота сигнальных созвездий меняются местами на основании уравнений (5) и (6). Окончательная математическая модель для исследования влияния направления вращения сигнального созвездия на помехозащищённость квадратурных схем модуляций M-QAM примет следующий вид (рис. 1).

Устанавливая значение угла поворота в градусах (0 для начального состояния без поворота), подбираем в настройках блока "AWGN" значение параметра "E_b/N_0" при котором наблюдается наперед заданная ошибка.

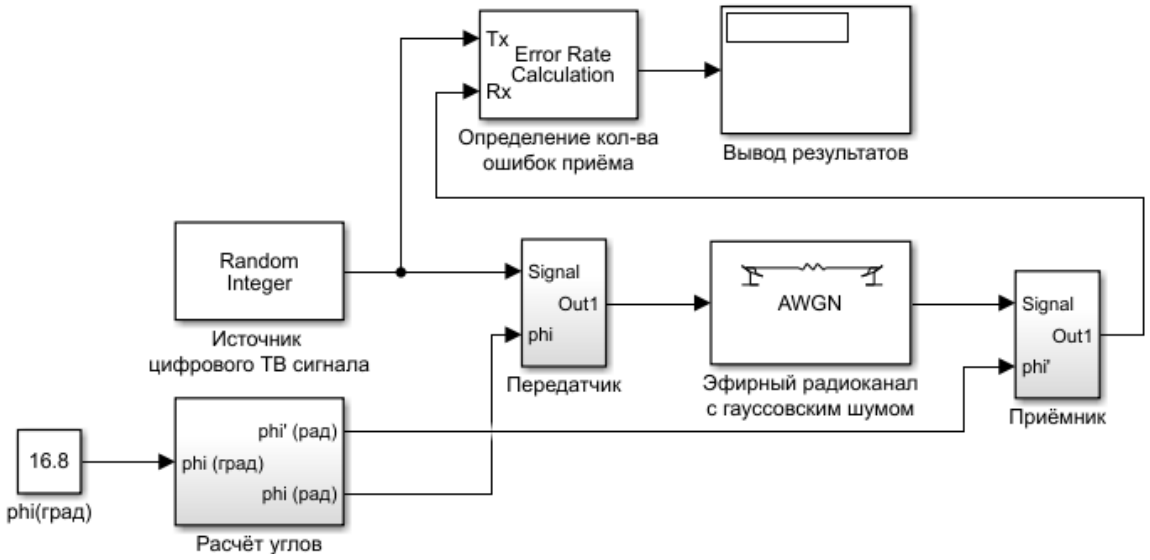
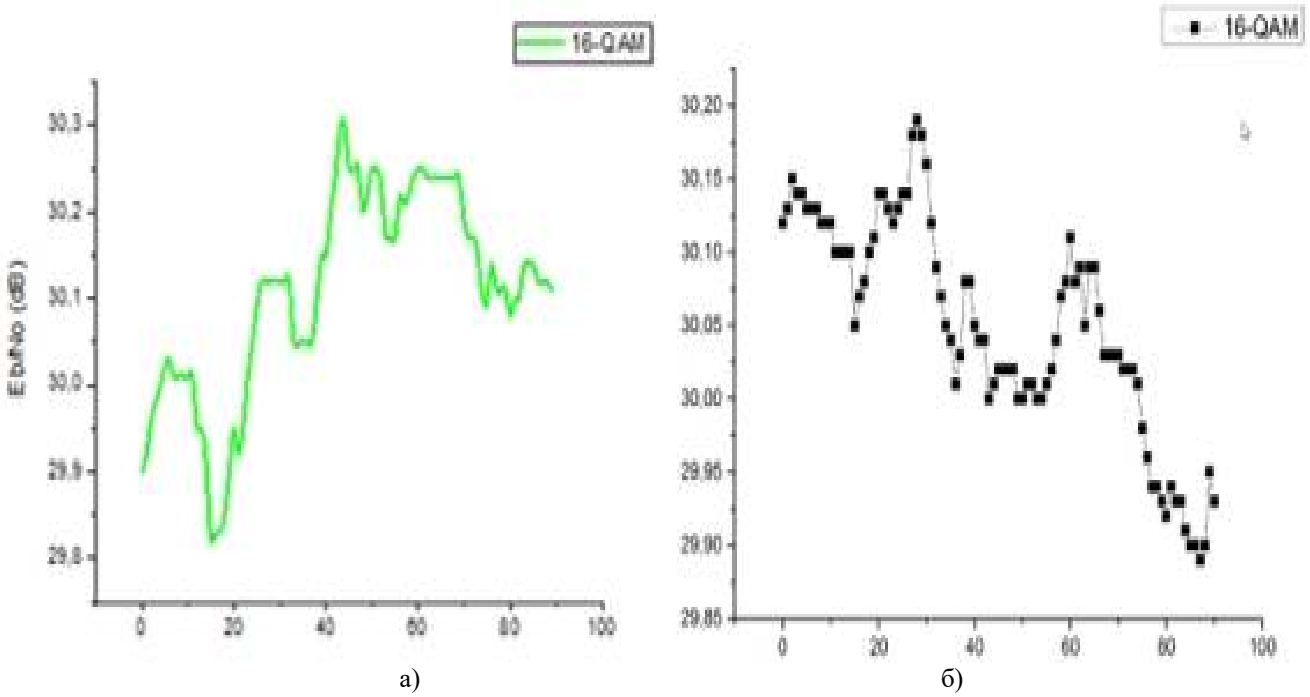


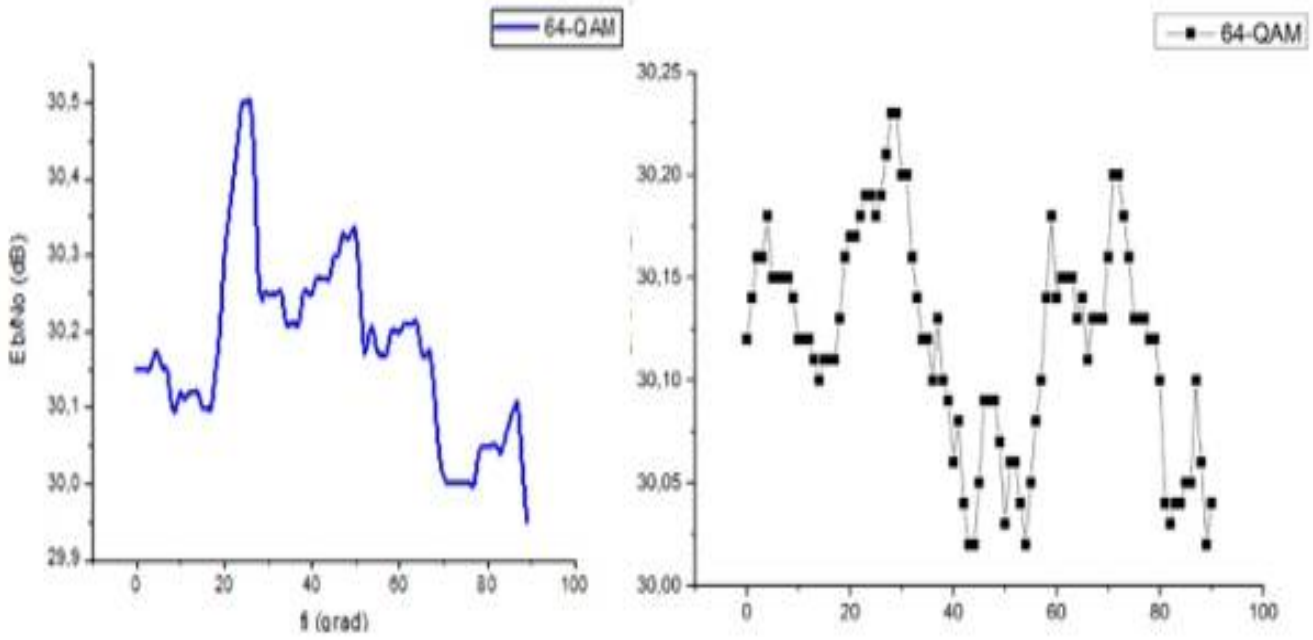
Рис. 1. Математическая модель для исследования влияния направления вращения поворота сигнального созвездия на помехозащищённость квадратурных схем модуляции

Заносим значения угла поворота φи соотвествующиеэтому углу значения "E_b/N_0" в таблицы для построения графиков функций "E_b/N_0" = f(φ). Повторяем предыдущее действие для всех углов в диапазоне (0:1:90) для каждого типа модуляции и при изменении направления вращения сигнального созвездия. Результаты моделирования показаны на рисунках 2 и 3.



а) б)

Рис. 2. Графики зависимости отношения "сигнал/шум" (E_b/N_0) от угла поворота сигнального созвездия для модуляций 16-QAM при повороте **по часовой** (а) и **против часовой стрелки** (б)



а) б)

Рис. 3. Графики зависимости отношения "сигнал/шум" (E_b/N_0) от угла поворота сигнального созвездия для модуляций 64-QAM при повороте по часовой (а) и против часовой стрелки (б)

Из графиков видно, что для каждой модуляции обнаружено несколько энергетических минимумов, для которых отношение "сигнал/шум" меньше, чем для не повёрнутого сигнального созвездия. Кроме того, при изменении направления вращения сигнального созвездия отличаются не только значения углов, для которых отмечаются минимумы отношения "сигнал/шум", но и их количество. Данные об обнаруженных энергетических минимумах сведены в таблицу.

Таблица. Энергетически выгодные углы поворота сигнального созвездия

Тип модуляции	Углы поворота сигнального созвездия, град.	
	Рекомендованный	Найденные экспериментально углы
16-QAM (по часовой)	16.8	16
16-QAM (против часовой)	-	15, 36, 43, 54, 86
64-QAM (по часовой)	8.6	9, 17, 75, 87.5
64-QAM (против часовой)	-	14, 43, 54, 82, 89

Заключение

В пакете программ MATLAB / SIMULINK разработаны математические модели подсистем «Передатчик», «Приемник» для цифровых систем, использующих квадратурные методы модуляции.На основе разработанных математических моделей подсистем предложена математическая модель системы передачи данных с AWGN каналом для исследования влияния направления вращения поворота сигнального созвездия на помехоустойчивость системы передачи цифровой информации.

Из графиков, представленных на рисунках 2 и 3 видно, что для каждой модуляции обнаружено несколько энергетических минимумов для которых отношение "сигнал/шум" меньше, чем для не повёрнутого сигнального созвездия. Значения углов, при которых отмечается уменьшение отношения "сигнал/шум" отличаются при изменении направления вра-

щения сигнального созвездия. Отличается также количество таких углов при изменении направления вращения плоскости сигнального созвездия.

На основании данных, представленных в таблице, можно сделать следующие выводы:

- Рекомендованные стандартом DVB-T2 углы поворота сигнального созвездия получили экспериментальное подтверждение.
- Для всех исследованных типов многопозиционной модуляции, кроме 16-QAM, помимо рекомендованного стандартом, имеются ещё и другие энергетически выгодные углы поворота сигнального созвездия.
- Изменение направления вращения плоскости сигнального созвездия дает другие величины углов и другое количество таких углов, которые обеспечивают лучшие значения отношения "сигнал/шум". Это расширяет возможности и гибкость при построении систем передачи, использующих квадратурные методы модуляции.
- С ростом позиционности модуляции M эффект от поворота сигнального созвездия снижается.

Библиографический список

1. Скляр Б. Цифровая связь. – М.: Вильямс, 2004.
2. Коржихин Е.О. Сравнение стандартов цифрового наземного вещания DVB-T и DVB-T2, Телекоммуникации и транспорт, 2012, № 6, стр. 203 – 204
3. Волков Н.М., Немировский М.С., Шинаков Ю.С. Системы цифровой радиосвязи. Базовые методы и характеристики – М.: Экотрендз, 2005.
4. Киселёв В.В., Светлов М.С. Математическая модель канала передачи данных системы цифрового телерадиовещания, Вестник Саратовского государственного университета, 2009, № 5, стр. 250 – 252.
5. Веденькин Д.А., Макарода Д.Г., Филареева И.Г. Анализ влияния поворота сигнального созвездия на уровень символьных и битовых ошибок в фазовых форматах модуляции, Инженерный вестник Дона, 2018, № 3
6. Sungwon Hong Eun Su Kang and Dong Seog Han. Additional data transmission with rotated qpsk constellation. // Electronics Letters, 51: pp. 394– 395, March 2015.
7. Schmogrow R., Nebendahl B., Winter M., Josten A., Hillerkuss D., Koenig S., Meyer J., Dreschmann M., Huebner M., Koos C., Becker J., Freude W., and Leuthold J. Error vector magnitude as a performance measure for advanced modulation formats // Photonics Technology Letters, IEEE, 24(1): 61–63, Jan 2012.
8. Кисельников А.Е., Дубов М.А., Приоров А.Л. Разработка алгоритма детектирования и компенсации искажения сигнального созвездия ФМН-2 на основе вектора ошибок //Цифровая обработка сигналов. 2016. №1. – с.34-39.
9. Ньюман Э. Оптимизация приемника при помощи анализа модуля вектора ошибки // Беспроводные технологии. 2007. №9. – с. 57-60.
10. Волхонская Е.В., Коротей Е.В., Власова К.В., Рушко М.В. Модельное исследование помехоустойчивости приёма радиосигналов с QPSK, BPSK и DBPSK, Известия КГТУ, 2017, № 46.
11. Михайлов А., Шестакова Т., Сорокин Г. Анализ помехоустойчивости квадратурных методов модуляции в цифровых системах передачи данных: II Международный научно-технический форум Современные технологии в науке и образовании» (СТНО-2019). 7февр.-1 марта 2019, Рязань, РФ. Сборник трудов. Том 1, с. 13-21.
12. Дьяконов В.П. MATLAB R2006/2007/2008+Simulink5/6/7. Основы применения. – 2-е изд., перераб.и доп. – М., СОЛОН-ПРЕСС, 2008. – 800с.
13. Богданов А.А. Визуализация данных в Microcal Origin, М.: Альтекс-А, 2003.

СОДЕРЖАНИЕ

ИНФОРМАЦИЯ О III МЕЖДУНАРОДНОМ ФОРУМЕ «СОВРЕМЕННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ В НАУКЕ И ОБРАЗОВАНИИ» СТНО-2020»…… 3

МЕЖДУНАРОДНАЯ НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКАЯ КОНФЕРЕНЦИЯ «СОВРЕМЕННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ В НАУКЕ И ОБРАЗОВАНИИ. РАДИОТЕХНИКА И ЭЛЕКТРОНИКА»……..... 5

Секция «РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ И УСТРОЙСТВА»……..... 5

Иванов В.А.
Эффективность систем СДЦ с некогерентным накоплением при приеме короткой пачки импульсов..... 5
Адамов Т.Н., Васильев И.В., Козин И.Д., Федулина И.Н.
Возможности определения третьей координаты радиолокаторами метровых волн при использовании двухъярусных антенн..... 11
Южаков М.С.
Создание системы автоматизированных метеостанций по сбору параметров окружающей среды..... 15
Потапов А.А.
Новые данные о фрактальности колебаний и волн в радиотехнических системах и устройствах (по материалам докладов на международных конференциях, 2018 - 2019).....19
Сычев А.С.
Комплексирование изображений на основе метода главных компонент и локальной оценки мощности..... 31
Храмов К.К., Костров В.В.
Расчет временных параметров съемки при моделировании радиолокационных изображений РСА космического базирования..... 36
Васильев И.В., Проценко В.А.
Опыт использования электронной карты для моделирования отражения радиолокационного сигнала от местных предметов..... 42
Новичихин Н.Е.
Трехмерная модель многолучевого канала..... 45
Орехво Д.О.
Комбинированная весовая обработка в многоканальных доплеровских фильтрах..... 49
Васильев Е.В., Якунина А.А.
Моделирование явления амплитудно-фазовой конверсии в выходном каскаде радиопередатчика..... 54
Арефьев Д.В.
Исследование алгоритмов взаимодействия устройств в сети на основе спецификации ZigBee..... 57
Рафиков Р.А., Глебова Т.А.
Электрическая антенна в плазменной оболочке..... 62
Слонов С.В., Паршин А.Ю.
Комбинированный алгоритм оценки положения мобильной станции..... 67
Рамазанова А.А.
Сравнительный анализ различных форм реализации доплеровского фильтра..... 71
Андреев В.Г. , Авраменко Д.В.
Анализ спектра яркостной модуляции двусторонним методом Прони..... 76

Астаркин И.В.
Построение лазерного растрового изображения на удаленных протяженных объектах..... 81
Белокуров В.А.
Межобзорное накопление отражённых сигналов с учётом навигационной информации..... 86
Паршин Ю.Н., Грачев М.В.
Квазиоптимальное оценивание угловой координаты источника радиоизлучения в двухканальной приемной системе..... 90
Половинкин В.В.
Пространственное кодирование Аламоути в MIMO-системах передачи информации..... 96
Чан В.А. , Андреев В.Г.
Алгоритмы спектрального анализа радиосигналов на фоне кусочно-стационарных помех..... 99
Янин А.О.
Исследование причин несоответствия радиостанции техническим условиям при воздействии внешних факторов..... 104
Урубков Н.П.
Обзор современных методов стабилизации частоты автогенераторов..... 107

Секция «ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ И УСТРОЙСТВА»……..... 111

Киселев А.Ю., Ланцов В.Н.
Стратегия раннего прерывания итерационного процесса для квазициклических LDPC кодов с архитектурой послойного декодирования..... 111
Киселев А.Ю.
Сегментация кодовых блоков и построение проверочных матриц для LDPC кодов в сетях пятого поколения..... 114
Киселев А.Ю.
Исследование проверочных матриц для кодов с малой плотностью проверок на четность в сетях пятого поколения..... 119
Батенков К.А.
Анализ надежности многополюсной сети на основе нижней границы Литвака–Ушакова..... 122
Паршин В.С., Кулакова М.В.
Оценка спектральной плотности редко повторяющихся импульсных последовательностей..... 125
Семин А.Д., Аронов Л.В.
Разработка двойного свернутого тройника сантиметрового диапазона..... 131
Егоров А.В., Иваненко Д.Д.
Рассмотрение методик оценки ЭМС РЭС..... 138
Карпухина А.В.
Статистическое моделирование радиообстановки в условиях межсистемных помех..... 143
Борисенко А.Б., Немтинов В.А., Немтинова Ю.В., Трюфилькин С.В.
Оценка качества и эффективности виртуального музея..... 148
Пятницкий А.М., Лисничук А.А.
Многокритериальный выбор вида модуляции для программно-определяемой радиосистемы передачи информации..... 153

Бауков А.А.
Разработка решающего правила обнаружения частиц дождя в целях улучшения качества видеоизображений..... 157
Фокин А.Б.
Формирование множества деревьев в телекоммуникационных сетях с всеполюсной связностью..... 163
Устинова А.И., Лисничук А.А.
Многокритериальный выбор вида модуляции для программно-определяемой OFDM-системы передачи информации..... 170
Дынькова В.А., Дмитриев В.Т.
Исследование алгоритмов получения производной речевого сигнала..... 173
Смирнов М.С., Буряков Д.А.
Анализ параметров речевых сигналов на выходе первичных кодеков..... 176
Али Малек Абдулмалек Ахмед
Планирование и оптимизация сетей LTE с использованием программной платформы Atoll..... 180
Дмитриев В.Т., Кузнецов Л.Л.
Низкоскоростной кодек речевых сигналов на основе алгоритма CODEC2 и представления Хургина-Яковлева..... 185
Галеева А.И.
Алгоритмы адаптации первичных кодеков в современных системах связи..... 188
Аронов Л.В.
Оценка предельной дальности передачи информации в подводном открытом оптическом канале при использовании кодов Рида-Соломона..... 192
Соколов А.М.
Статистические модели замираний при многолучевом распространении..... 196
Михайлов А., Шестакова Т., Сорокин Г.
Анализ помехоустойчивости квадратурных методов модуляции в цифровых системах передачи данных при изменении направления вращения сигнального созвездия..... 199

СОВРЕМЕННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ В НАУКЕ И ОБРАЗОВАНИИ

Научное издание

В 10 томах

Том 1

Под общей редакцией О.В. Миловзорова.

Подписано в печать 15.06.20. Формат 60x84 1/8.
Бумага офсетная. Печать офсетная.
Гарнитура «Times New Roman».
Усл. печ. л. 26.
Тираж 100 экз. Заказ №.

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