

Издательский дом

МЕДИА ПАБЛИШЕР

Научный журнал "Т-Сотт: Телекоммуникации и транспорт"

Журнал включен в перечень периодических научных изданий, рекомендуемый ВАК Минобрнауки России для публикации научных работ, отражающих основное научное содержание кандидатских и докторских диссертаций

Journal is registered by Federal Service for monitoring compliance with cultural heritage protection law

ISSN 2072-8743 (Online) ISSN 2072-8735 (Print)

Media Registration Certificate
PI No. FS77-55956. Date of issue: November 7, 2013

Publication language: Russian, English.

Distribution Territory: Russian Federation, foreign countries

All articles and illustrations are copyright. All rights reserved.
No reproduction is permitted in whole or part without the express consent of Media Publisher Joint-Stock Company
© "Media Publisher", 2023

Журнал зарегистрирован Федеральной службой по надзору за соблюдением законодательства в сфере массовых коммуникаций и охране культурного наследия

Свидетельство о регистрации СМИ:

ПИ № ФС77-55956.

Дата выдачи: 07 ноября 2013 г.

Язык публикации: русский, английский.

Территория распространения:

Российская Федерация, зарубежные страны

Editorial and Publisher Address

111024, Russia, Moscow, Aviamotornaya str. 8, bloc 1, office 323

e-mail: t-comm@media-publisher.ru.

Tel.: +7 (495) 957-77-43

Тираж: 1000 экз.

Периодичность выхода: 12 номеров в год

Стоимость одного экземпляра: 1000 руб.

Плата с аспирантов за публикацию рукописи не взимается

Предпечатная подготовка:

ООО "ИД Медиа Паблишер"

Мнения авторов не всегда совпадают с точкой зрения редакции.
За содержание рекламных материалов редакция ответственности не несет

Материалы, опубликованные в журнале — собственность ООО "ИД Медиа Паблишер". Перепечатка, цитирование, дублирование на сайтах допускаются только с разрешения издателя

© ООО "ИД Медиа Паблишер", 2023

Адрес редакции и издателя

111024, Россия, Москва, ул. Авиамоторная,

д. 8, стр. 1, офис 323

e-mail: t-comm@media-publisher.ru

Тел.: +7 (495) 957-77-43

Адрес типографии

Москва, ул. Складочная, д. 3, корп. 6

Индексация журнала:

Ulrich's Periodicals Directory; EBSCO; eLibrary.ru (ПИНЦ)
Google Scholar; CyberLeninka (Open Science);
Bielefeld Academic Search Engine (BASE); OCLC WorldCat;
Registry of Open Access Repositories (ROAR)

ИЗДАТЕЛЬСКИЙ ДОМ МЕДИА ПАБЛИШЕР



ПОЛНЫЙ ЦИКЛ ПОДГОТОВКИ КНИГ, ПЕРИОДИЧЕСКИХ ИЗДАНИЙ И РЕКЛАМНОЙ ПРОДУКЦИИ

ПРОФЕССИОНАЛЬНОЕ ЛИТЕРАТУРНОЕ И ТЕХНИЧЕСКОЕ РЕДАКТИРОВАНИЕ

ВЫСОКОКАЧЕСТВЕННАЯ ОФСЕТНАЯ И ЦИФРОВАЯ ПЕЧАТЬ

www.media-publisher.ru

Журнал включен в перечень периодических научных изданий, рекомендуемый ВАК Минобрнауки России для публикации научных работ, отражающих основное научное содержание кандидатских и докторских диссертаций

Учредитель

ООО "Издательский дом Медиа Паблшер"

Главный редактор

Тихвинский Валерий Олегович

Издатель

Дымкова Светлана Сергеевна

ds@media-publisher.ru

Редакционная коллегия

Аджемов Артём Сергеевич

(д.т.н., профессор МТУСИ), Россия

Анютин Александр Павлович

(д.ф.-м.н., профессор, член программного и оргкомитетов WSEAS), Россия, Мексика

Бугаев Александр Степанович

(академик РАН), Россия

Вааль Альберт

(д.т.н., старший научный сотрудник Ганноверского университета им. Лейбница на кафедре коммуникационной техники), Германия

Варламов Олег Витальевич

(д.т.н., в.н.с. МТУСИ), Россия

Головачев Юлиус

(управляющий консультант Detefon International GmBH), Германия

Гребенников Андрей Викторович

(Sumitomo Electric Europe), Великобритания

Данилов Владимир Григорьевич

(д.ф.-м.н., профессор МИЭМ, НИУ ВШЭ), Россия

Дулкейтс Эрик

(д.т.н., старший исполнительный директор корпорации Detefon), Силиконовая долина, США

Елизаров Андрей Альбертович

(д.т.н., профессор МИЭМ, НИУ ВШЭ), Россия

Зубарев Юрий Борисович

(д.т.н., член-корреспондент РАН, заслуженный деятель науки РФ), Россия

Ибрагимов Байрам

(д.т.н., профессор Азербайджанского технического университета, АзТУ), Азербайджан

Корбетт Ровэлл

(д.т.н., директор по исследованиям в научно-исследовательском центре China Mobile Research Institute, профессор университета Назарбаева), Гон-Конг (Китай), США

Кузовкова Татьяна Алексеевна

(д.э.н., декан экономического факультета МТУСИ), Россия

Омельянов Георгий Александрович

(д.ф.-м.н., Университет де Сонора, факультет математики, Эрмосильо), Мексика

Самойлов Александр Георгиевич

(д.т.н., профессор Владимирского государственного университета им. А.Г. и Н.Г. Столетовых), Россия

Сысоев Николай Николаевич

(д.ф.-м.н., декан физического факультета МГУ им. М.В. Ломоносова), Россия

Чиров Денис Сергеевич

(д.т.н., профессор МТУСИ), Россия

Шаврин Сергей Сергеевич

(д.т.н., профессор МТУСИ), Россия

Шарп Майкл

(д.э.н., Европейский институт стандартизации – ETSI), Великобритания

Яшина Марина Викторовна

(д.т.н., профессор, МТУСИ), Россия

СОДЕРЖАНИЕ

ЭЛЕКТРОНИКА. РАДИОТЕХНИКА

Романов С.Г., Власюк И.В.

Методика расчета параметров анти-алайсинговых фильтров для коррекции спектральных характеристик в зависимости от используемых структур дискретизации массивов светофильтров

4

Сивоконь В.П.

Оценка индекса мерцаний s4 в трансконтинентальных декаметровых радиополосах

14

Грычкин С.Е.

Повышение энергетической эффективности радиопередающей аппаратуры

25

Елагин В.С., Васин А.С.

Анализ моделей управления сетевыми ресурсами в сетях 5G

32

СВЯЗЬ

Ясинский С.А.

Моделирование радиально-двухкольцевой типовой структуры транспортной сети методом стягивания узлов связи

42

ПУБЛИКАЦИИ НА АНГЛИЙСКОМ ЯЗЫКЕ

ЭЛЕКТРОНИКА. РАДИОТЕХНИКА

Лернер И.М., Хайруллин А.Н.

Теория разрешающего времени в области систем широкополосного доступа. Алгоритм оценки джиттера, обусловленного передачей данных, и пропускной способности с полиномиальным временем исполнения

48

Довбня В.Г., Коптев Д.С., Леон Реа Херман Флоресмило, Подхалдин Г.И.

Оценка величины эквивалентных энергетических потерь, обусловленных качеством функционирования синтезаторов частоты в цифровых системах связи при квазикогерентном приеме сигналов с квадратурной амплитудной манипуляцией

58

CONTENT

ELECTRONICS. RADIO ENGINEERING

- Romanov S.G., Vlasuyk I.V.**
Method of calculation of parameters of anti-aliasing filters for correction of spectral characteristics depending on the sampling structures used in color filter arrays 4
- Sivokon V.P.**
Evaluation of the s4 scintillations index in transcontinental decameter radio lines 14
- Grychkin S.E.**
Energy efficiency increasing of radio transmitters 25
- Elagin V.S., Vasin A.S.**
Analysis of network resource scaling models in 5G network 32

COMMUNICATIONS

- Jasinskii S.A.**
Simulation of a radial-two-ring typical structure of the transport network by the method of tightening communication nodes 42

PUBLICATIONS IN ENGLISH

ELECTRONICS. RADIO ENGINEERING

- Lerner I.M., Khairullin A.N.** Resolution time theory in the Topic of Broadband Communications. Algorithm for Data Dependent Jitter and Capacity Estimations with Polynomial time Execution 48
- Dovbnaya V. G., Koptev D.S., Leon Rea Herman Floresmilo, Podkhaldin G.I.**
Evaluation of the value of equivalent energy losses due to the quality of frequency synthesis functioning in digital communication systems with quasi-coherent reception of signals with quadrature amplitude keypad 58

T - C o m m

Telecommunications and transport
Volume 17. No. 5-2023

Release date: 25.05.2023

The journal is included in the list of scientific publications, recommended Higher Attestation Commission Russian Ministry of Education for the publication of scientific works, which reflect the basic scientific content of candidate and doctoral theses.

Founder: "Media Publisher", Ltd.

Publisher: Svetlana S. Dymkova
ds@media-publisher.ru

Editor in Chief: Dr. Valery O. Tikhvinskiy

Editorial board

Artem S. Adzhemov

Doctor of sciences, Professor MTUCI, Russia

Alexander P. Anyutin

Doctor of sciences, Professor, member of the program and organizing committee WSEAS, Russia, Mexico

Alexander S. Bugaev

Academician of the RAS, Russia

Corbett Rowell

Full Professor: Electronic & Electrical Engineering Nazarbayev University, Hong Kong (China), USA

Denis S. Chirov

Doctor of sciences, MTUCI, Russia

Vladimir G. Danilov

Doctor of sciences, Professor MIEM, HSE, Russia

Eric Dulkeyts

Ph.D., chief executive officer of the corporation Detecon, USA

Julius Golovachyov

Managing Consultant Detecon International GmbH, Germany

Andrey Grebennikov

Ph.D., Sumitomo Electric Europe, United Kingdom

Bayram Ibrahimov

Ph.D., Professor of Azerbaijan Technical University (AzTU), Azerbaijan

Tatyana A. Kuzovkova

Doctor of sciences, MTUCI, Russia

Georgii A. Omel'yanov

Doctor of sciences, Universidad de Sonora, Department of Mathematics, Hermosillo, Mexico

Alexander G. Samoilov

Doctor of sciences, VLSU, Russia

Michael Sharpe

PhD, European Standards Institute – ETSI, United Kingdom

Sergey S. Shavrin

Doctor of sciences, MTUCI, Russia

Nikolai N. Sysoev

Doctor of sciences, Dean of the Faculty of Physics of Moscow State University. Lomonosov, Russia

Oleg V. Varlamov

Doctor of sciences, MTUCI, Russia

Albert Waal

Ph.D., Senior Research Fellow University of Hanover. Leibniz at the Department of Communications Technology, Germany

Marina V. Yashina

Doctor of sciences, Professor MTUCI, Russia

Andrey A. Yelizarov

Doctor of sciences, Professor MIEM, HSE, Russia

Yuri B. Zubarev

Doctor of sciences, Corresponding member of the Russian Academy of Sciences, Honored Scientist of Russia, Russia

МЕТОДИКА РАСЧЕТА ПАРАМЕТРОВ АНТИ-АЛАЙСИНГОВЫХ ФИЛЬТРОВ ДЛЯ КОРРЕКЦИИ СПЕКТРАЛЬНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК В ЗАВИСИМОСТИ ОТ ИСПОЛЪЗУЕМЫХ СТРУКТУР ДИСКРЕТИЗАЦИИ МАССИВОВ СВЕТОФИЛЬТРОВ

DOI: 10.36724/2072-8735-2023-17-5-4-13

Manuscript received 10 April 2023;
Accepted 15 May 2023

Романов Сергей Геннадьевич,
МТУСИ, Москва, Россия, safit87@inbox.ru

Власюк Игорь Викторович,
МТУСИ, Москва, Россия, ru3dlp@yandex.ru

Ключевые слова: пространственные характеристики изображений, структуры массивов светофильтров, считывающий элемент, оптическая система, анти-алайсинговый фильтр

При разработке алгоритмов и методов формирования и обработки сигналов изображений (СИ), применяемых в устройствах на базе одноматричных преобразователей свет-сигнал (ПСС), должны учитываться воздействия не только элементов системы, входящих в оптический трак (ОТ), находящийся непосредственно между экспонируемым изображением и считывающими элементами устройства, но и специфика структуры используемых в таких камерах массивов светофильтров (МСФ), наносимых на поверхность матрицы. В данной статье рассмотрены наиболее популярные структуры субдискретизации МСФ и их воздействие на пространственные характеристики формируемых изображений. На основании модели построения этих характеристик, приведена методика расчета оптимальных параметров анти-алайсинговых фильтров согласующих свойства ОТ и сенсора при заданной характеристике оптической системы. Приведены конкретные примеры расчета и оптимизации таких фильтров и оценки их воздействия на амплитудные характеристики сигналов. На основе результатов применения разработанного метода сформулированы рекомендации по проектированию МСФ.

Информация об авторах:

Романов Сергей Геннадьевич, МТУСИ, научный сотрудник, Москва, Россия
Власюк Игорь Викторович, МТУСИ, доцент, к.т.н., Москва, Россия

Для цитирования:

Романов С.Г., Власюк И.В. Методика расчета параметров анти-алайсинговых фильтров для коррекции спектральных характеристик в зависимости от используемых структур дискретизации массивов светофильтров // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2023. Том 17. №5. С. 4-13.

For citation:

Romanov S.G., Vlasuyk I.V. (2023) Method of calculation of parameters of anti-aliasing filters for correction of spectral characteristics depending on the sampling structures used in color filter arrays. *T-Comm*, vol. 17, no.5, pp. 4-13. (in Russian)

Введение

В связи со стремительным развитием технологий и увеличением общего количества используемых устройств, за последние 20 лет наибольшее распространение во всех сферах деятельности и технологическое развитие получили камеры, создаваемые с использованием одноматричных преобразователей свет-сигнал. Сейчас эти устройства занимают лидирующие позиции по таким показателям как дешевизна, отказоустойчивость и простота в реализации, при этом почти не уступая многоматричным системам в технических свойствах. Значительное влияние на пространственные характеристики изображений, получаемых в таких системах, оказывают структуры используемых в них МСФ [1], форма элементов считывания (ЭС) и параметры оптического тракта (ОТ) этой системы [1,2] (рис. 1).

От структуры МСФ и размеров ЭС зависят ключевые сигнальные характеристики системы, такие как разрешающая способность, чувствительность, точность цветопередачи, частотно-контрастная характеристика и др. От ОТ, являющегося первым элементом в тракте формирования СИ зависит возможность использования всего потенциала датчика сигнала изображений (ДСИ). Поскольку неотъемлемой частью формирования СИ в таких устройствах является применение алгоритмов шумоподавления и восстановления недостающих цветовых компонент сигнала (демозаикизация), необходимо иметь возможность производить точный анализ воздействий ОТ, МСФ и ЭС на характеристики результирующего сигнала.

Используя такую модель, можно наиболее точно определить состав необходимых алгоритмов постобработки изображений, и устранить недостатки самого тракта формирования сигнала изображения в каждом его звене отдельно и совокупно, и тем самым улучшить пространственные характеристики СИ.

Результаты исследований

В стандартной схеме тракта формирования СИ, после прохождения ОТ, состоящего из оптического системы (ОС) и анти-алайсингового фильтра (ААФ), световой поток поступает на поверхность светочувствительного элемента, с нанесенными на него МСФ, где производится дискретизация сигнала и его последующая оцифровка (рис. 1). Поскольку чувствительность к пространственным перепадам яркости у зрительной системы человека (ЗСЧ) больше, чем к перепадам цвета и насыщенности, в площади сенсора приоритет отдается каналам, имеющим больший коэффициент поглощения в области видимых частот, совпадающих с максимумом кривой видности глаза [12].

Ортогональная структура расположения элементов матрицы, а также их периодичность накладывают значительные ограничения на возможные соотношения площадей разных цветовых компонент. Наиболее часто используемым в технике МСФ является массив Байера [3]. Пример данной структуры базового блока Байера приведен на рисунке 2а.

Одной из разновидностей структуры Байера является структура RGBW или RGBE (рис. 2 б,в). От стандартной структуры Байера они отличаются заменой одного светофильтра, соответствующего зеленому цвету, на светофильтр соответствующий изумрудному (emerald), или белому(нейтральному) цвету.

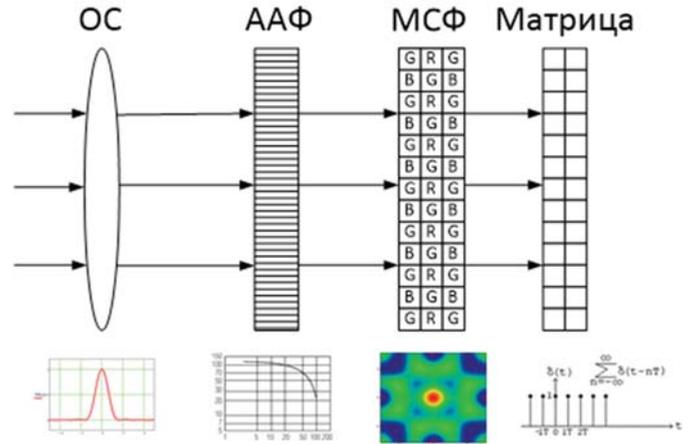


Рис. 1. Воздействие ОС, ААФ и структуры дискретизации на пространственный спектр изображения

Также существуют еще несколько структур RGBW1 RGBW2, расположение светофильтров внутри которых приведено на рисунках 2г,д.

Помимо МСФ с квадратными структурами базовых блоков, существуют так же МСФ с другими структурами, так например в [4] Хаинс предлагает формировать базовый блок МСФ в виде крестообразной формы, где в центре содержится светофильтр, соответствующий цветовой составляющей, вносящей наименьший вклад в сигнал яркости (синему цвету), а по краям, попарно ортогонально друг другу находятся светофильтры соответствующие двум оставшимся цветовым составляющим. Пример подобной структуры приведен на рисунке 2е.

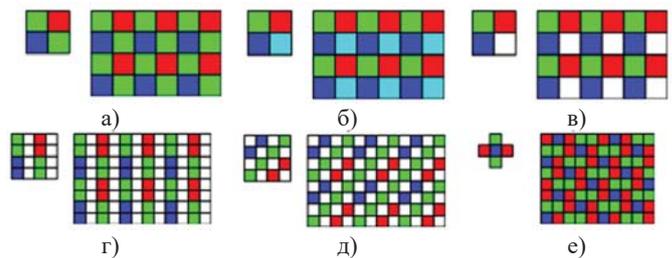


Рис. 2. Структуры базовых блоков различных МСФ: а) RGB Байера МСФ; б) RGBE Байера; в) RGBW Байера; г) RGBW1; д) RGBW2; е) Крестообразная RGB

При формировании СИ с помощью одноматричных ДСИ, восстановление недостающих цветовых составляющих ведется внутри ограниченных областей пространства отсчетов, поскольку независимая обработка всех отсчетов каждого кадра нецелесообразна и требует слишком больших вычислительных затрат, а также по мере удаления отсчетов от обрабатываемого пикселя, их вклад в итоговое значение становится меньше. Так, например, в [5,6], восстановление недостающих отсчетов производится с использованием пикселей в области размерами 3x3 пикселя. В [4] для предложенного Хаинсом массива используется область пикселей размерами 10x10.

В методе Сасаки [7] часть массива Байера ограничена областью размерами 5 на 5 элементов. Каждый элемент недостающей цветовой составляющей восстанавливается независимо, поэтому структуру изображения вне пределов этого блока можно не учитывать.

Результат воздействия ОТ, ЭС и структуры МСФ можно записать в виде:

$$S_i(w_x, w_y) = K_{oc}(w_x, w_y) K_{aafi}(w_x, w_y) \times K_{sdi}(w_x, w_y) K_{el}(w_x, w_y) \quad (1)$$

где $K_{oc}(w_x, w_y)$ – функция результирующей ЧКХ применяемой оптической системы, $K_{aafi}(w_x, w_y)$ – воздействие соответствующего j -ой структуре ААФ, $K_{sdi}(w_x, w_y)$ – спектр i -ой структуры дискретизации заданного элемента в исследуемом массиве светофильтров, а $K_{el}(w_x, w_y)$ – передаточная характеристика отдельного ЭС.

Воздействие ОС, ААФ и считывающего элемента описываются аналитически [8,9,10], и в общем случае воздействие ОС будет описываться как:

$$K_{oc}(w_x, w_y) = \frac{2J_1(2\pi\sqrt{w_x^2 + w_y^2})}{2\pi\sqrt{w_x^2 + w_y^2}} \quad (2)$$

где J_1 – функция Бесселя первого рода, w_x, w_y – нормированные пространственные частоты в горизонтальном и вертикальном направлениях соответственно, а $\sqrt{w_x^2 + w_y^2} = r$ – радиус пятна рассеяния точки.

Для описания воздействия ААФ можно использовать обычные уравнения КИХ фильтров, поскольку они осуществляют суммирование нескольких световых потоков с соседних областей (конкретное взаимодействие задается структурой ААФ, например могут быть взяты 1 исходный и 4 соседних, по два в каждом направлении) взятых с определенными коэффициентами.

Воздействие светочувствительного элемента на характеристики детектируемого сигнала согласно [10] может быть записано в следующем виде:

$$K_{el}(w_x, w_y) = abx_1y_1 \text{sinc}\left(\frac{ax_1w_x}{2}\right) \text{sinc}\left(\frac{by_1w_y}{2}\right) \quad (3)$$

где a и b – размеры элемента считывания по горизонтали и вертикали, x_1 и y_1 – периоды повторения элементов в пространстве.

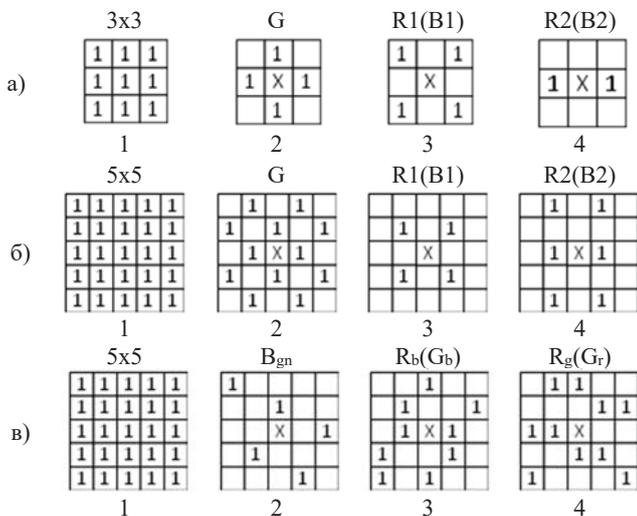


Рис. 3. Структуры дискретизации МСФ: а) RGB Байера 3 на 3; б) RGB Байера 5 на 5; в) крестообразная структура 5 на 5

Воздействия ОС, ААФ и формы пикселя являются независимыми от используемых структур дискретизации и всегда вносят одинаковые изменения, для конкретно заданной системы (разрешения и размеров считывающей матрицы и ее элементов).

По существу, различия результата воздействия преобразующего тракта на СИ, представленного уравнением (1), определяются оставшимся его членом $K_{sdi}(w_x, w_y)$. Характеристика структуры дискретизации зависит от базового блока МСФ и задаваемого им взаимного расположение используемых для интерполяции пикселей в пределах одной цветовой составляющей и размер обрабатываемой области (рис. 3).

Массив Байера размерами 3x3 элемента

Самой простой в одноматричных камерах является структура Байера размером 3x3 элемента, построенная с применением RGB (REB, RYB) массивов светофильтров. Обозначим число светочувствительных элементов такого блока по горизонтали и вертикали как $N_x=3$ и $N_y=3$. Полное число периодов между центрами всех элементов блока в каждом направлении будет на один меньше: $n_x=2$; $n_y=2$.

Если представить каждый элемент как смещенную дельта-функцию и записать их распределение в пространстве, то описание структуры дискретизации можно выразить как произведение таких сумм в ортогональных по пространству направлениях:

$$d(x, y) = \sum_{p=-\frac{n_x}{2}}^{\frac{n_x}{2}} \delta(x - px_1) \sum_{l=-\frac{n_y}{2}}^{\frac{n_y}{2}} \delta(y - ly_1) \quad (4)$$

где x_1 и y_1 – период дискретизации в горизонтальном и вертикальном направлениях, $\delta(x)$ – одномерная дельта-функция, а за точку начала координат берется положение центрального отсчета.

В спектральной области после преобразования Фурье уравнение (4) будет иметь вид:

$$D(w_x, w_y) = \sum_{p=-\frac{n_x}{2}}^{\frac{n_x}{2}} e^{-iw_x px_1} \sum_{l=-\frac{n_y}{2}}^{\frac{n_y}{2}} e^{-iw_y ly_1} \quad (5)$$

Упростив выражение по формуле Эйлера (синусные составляющие сокращаются вследствие четности функции), получим следующее выражение для спектра дискретизации структуры размерами 3 на 3 элемента:

$$D(w_x, w_y) = \left(1 + \sum_{p=1}^{\frac{n_x}{2}} 2 \cos(w_x px_1) \right) \left(1 + \sum_{l=1}^{\frac{n_y}{2}} 2 \cos(w_y ly_1) \right) \quad (6)$$

Выражение (6) представляет собой воздействие структуры дискретизации на пространственный спектр при условии использования всех 9 значений пикселей, лежащих в области 3 на 3.

Используя полученное выражение можно произвести расчет итогового воздействия всех преобразований светового потока в цифровой сигнал с помощью формулы 1. Построить график, а также произвести анализ частотных характеристик в различных направлениях.

Однако анализировать саму область 3 на 3 для устройств с одноматричными преобразователями не имеет смысла (хотя возможно применение анализа такой структуры для многоматричных или ч/б систем), поскольку для каждой цветовой составляющей применяется своя структура используемых отсчетов и более важным является расчет воздействий именно этих структур.

При восстановлении G составляющей структура исходного блока видоизменяется, поскольку из 9 отсчетов блока 3 на 3 используются только 4 (рисунок 3а1). Используя методику расчета спектра блока 3 на 3, заполненного 9 отсчетами, запишем выражение для пространственной структуры дискретизации такого блока для G составляющей как сумма смещенных дельта-функций, но взятых уже с учетом расположения отсчетов именно этой цветовой составляющей.

После преобразования и упрощения изначального выражения, спектр данного блока будет рассчитываться по формуле:

$$D_{grgb33}(w_x, w_y) = 2 \cos(w_x x_1) + 2 \cos(w_y y_1) \quad (7)$$

а его характеристика, в пределах области равной одной частоте дискретизации, соответствовать графику рисунка (4в1).

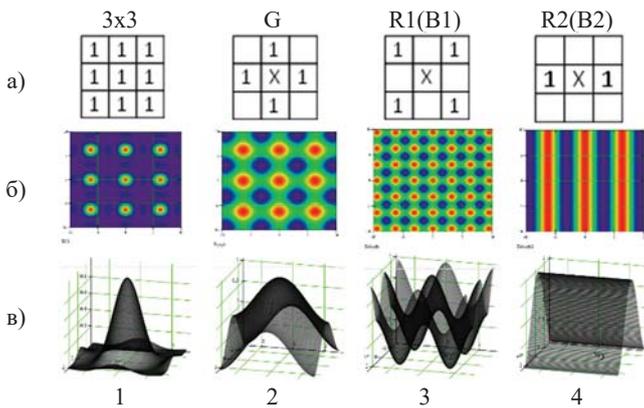


Рис. 4. Спектральные характеристики структур дискретизации различных цветových составляющих массива Байера для блока 3x3: а) структуры цветových компонент; б) спектральная область, ограниченная несколькими частотами дискретизации структуры 3x3 в обоих направлениях; в) спектральная область в пределах одной частоты дискретизации блока 3x3

Для восстановления R и B составляющих используется два вида структур (рис. 3а3,4), в зависимости от того, в какой позиции находится восстанавливаемый пиксель. Для структуры, представленной на рисунке 3а3, спектр, построенный по тому же принципу, будет описываться следующей формулой:

$$D_{rbrgb33}(w_x, w_y) = 2 \cos(w_x x_1) 2 \cos(w_y y_1) \quad (8)$$

а для структуры, представленной на рисунке 3а4 - формулами

$$D_{rglrgb33}(w_x, w_y) = 2 \cos(w_x x_1) \quad (9)$$

$$\text{и } D_{rgvrgb33}(w_x, w_y) = 2 \cos(w_y y_1) \quad (10)$$

соответственно для горизонтального и вертикального расположений исходных отсчетов.

На рисунке 4 представлены спектральные характеристики всех возможных структур цветových компонент для блока Байера 3x3 рассчитанных по предложенной методике [1].

Массив Байера размерами 5x5 элементов

В блоке размерами 5 на 5 элементов для массива Байера (RGB) $n_x=4$ и $n_y=4$. Спектральные свойства такого блока представлены на рисунке 5в1. При восстановлении G компоненты из блока 5 на 5 используются уже 12 из 25 отсчетов, а спектр данной составляющей для соответствующего ей распределения отсчетов будет выглядеть, как показано на рисунке 5в2.

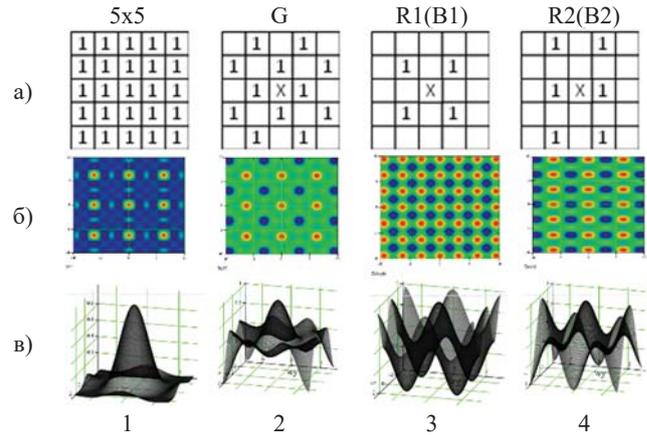


Рис. 5. Спектральные характеристика структур дискретизации различных цветových составляющих массива Байера для блока 5x5: а) структуры цветových компонент; б) спектральная область, ограниченная несколькими частотами дискретизации структуры 5x5 в обоих направлениях; в) спектральная область в пределах одной частоты дискретизации блока 5x5

Для одного из вариантов структуры R и B составляющих в блоке 5x5 (рисунок 5в3) спектральное распределение останется таким же как было в блоке 3x3, поскольку новых отсчетов в этой структуре не добавилось, но для второго варианта (рисунок 5в4), оно изменится в том направлении, где отсчетов стало больше.

Крестообразный массив размерами 5x5 элементов

По такой же аналогии можно исследовать спектры воздействий и любых других структур дискретизации, как для целых областей, так и для какой-то отдельной цветовой составляющей. При этом, конечно, могут возникать довольно сложные формулы, даже после всех преобразований и упрощений, как, например, для зеленой составляющей в крестообразной структуре, соответствующей рисунку 6в2:

$$D_{gbvrgb}(w_x, w_y) = 2 \cos(w_y y_1) + 2 \cos(w_x x_1 + w_y y_1) + 2 \cos(w_x x_1) + 2 \cos(w_x x_1 - w_y y_1) + 2 \cos(2w_x x_1 - 2w_y y_1) \quad (11)$$

Особенностью крестообразной структуры является одинаковое увеличенное соотношение зеленых и красных составляющих по сравнению с синей, и у этих составляющих аналогичные структуры субдискретизации (рис. 6а2,3), а количество отсчетов синей составляющей уменьшено (рис. 6а4) и для нее всегда одинаковая структура субдискретизации.

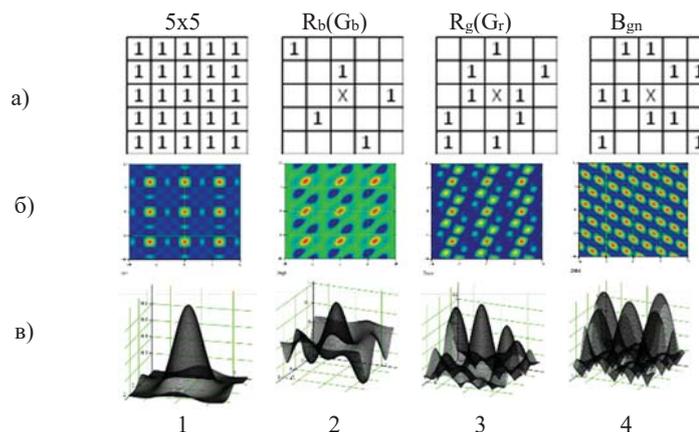


Рис. 6. Спектральные характеристика структур дискретизации различных цветовых составляющих крестообразного массива для блока 5x5: а) структуры цветовых компонент; б) спектральная область, ограниченная несколькими частотами дискретизации структуры 5x5 в обоих направлениях; в) спектральная область в пределах одной частоты дискретизации блока 5x5

Метод расчета параметров ААФ для коррекции спектральных характеристик в зависимости от используемых структур дискретизации МСФ

Для построения спектральной характеристики цветовой субдискретизации и последующего расчёта оптимальных ААФ предлагается выполнить следующие шаги:

- определить пределы окна области обработки сигнала (демозаикизации).
- для каждой *i*-ой цветовой составляющей и каждой *j*-ой позиции отсутствующего в ней элемента записать структуру отсчетов для исследуемого МСФ в виде смещенных дельта-функций в ортогональных по пространству направлениях в пределах окна области обработки сигнала.
- для каждой структуры перейти в спектральную область и, разложив по формуле Эйлера все компоненты, максимально упростить выражение.
- дополнить результат аналитическими описаниями воздействий ОС и ЭС.
- получившийся результат спектрального воздействия каждой *j*-ой структуры и будет описывать спектральное воздействие цветовой субдискретизации в пределах анализируемого окна.
- после отдельного и совместного анализа спектральных воздействий *j* структур, подставив их в уравнение (1) и задав ограничения на $S_i(w_x, w_y)$, решить уравнение относительно каждого отдельного $K_{aafj}(w_x, w_y)$, или одного общего $K_{aaf}(w_x, w_y)$.
- полученный(ые) $K_{aaf}(w_x, w_y)$ ($K_{aafj}(w_x, w_y)$) и будут корректировать пространственные характеристик изображения, приводя их к заданным $S_i(w_x, w_y)$ характеристикам.

Расчет оптимальных ААФ для исследуемых структур МСФ

При рассмотрении графиков частотных характеристик цветовой дискретизации на рисунке 4в 2,3, отчетливо видны различия в граничных частотах сигналов зеленой G и красной R(B) составляющих. Это связано с более частым, по сравнению с красной и синей, следованием отсчетов зеленой цветовой составляющей на поверхности матрицы.

Ввиду этого становится очевидным, что для более качественного и детального преобразования свет-сигнал, в массивах со структурой Байера необходимо проводить отдельную предфильтрацию пространственных частот с помощью ОС или ААФ для зеленой и красной(синей) цветовых составляющих.

Такие попытки уже безуспешно предпринимались [9], однако ограничения по спектру таких фильтров ставятся в довольно приближенные рамки. Приведенный в этой статье анализ и исследование, позволяют конкретизировать частотные характеристики ААФ для каждой из цветовых составляющих.

Из графиков, представленных на рисунках 4 и 5 видно, что для одних и тех же цветовых составляющих, восстанавливаемых в пределах одного блока МСФ, получаются разные спектральные распределения, значительно отличающиеся друг от друга. В таких условиях, применяемая для выравнивания АЧХ сигнала апертурная коррекция [11] будет давать искажающие результаты, поскольку применяется она ко всем отсчетам одновременно и не взирая на специфику отдельных групп симметричных в пределах данной структуры пространства отсчетов.

Так, например, для структур (рис. 4в3) необходимо применять коррекцию с равномерной по всем направлениям характеристикой, а для структуры (рис. 5в4) необходима большая коррекция в горизонтальном направлении и меньшая в вертикальном, причем для каждой из составляющих своя.

Для структур с крестообразным формированием МСФ коррекция должна быть еще более сложной. На рисунке 6в видно, что для каждой из трех цветовых составляющих и их расположений должна быть исключительно своя апертурная коррекция, хотя для G и R они будут идентичны.

В крестообразных структурах МСФ частота следования зеленых и красных отсчетов в основном блоке в два раза больше, чем частота следования синих отсчетов, из-за чего требования к ААФ для красной составляющей в системе использующих такие массивы снижаются и должны обладать такой же характеристикой как и для зеленых. Однако такое правило действует только для восстанавливаемых красных и зеленых составляющих на месте синей (центральной для крестообразного блока) составляющей.

При восстановлении красной и зеленой составляющих в отличных от центральной позиции блока МСФ местах, появляются обусловленные несимметричностью структуры дополнительные ВЧ составляющие (рис. 6в3), которые могут проникать при дискретизации в НЧ область сигнала. Таким образом, для подавления этих ВЧ составляющих ААФ и ОС должны выбираться такими, чтобы обеспечивалось подавление всех частот выше минимальной из частот дискретизации цветных составляющих, и в приведенной крестообразной структуре это будет частота дискретизации синей составляющей.

Поскольку спектральные характеристики ОС, ЭС и каждого из ПСС в области пространственных частот в разрабатываемых устройствах принимаются постоянными, но различаются структуры МСФ, а ААФ может быть рассчитан для каждой конкретной структуры МСФ, можно провести коррекцию итогового распределения каждого из рассмотренных МСФ с учетом известных характеристик воздействия ОС и размеров ЭС.

Математическое описание воздействия ААФ зависит от физического принципа его реализации. Например, в [2] фильтрация осуществляется с помощью применения линзы, имеющей форму равнобедренного треугольника или усеченной пирамиды. Принцип действия ААФ такой же, как и у любого другого КИХ-фильтра. Отсчеты сигналов пикселей за счет призмы берутся в пределах окна с заданными весовыми коэффициентами и формируют значение результирующего пикселя.

В [2] формирование сигнала осуществляется всего из трех пикселей, при этом вклад боковых пикселей одинаков, и может варьироваться от 0 до 1. Спектральную характеристику такого фильтра можно описать выражением:

$$K_{aaf1}(w_x) = a_0 + 2a_1 \cos(w_x) \quad (12)$$

где a_0 – коэффициент ослабления светового потока при прохождении через центр призмы, а a_1 – коэффициент ослабления светового потока при прохождении через грань призмы.

Фильтр может быть сформирован из нескольких идентичных структур. При этом сами эти структуры могут располагаться как ортогонально, так и параллельно. В первом случае, свойства фильтров наложатся друг на друга, а во втором – просто увеличится его размерность и уравнение (12) примет вид:

$$K_{aaf1}(w_x, w_y) = (a_0 + 2a_1 \cos(w_x))(a_0 + 2a_1 \cos(w_y)) \quad (13)$$

При параллельном расположении идентичных фильтров получаемую ЧКХ можно описать следующим уравнением:

$$K_{aaf2}(w_x, w_y) = (a_0^2 + a_1^2 + 4a_0a_1 \cos(w_x) + 2a_1^2 \cos(2w_x))(a_0^2 + a_1^2 + 4a_0a_1 \cos(w_y) + 2a_1^2 \cos(2w_y)) \quad (14)$$

При известных характеристиках ОС, элемента считывания, формулы, описывающей воздействие ААФ, и указанного условия, при заданных остальных параметрах системы, с помощью изменения коэффициентов пропускания a_0 и a_1 , можно добиться коррекции спектральных характеристик исследуемой системы, которые будут оптимальны для отдельного случая совокупности МСФ и ОС. Рассчитать параметры искомого ААФ для предложенного выше ПСС, можно решив уравнение (1), подставив в него требуемое $S_i(w_x, w_y)$ и известные $K_{sid}(w_x, w_y)$, $K_{oc}(w_x, w_y)$ и $K_{el}(w_x, w_y)$.

Характеристика ААФ не зависит от абсолютных значений коэффициента пропускания светового потока центральной и двумя боковыми гранями призмы, а лишь от их отношения, но для нормировки можно приравнять их сумму к $a_0 + 2a_1 = 1$. Характеристики $K_{el}(w_x, w_y)$ и $K_{oc}(w_x, w_y)$ нам известны заранее. Таким образом, уравнение необходимо будет решить относительно только одной переменной – либо a_0 , либо a_1 .

Для решения этого уравнения необходимо задать значения частоты в интересующих нас направлениях и требуемые результирующие ослабления сигнала на этих частотах. Например, для частоты 0.5 и ослабления 0.1 в обоих направлениях следования пикселей будем обозначать как $S_i(0,0.5) = S_i(0.5,0) = 0.1$.

Для систем, использующих структуры с массивами Байера, характерно увеличенное число отсчетов зеленой цветовой составляющей по сравнению с красной и синей цветовыми составляющими.

Такое распределение отсчетов по поверхности матрицы подразумевает присутствие при считывании сигналов зеленой цветовой составляющей более высоких пространственных частот (рис. 4в 1,2), чем при считывании синей и красной цветовой составляющих. Таким образом, ААФ в первую очередь должен обеспечивать заданное ослабление ВЧ-составляющих для красной и синей цветовой составляющих, чтобы ограничить их проникновение в НЧ область при дискретизации сигнала.

При этом ограничение ВЧ-составляющих для зеленой компоненты будет происходить автоматически, поскольку фильтр, подходящий для красной и синей составляющих, заведомо будет подходить для более высокочастотной зеленой составляющей. Подставив в уравнение 1 частоту 0.125, соответствующую максимальной удвоенной относительной частоте дискретизации синей и красной составляющих, и задав итоговое ослабление воздействия на выходе всей системы, например, уровнем 0.3. Рассчитаем такой фильтр:

$$K_{oc}(0.125,0)K_{el}(0.125,0)D_{rbrgb}(0.125,0) \times K_{aafbrgb}(0.125,0) = 0.3 \quad (15)$$

где $K_{aafbrgb}$ – характеристика ААФ для отсчетов R составляющей на месте B составляющей в RGB массиве Байера.

Решив это уравнение, мы получим значение периода повторения решеток ААФ $f_{rbrgb} = 2.45$, при котором его характеристики будут удовлетворять заданному условию ($D_{rezRBRGB}(0.125,0) = 0.296$) для синей и красной цветовой составляющих в МСФ со структурой Байера представленных на рисунках 4 и 5. Подставив $f_{rbrgb} = 2.45$ в уравнение 13, мы получим характеристику такого фильтра (рис. 7). У полученного фильтра существуют побочные боковые лепестки, которые выходят за уровень 0.3 и занимают довольно обширную область частот больших граничной.

Для устранения этих лепестков необходимо увеличить количество слоев фильтрующих призм в каждом из направлений таким образом, чтобы их уровень был не больше 0.1, а главный лепесток имел на заданной частоте уровень 0.3. Такой фильтр можно реализовать, используя семь слоев призм с частотой повторения решеток $f_{rbrgb} = 2.34$ (рис 8).

Фильтр с такими характеристиками позволит избежать искажений, связанных с проникновением в каналы синей и красной цветовой составляющих паразитных частот, однако значительно сузит полезную частотную область зеленого канала. Рассчитаем отдельно параметры ААФ для зеленого канала в массивах Байера, подставив в выражение 1 частоту, соответствующую граничной частоте структуры зеленых отсчетов (согласно рисункам 4, 5 она будет в два раза больше) и получим итоговое уравнение:

$$K_{oc}(0.25,0)K_{el}(0.25,0)D_{rbrgb}(0.25,0) \times K_{aafgrgb}(0.25,0) = 0.3 \quad (16)$$

где $K_{aafgrgb}$ – характеристика ААФ для отсчетов G составляющей на месте B(R) составляющей в RGB массиве Байера.

Решив данное уравнение, функция ААФ будет задаваться следующим периодом повторения призмных решеток: $f_{grgb} = 1.1$. При этом значение ослабления $D_{rezGRGB} = 0.297$, что удовлетворяет заданным требованиям. График спектра, построенный для этого фильтра (рис. 9), так же показывает,

что побочные лепестки практически отсутствуют. Такой эффект достигается за счет сильного ослабления амплитуды частот больших половины частоты дискретизации оптической системой, что не могло происходить в случае с красной и синей составляющими, поскольку побочные лепестки их фильтра лежат в пределах частот пропускания ОС.

Для расчета ААФ для структур с крестообразными массивами светофильтров, необходимо в первую очередь учесть тот факт, что из-за несимметричности расположения отсчетов одних и тех же цветовых составляющих в пространстве, распределение спектра происходит под углом к осям w_x и w_y , как это показано на рисунке 6. Таким образом, необходимо повернуть характеристику относительно начала координат так, чтобы наиболее широкая ее область была параллельна оси w_x . После этого необходимо рассчитать отдельно фильтр для горизонтального направления и отдельно для вертикального.

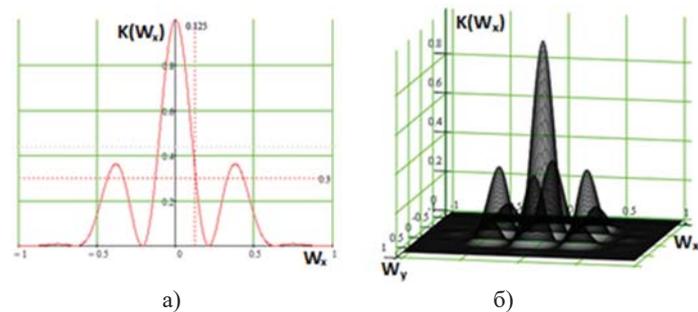


Рис. 7. Спектральная плотность ААФ для красной и синей составляющих структуры Байера при 1 слое призмы: а) сечение при $w_y=0$; б) полная

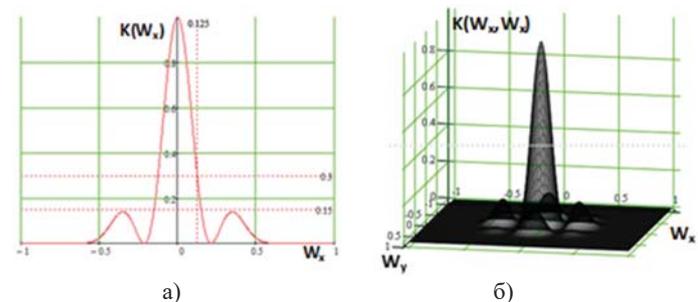


Рис. 8. Спектральная плотность ААФ для красной и синей составляющих структуры Байера при 7 слоях призмы: а) сечение при $w_y=0$; б) полная

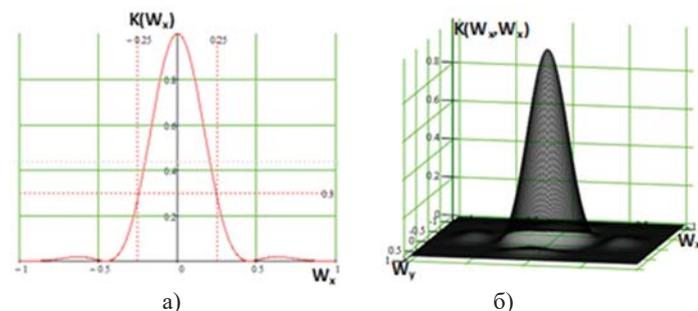


Рис. 9. Спектральная плотность ААФ для зеленой составляющей структуры Байера: а) сечение при $w_y=0$; б) полная

Для поворота спектра на заданный угол заменим координаты w_x и w_y на соответственно $w_x \cdot \cos(\alpha) + w_y \cdot \sin(\alpha)$ и $-w_x \cdot \sin(\alpha) + w_y \cdot \cos(\alpha)$. Где α является углом поворота.

В случае с каждой из трех цветовых составляющих крестообразного массива, для отсчетов отдельной составляющей угол будет одинаков, однако различен для составляющих в целом. Поскольку в количественном соотношении и в пространственном распределении на поверхности матрицы отсчеты красной и зеленой цветовых составляющих отличаются только взаимной ортогональностью, то фильтр для этих составляющих можно использовать одинаковый и рассчитать его можно только для одной из этих составляющих.

Рассмотрим случай зеленой цветовой составляющей, для которой угол наибольшей интенсивности спектра (рис. 6в2, красные области) составляет 45 градусов и рассчитаем его параметры для двух направлений:

$$K_{oc}(0.25,0)K_{el}(0.25,0)D_{rbrgb} \left(0.25 \frac{\sqrt{2}}{2}, 0.25 \frac{\sqrt{2}}{2} \right) \times K_{aafibrrgb}(0.25,0) = 0.3 \quad (17)$$

для вертикального и

$$K_{oc}(0.25,0)K_{el}(0.25,0)D_{rbrgb} \left(0.0625 \frac{\sqrt{2}}{2}, 0.0625 \frac{\sqrt{2}}{2} \right) \times K_{aafibrrgb}(0.25,0) = 0.3 \quad (18)$$

для горизонтального направлений.

Решив уравнение для вертикального направления, мы получим такой же результат, как и в случае с массивом Байера для зеленой составляющей $f_{xgbv}=1.1$. Что является закономерным результатом, поскольку пусть даже изменилось расположение отсчетов в пространстве, но расстояние между ними, а, следовательно, и частота дискретизации, и весовой коэффициент каждого из отсчетов остались неизменными.

В горизонтальном же направлении, ввиду причин, описанных при расчете фильтра R и V составляющих для массивов со структурой Байера, необходимо не только изменить период следования призмы в фильтре, но и увеличить число самих преломляющих слоев, чтобы добиться нужного ослабления на всей интересующей нас области. Такой результат достигается только при $f_{xgbg}=4.05$ и 10 слоях призмы.

Итоговый результат спектральной плотности пространственного ААФ получается с помощью перемножения характеристик вертикального и горизонтального фильтров и представлен на рисунке 10.

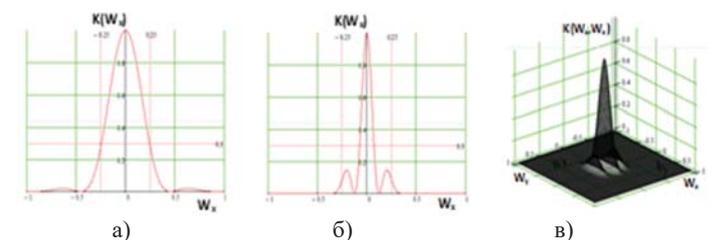


Рис. 10. Спектральная плотность ААФ для зеленой и красной составляющих крестообразной структуры: а) сечение при $w_y=0$; б) сечение при $w_x=0$; в) полная

Для синей составляющей ААФ будет изотропным в виду симметричности частот дискретизации в направлениях w_x и w_y . Как и в случае с зеленой компонентой при расчете параметров ААФ синей составляющей необходимо провести поворот спектра на 45 градусов.

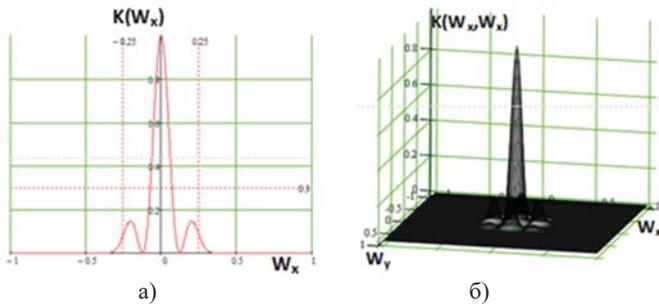


Рис. 11. Спектральная плотность ААФ для зеленой и красной составляющих крестообразной структуры: а) сечение при $w_y=0$; в) полная

Как видно из структуры дискретизации крестообразных массивов для синей цветовой составляющей, в обоих направлениях w_x и w_y , половина частоты дискретизации является одинаковой и составляет 0.0625 от частоты дискретизации считывающих элементов. Фильтр с такими параметрами был рассчитан для одного из направлений зеленой составляющей и имеет $f_{xgbg}=4.05$ и 10 слоев призм. Но в отличие от зеленой составляющей в обоих направлениях ААФ для синей составляющей должен иметь одинаковые характеристики, следовательно необходимо перемножить фильтр для направления w_x и фильтр для направления w_y (рис. 11).

Расчет амплитудных свойств сигналов восстанавливаемых цветовых составляющих

Относительно каждой из структур, представленных на рисунках 4-6, можно вычислить два параметра, характеризующих свойства сигналов, получаемых с их помощью. Этими параметрами являются: оценка амплитуды помех, вносимых в сигнал из-за неотфильтрованных частот выше частоты дискретизации, в случае, когда применяется фильтр для максимальной из возможных для массива частот дискретизации ЦС, и оценка фильтрации полезной составляющей амплитуды сигнала, в случае, когда применяется фильтр отличный от фильтра для максимальной из возможных для массива частот дискретизации ЦС.

При расчете амплитуды помех необходимо вычислить амплитуду сигнала в целом E_{ci} и амплитуду шумовых составляющих, лежащих за пределами полезной частоты сигнала E_{pi} . При известных w_{dix}, w_{diy} – частотах дискретизации по направлению w_x и w_y i -ой ЦС и w_{aafix}, w_{aafiy} – граничных частотах по направлению w_x и w_y используемого фильтра, можно вычислить амплитуду полезного сигнала:

$$E_{ci} = \int_0^{w_{dix}} \int_0^{w_{diy}} S_i(w_x, w_y) dw_x dw_y \quad (19)$$

Для вычисления амплитуды помехи E_{pi} нужно амплитуду сигнала, выходящего за частоту дискретизации E_{fi} :

$$E_{fi} = \int_0^{w_{aafix}} \int_0^{w_{aafiy}} S_i(w_x, w_y) dw_x dw_y \quad (20)$$

и вычесть из нее значение амплитуды полезного сигнала. При этом амплитуда полезного сигнала, в случае превышения частоты дискретизации над частотой фильтрации, будет вычисляться как E_{fi} , а разность $E_{di}=E_{ci}-E_{pi}$ будет показывать потери полезной составляющей сигнала из-за фильтрации.

По полученным значениям можно для каждой ЦС всех структур МСФ вычислить коэффициент $K_{di}=E_{fi}/E_{ci}$, который будет показывать отношение значения амплитуды помехи(потерь) к амплитуде сигнала. Данный коэффициент позволяет оценить искажения сигнала изображения, а также составить оценку потерь в сигнале.

В результате, как и ожидалось, наилучшими спектральными характеристиками из исследуемых МСФ, обладает МСФ со структурой Байера размерами 5 на 5 элементов, с использованием фильтра для G составляющей. Этот массив выигрывает по показателям K_d для G составляющей на 11% у массива с количеством элементов 3 на 3, и больше чем в три раза у наилучшего для крестообразной структуры массива с фильтром для G составляющей.

Амплитуда сигнала для этого массива является почти максимальной из рассматриваемых, за исключением случая массива Байера для 3 на 3 элемента, однако разница составляет всего 1,6%. При использовании для этого массива фильтра $R(B)$ составляющей K_d равен 4,1. Такой показатель говорит о том, что в области полезных частот, сигнал G составляющей при таком фильтре теряет 80% своей энергии, что делает такую систему неприемлемой для использования с точки зрения КПД и помехозащищенности. Также, фильтр для $R(B)$, помимо урезания полезной составляющей G компоненты, пропускает значительное количество паразитных частот R и V компонент, для которых значения $K_{помехи(потерь)}$ равны 1.1.

При наилучшем значении $K_{помехи(потерь)}$ для G составляющей, значения $K_{помехи(потерь)}$ для R и V составляющих равны 2,79, что приводит к значительному искажению считываемого сигнала при наличии паразитных частот и возникновению искажений муарового типа в этих каналах, с которыми будет невозможно бороться после детектирования сигнала.

Заключение

Предложенный метод расчета параметров ААФ, использующий результаты анализ структур дискретизации МСФ, позволяет оптимизировать по заданным критериям совокупное воздействие элементов ОТ и цветовой субдискретизации на итоговые спектральные характеристик изображений, точнее определить форму спектра областей для каждой из структур дискретизации, учитывая их специфику при обработке изображений и их коррекции. Рассчитав спектральные характеристики с помощью предложенного метода, можно добиться полной, или частичной требуемой коррекции характеристик изображений еще до этапа детектирования сигнала, и, таким образом, свести к минимуму потребность в последующей обработке.

Как можно увидеть из приведенных на рисунках 4-6 графиков спектральных характеристик сигналов восстанавливаемых ЦС, в каждом из них до фильтрации присутствует довольно большая НЧ составляющая, и разница каждого из них от другого заключается в основном в области ВЧ. После же фильтрации формы и распределения каждой ЦС становятся почти сходными, и отличаются лишь незначительными отклонениями в ВЧ области, причем спектры основной (в случае ее присутствия) составляющей немногим шире дополнительных.

Такая особенность спектрального распределения говорит о том, что во многом характеристики используемых МСФ, при незначительном различии частот дискретизации ЦС

(в два раза и менее по какому-либо из направлений), зависят именно от оптической системы и ААФ, и во вторую очередь от уже самой структуры. При этом, учитывая, что в ЗСЧ преимущественно наибольшее значение отдается яркостной составляющей сигнала изображения, и спектрально-значимой является G составляющая, можно дать несколько рекомендаций, позволяющих наиболее оптимальным образом синтезировать МСФ:

– В массиве должна присутствовать хотя бы одна основная ЦС, при этом, спектральная чувствительность светофильтра, реализовывающего ее на поверхности матрицы, должна максимально близко соответствовать средневолновому пигменту ЗСЧ, а частота дискретизации такой ЦС должна быть максимально приближена к частоте дискретизации считывающего устройства.

– Распределение светофильтров основной ЦС на поверхности матрицы должно осуществляться таким образом, чтобы максимальные частота их следования располагались соответственно максимумам характеристике ЗСЧ в области пространственных частот, то есть в горизонтальном и вертикальном направлениях.

– Дополнительные ЦС должны формировать своей структурой псевдослучайные массивы, с чередованием равномерной и неравномерной дискретизаций по тем же направлениям, что и основная ЦС, для возможности применения комбинированного экстраполяционно-интерполяционного метода восстановления значений недостающих пикселей [13]. Однако случайное распределение светофильтров должно быть регулярным для возможности использования общих алгоритмов восстановления недостающих значений.

– При применении ААФ в устройстве, он должен рассчитываться для основной ЦС. В случае технической возможности, так же должны вводиться дополнительные ААФ, с характеристиками, удовлетворяющими оставшимся ЦС.

Соблюдение предложенных рекомендаций при создании МСФ позволит максимально эффективно использовать полезную полосу их спектральных характеристик, при этом нейтрализуя негативное влияние шумовых составляющих и максимально качественно использовать полезные составляющие сигналов, а особенности расположения светофильтров дополнительных ЦС на поверхности матрицы дадут возможность более детального восстановления недостающих значений отсчетов.

Литература

1. Романов С.Г., Потапников А.М. Анализ структур дискретизации массивов светофильтров в современных одноматричных преобразователях свет-сигнал // Перспективные технологии в средствах передачи информации: Материалы 11-ой международной научно-технической конференции. Владимир: ВлГУ. 2015. С. 133-136. ISBN 978-5-905527-10-4.
2. Романов С.Г., Потапников А.М. Анализ воздействия оптического тракта системы на характеристики сигналов изображений, формируемых с помощью одноматричных преобразователей свет-сигнал // T-Comm: Телекоммуникации и Транспорт. 2016. № 12. С. 37-42. ISSN 2072-8735
3. Bryce E. Bayer. US patent 3,971,0655 "Color imaging array", Appl №: 555,477, July 20, 1976.
4. Charles Michael Hains, Manu Parmar. U.S. Pat. № 7,701,496 "Color Filter Pattern for Color Filter Arrays Including a Demosaicking Algorithm" Appl. № 11/664,377 Apr. 20, 2010.
5. Munib A. Wober, Richard Sioni. U.S. Pat № 5,475,769 "Method and apparatus for recovering image data through the use of a color test pattern" Appl. № 297,327 Dec. 12, 1995
6. Noriyuki Okisu. U.S. Pat. № 6,091,862 "Pixel interpolation device and pixel interpolation method" Appl. № 08/972,807 Jul. 18, 2000.
7. Gen Sasaki, Takashi Matsutani. U.S. Pat. № 7,206,021 B2 "Hybrid pixel interpolating apparatus and hybrid pixel interpolating method" Appl. № 10/364,381 Apr. 17, 2007.
8. Слюсарев Г.Г. Методы расчета оптических систем. Изд. 2-ое, доп. и перераб. М.: Машиностроение, 1969. 672 с.
9. Hiroaki Okayama, Hiraoka; Syusuke Ono, Takatsuki. U.S. Pat. № 5,373,322 "Wavelength selective phase grating optical low-pass filter" Appl. № 690,696 Apr. 24, 1991.
10. Власюк И.В., Балобанов А.В., Басекеев А.А. Анализ пространственно-частотных характеристик распределения светочувствительных элементов в пределах раstra матрицы ПЗС // Метрология и измерительная техника в связи. 2006. № 3. С. 36-40.
11. Быков Р.Е. Основы телевидения и видеотехники. М.: Горячая линия – Телеком, 2006. 402 с.
12. Джад Д., Вишецки Г. Цвет в науке и технике. М.: Издательство «МИР». 1978. 592 с.
13. Пат. 2557261 Российская Федерация. МПК H04N 11/01, H04N 06/01. Способ и устройство формирования сигналов изображений в системах цифрового телевидения стандартной и высокой четкости. В. Н. Безруков, И. В. Власюк, С. Г. Романов; заявитель и патентообладатель ФГОБУ ВПО МТУСИ. № 2013138922/07 ; заявл. 20.08.13 ; опубл. 27.02.15, Бюл. № 20.

METHOD OF CALCULATION OF PARAMETERS OF ANTI-ALIASING FILTERS FOR CORRECTION OF SPECTRAL CHARACTERISTICS DEPENDING ON THE SAMPLING STRUCTURES USED IN COLOR FILTER ARRAYS

Sergey G. Romanov, MTUCI, Moscow, Russia, safit87@inbox.ru

Igor V. Vlasuyk, MTUCI, Moscow, Russia, safit87@inbox.ru

Abstract

When developing algorithms and methods for generating and processing image signals (IS) used in devices based on single-matrix light-to-signal converters (LSC), the effects of not only the elements of the system included in the optical pathway (OP) located directly between the exposed image and device sensor, but also the specifics of the structure of color filter arrays (CFA) used in such cameras, applied to the surface of the matrix. In this article analyzed the most popular SSF subsampling structures and their impact on the spatial characteristics of the generated images. Based on the model for constructing these characteristics, a method is given for calculating the optimal parameters of anti-aliasing filters that match the properties of the OP and the sensor for a given characteristic of the optical system. Specific examples of calculating and optimizing such filters and evaluating their impact on the amplitude characteristics of signals are given. Based on the results of applying the developed method, formulated recommendations for the design of the CFA.

Keywords: spatial characteristics of images, color filter arrays structures, camera sensor, optical system, anti-aliasing filter.

References

1. Romanov S.G., Potashnikov A.M. (2015). Analysis of discretization structures of arrays of light filters in modern single-matrix light-signal converters. Promising technologies in information transmission media: *Proceedings of the 11th international scientific and technical conference*. Vladimir: VISU. ISBN 978-5-905527-10-4. pp. 133-136. (in Russian)
2. Romanov S.G., Potashnikov A.M. (2016). Analysis of the influence of the optical path of the system on the characteristics of image signals formed using single-matrix light-to-signal converters. *T-Comm*. No. 12 pp. 37-42. ISSN 2072-8735. (in Russian)
3. Bayer B. E., US patent 3,971,0655 "Color imaging array", Appl №: 555,477, July 20, 1976.
4. Hains C. M., Parmar M. (2010), U.S. Pat. № 7,701,496 "Color Filter Pattern For Color Filter Arrays Including a Demosaicking Algorithm" Appl. № 11/664,377 Apr. 20, 2010.
5. Wober M. A., Sioni R., (1995) U.S. Pat № 5,475,769 "Method and apparatus for recovering image data through the use of a color test pattern" Appl. № 297,327 Dec. 12, 1995.
6. Okisu N., (2000). U.S. Pat. № 6,091,862 "Pixel interpolation device and pixel interpolation method" Appl. № 08/972,807 Jul. 18,2000.
7. Sasaki G., Matsutani T., (2007). U.S. Pat. № 7,206,021 B2 "Hybrid pixel interpolating apparatus and hybrid pixel interpolating method" Appl. № 10/364,381 Apr. 17, 2007.
8. Slyusarev G.G., (1969) Methods for calculating optical systems. 2-nd ed., add. and reworked. Publishing House "Engineering", 1969, 672 pages. (in Russian)
9. Okayama H., Ono S., (1991). U.S. Pat. № 5,373,322 Wavelength selective phase grating optical low-pass filter. Appl. № 690,696 Apr. 24, 1991.
10. Vlasuyk I.V., Balobanov A.V., Basekeev A.A. (2006). Analysis of the spatial-frequency characteristics of the distribution of light-sensitive elements within the raster of the CCD matrix. *Metrology and measuring technique in communication*. 2006. No. 3, pp. 36-40. (in Russian)
11. Bykov R. E., (2006). Fundamentals of television and video technology. Moscow: Hotline – Telecom, 2006. 402 p. (in Russian)
12. Judd, D. and G. Wysecki, (1975). Colour in Business, Science and Industry, John Wiley & Sons, Limited: New York, 553 p.
13. Bezrukov V. N., Vlasuyk I. V., Romanov S. G. (2015). Pat. 2557261 Russian Federation. IPC H04N 11/01, H04N 06/01. Method and device for generating image signals in digital television systems of standard and high definition; applicant and patent holder FGOBU VPO MTUCI. No. 2013138922/07; dec. 08/20/13; publ. 27.02.15, Bull. No. 20. (in Russian)

Information about authors:

Sergey G. Romanov, MTUCI, scientist, Moscow, Russia

Igor V. Vlasuyk, MTUCI, associate professor, Moscow, Russia

ОЦЕНКА ИНДЕКСА МЕРЦАНИЙ S_4 В ТРАНСКОНТИНЕНТАЛЬНЫХ ДЕКАМЕТРОВЫХ РАДИОЛИНИЯХ

DOI: 10.36724/2072-8735-2023-17-5-14-24

Manuscript received 16 April 2023;
Accepted 10 May 2023

Сивоконь Владимир Павлович,
Камчатский государственный технический
университет Петропавловск-Камчатский, Россия;
Институт космических исследований и
распространения радиоволн ДВО РАН, Камчатский
край, Паратунка, Россия,
vsivokon@mail.ru

Работа выполнена в рамках Государственного задания по теме (2021-2023 гг.) "Физические процессы в системе ближнего космоса и геофизические процессы при солнечных и литосферных воздействиях", регистрационный номер АААА-А21-121011290003-0

Ключевые слова: межслоевой ионосферный волновод, индекс мерцаний, геофизическая обстановка

На нагревных стендах HAARP и EISCAT для решения ряда прикладных задач проводятся исследования по возбуждению межслоевого ионосферного волновода. Успешность реализации этих задач зависит от многих факторов, в том числе от уровня замираний электромагнитного поля в волноводе, для оценки вариаций которого исследователями используется индекс мерцаний S_4 . Модель возбуждения волновода, предложенная экспериментаторами, базируется на ракурсном "эффекте саморассеяния" на искусственных магнитоориентированных неоднородностях ионосферы. Однако, в рамках такого подхода, не учитывается возможность существования других механизмов возбуждения волновода и влияние на этот процесс геофизической обстановки. Для проверки этого предположения нами используется многопозиционная диагностика на основе технологии SDR. Измерения на квазипродольных и квазипоперечных относительно силовой линии магнитного поля Земли трассах, а также в отличающихся геофизических условиях показали существенную разницу в вариациях индекса мерцаний S_4 и интенсивности рассеянной волны. Полученные результаты можно использовать в задачах оптимизации схем закачки информационного сигнала в межслоевой ионосферный волновод.

Информация об авторах:

Сивоконь Владимир Павлович, Камчатский государственный технический университет, доктор технических наук, доцент, профессор кафедры "Энергетические установки и электрооборудование судов", Петропавловск-Камчатский, Россия;
Институт космических исследований и распространения радиоволн ДВО РАН, Камчатский край, Паратунка, Россия

Для цитирования:

Сивоконь В.П. Оценка индекса мерцаний S_4 в трансконтинентальных декаметровых радиоперелиниях // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2023. Том 17. №5. С. 14-24.

For citation:

Sivokon V.P. (2023) Evaluation of the S_4 scintillations index in transcontinental decameter radio lines. T-Comm, vol. 17, no.5, pp. 14-24. (in Russian)

Введение

Известен ряд работ, посвященных изучению свойств магнитоориентированных неоднородностей [19, 23, 20], в том числе искусственных [2, 3, 18, 22, 25, 26, 28]. Интерес к этому виду неоднородностей обусловлен возможностью использования их при решении ряда прикладных задач, например, возбуждении межслоевого ионосферного волновода в телекоммуникационных системах [27]. Наиболее известными в этой области исследований являются работы, выполненные специалистами Харьковского радиоастрономического института и их зарубежными коллегами [3, 4, 21, 24, 27, 28].

В публикации [28] сообщается о наблюдении нагревной волны стенда EISCAT на территории России, Украины и Антарктиды. Делается вывод о двух возможных модах распространения: обычной многоскачковой, формируемой боковыми лепестками антенной решеткой нагревного стенда и рассеянной на искусственных неоднородностях, сформированных нагревным стендом.

В работе [3] авторами рассчитаны направления и поперечники ракурсного рассеяния декаметровых радиоволн на случайных магнитоориентированных неоднородностях плоскостной (в среднем) ионосферы.

В публикации [4] вводится термин “эффект саморассеяния”, который был обнаружен в экспериментах по наблюдению излучения нагревного стенда EISCAT в трех значительно разнесенных в пространстве пунктах. Объяснение эффекта базируется на механизме ракурсного рассеяния нагревной волны на искусственных магнитоориентированных неоднородностях, созданных ею же.

В развитие предыдущих работ в публикации [21] анализируется влияние ионосферной рефракции на рассеяние сигналов декаметрового диапазона на случайных магнитоориентированных неоднородностях в верхней ионосфере.

В работе [24] представлены исследования искусственной ионосферной турбулентности, обусловленной коротковолновым нагревом ионосферы стендом HAARP с использованием частот, близких к четвертой гармонике гиромангнитной частоты. Диагностировались сцинтилляции GPS, искусственное радиоизлучение ионосферы, параметры сигналов, принятых на Украинской антарктической станции. Последние позволили провести анализ характеристик волн, рассеянных на искусственной ионосферной турбулентности в ионосферный волновод на расстоянии 15600 км от HAARP. Корреляция между данными от разных детекторов показывает, что рассеянные волны достигают Антарктиду по волноводу вдоль терминатора Земли, и что они были введены в волновод за счет рассеяния на искусственных неоднородностях над HAARP, а не путем прямой инжекции излучения боковых лепестков антенны нагревного стенда.

В публикации [27] обобщаются результаты экспериментов по реализации нового метода создания глобальных радиолиний с использованием различных нагревных стендов EISCAT (Норвегия), HAARP (Аляска) и Аресибо (Пуэрто-Рико).

Из приведенных публикаций следует, что возбуждение межслоевого ионосферного волновода возможно за счет рассеяния на искусственных неоднородностях ионосферы. При описании механизма рассеяния нагревной волны на магнитоориентированных неоднородностях используется подход,

базирующийся на ракурсном рассеянии. Поскольку конфигурация магнитного поля Земли, по крайней мере, в Гаконе (HAARP, Аляска) и Тромсе (EISCAT, Тромсе) не позволяет обеспечить необходимую ориентацию конуса рассеяния и соответственно требуемый угол захвата рассеиваемой энергии в волновод, авторы предлагают учитывать рефракцию как сопутствующий фактор, нивелирующий эту проблему.

Вместе с тем, при определенных условиях возможна реализация и другого механизма рассеяния, резонансного [15]. Кроме того, целесообразно рассмотреть механизм возбуждения ионосферного волновода, обусловленный спецификой магнитоориентированных неоднородностей, которые можно рассматривать как переизлучатели [13]. Тогда проявление того или иного механизма возбуждения волновода, а возможно и одновременная их реализация, определяется топологией магнитоориентированных неоднородностей и их положением в волноводе.

При всей значимости полученных в работах [3, 4, 21, 24, 27, 28] результатов, влиянию фоновых неоднородностей ионосферы, на наш взгляд, должного внимания не уделяется. По нашим наблюдениям, они играют существенную роль [15, 16]. Можно ожидать, что свойства возбуждающего волновода поля, в частности уровень его замираний, будет зависеть как от параметров нагревной волны и искусственных неоднородностей, так и от интенсивности фоновых неоднородностей ионосферы. Возбуждение межслоевого ионосферного волновода в цитируемых работах преследует цель организации телекоммуникационного канала, помехоустойчивость и пропускная способность которого зависит как от величины индекса мерцаний S_4 , так и отношения сигнал/шум. Последнее отношение существенно зависит от эффективности закачки информационного сигнала в ионосферный волновод.

В рассмотренных экспериментах в качестве информационного передатчика предполагается использовать одну из секций нагревного стенда. Возможна и другая схема возбуждения, когда информационный передатчик расположен на некотором удалении от нагревного стенда. В этом случае будет отличный от рассмотренного в работах характер распространения, например квазипоперечный. Следовательно, является актуальной задача исследования вариаций индекса мерцаний S_4 и интенсивности рассеяния на искусственных магнитоориентированных неоднородностях ионосферы в различных режимах работы нагревного стенда и состояния ионосферы.

Материалы и методы анализа геофизической обстановки

В ходе формирования подхода, позволяющего, по возможности, учесть факторы, определяющие поведение индекса мерцаний, использовались доступные публикации по данному направлению исследований.

Наиболее полно результаты, полезные для решения поставленной нами задачи представлены в разделе 3.4. HAARP Signals Detected at UAS [24]. При проведении этих экспериментов на HAARP применялись нагревные частоты 5,67-5,94 МГц с шагом 30 кГц.

В качестве аналога сигнала использовалась компонента искусственного радиоизлучения ионосферы DM (down shifted maximum). На станции имени академика Вернадского (Антарктида) производилась запись сигнала и оценка параметров присущих телекоммуникационным технологиям, а именно:

1. Интенсивность сигнала.
2. Отношение сигнал/шум.
3. Ширина спектра на уровне половинной мощности.
4. Индекс мерцаний S4.

Известно, что индекс мерцаний определяется как (Рекомендация МСЭ-R P. 531-12)

$$S_4 = \sqrt{\frac{(I^2) - (I)^2}{(I)^2}}$$

где I – интенсивность сигнала, а S – среднее по ансамблю.

В анализируемых экспериментах использовалась технология воздействия на гармоники гиромагнитной частоты. Известно, что гиромагнитная частота определяется, как

$$\omega_H = \frac{e \cdot B}{m}$$

где e, m – заряд и масса электрона, B – магнитная индукция поля Земли, которая является функцией геомагнитной широты и высоты. В публикации [5] показана возможность определения гиромагнитной частоты, как

$$\omega_H = 2\pi f_1 \left(\frac{r_0}{r}\right)^3 \sqrt{1 + 3(\sin\theta)^2}$$

где r₀ – радиус Земли, r – расстояние от центра Земли до рассматриваемой точки, θ – геомагнитная широта этой точки, f₁ ≈ 0,8 МГц. Однако точность определения ω_H с использованием такого подхода невелика, поэтому для определения высот, соответствующих значениям частоты нагревной волны, использовали модель магнитного поля Земли IGRF-13 (<http://wdc.kugi.kyoto-u.ac.jp/igrf/point/index.html>).

В работе [3] справедливо отмечено, что в отличие от падающей на ионосферу волны, траектории рассеянных на магнитоориентированных неоднородностях волн начинаются не на нижней границе ионосферного слоя, а в точке рассеяния. Следовательно, целесообразно определить положение рассеивающей области в волноводе. В ходе эксперимента частота менялась в пределах 5,67-5,94 МГц, что эквивалентно перемещению области воздействия по вертикали, в данном случае сверху вниз.

Из ионосферных данных в работе [24] используются величины критических частот и максимальной высоты слоя F2, сведения о наличии спорадического слоя и его критической частоты, и анализируются они применительно к эффективности модификации ионосферы.

В работе [4] предполагается, что волновод формируется между высотами максимумов электронной концентрации областей E и F ионосферы. Однако в течение всего времени эксперимента 6 июня 2014 года на ионограммах (<https://lgdc.uml.edu/common/DIDBDayStationStatistic?ursiCode=GA762&year=2014&month=6&day=6>) присутствует спорадический слой Es, который, как известно, отличается малой полутолщиной и большим градиентом электронной концентрации, и учитывать его влияние только как причину дополнительных потерь, наверное, будет некорректно, поскольку он может выступать в качестве одной из стенок волновода. Поэтому, исходя из ионограмм с сайта (<https://giro.uml.edu/didbase/>) наряду с величинами hmF2, hmE нами используются сведения о вариациях hEs во время эксперимента. Если объединить полученные сведения на одном графике, и показать ионограмму снятую в середине нагревного цикла, то получим следующий результат (рис. 1).

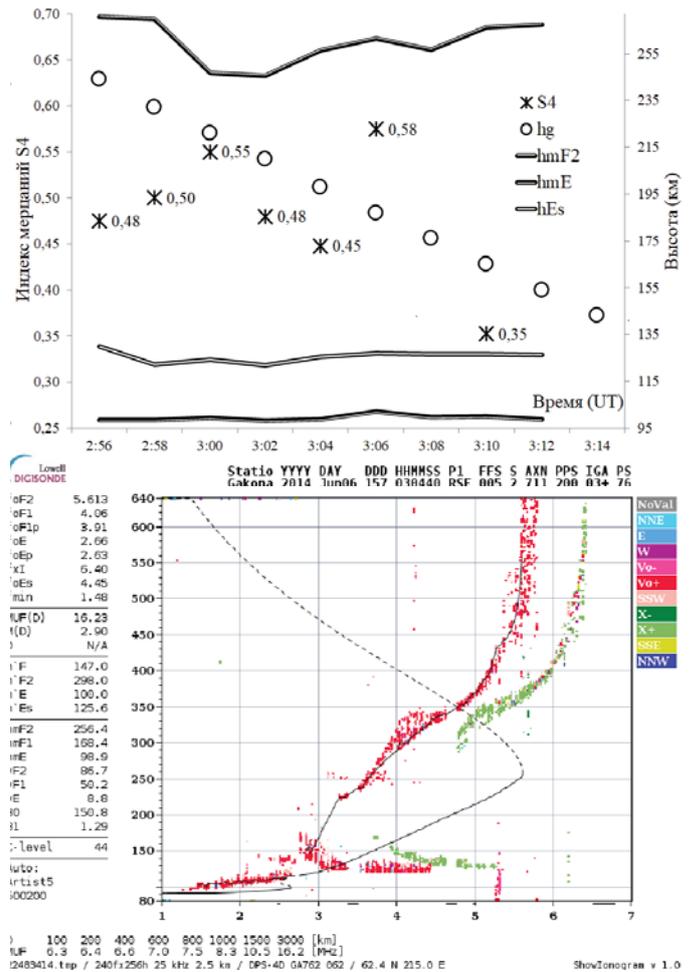


Рис. 1. Сводные данные по эксперименту 6 июня 2014 года

На рисунке символом hg обозначена высота гиромагнитного резонанса для соответствующей частоты. Видно, что во время эксперимента область воздействия перемещалась сверху вниз, при этом величина индекса мерцаний S4 менялась в пределах 0,35-0,575. Однозначных выводов о причинах такого изменения S4 сделать нельзя, поскольку в качестве пробного сигнала использовалась компонента DM искусственного радиоизлучения ионосферы, поведение которой зависит от геофизической обстановки и параметров нагревной волны.

Так, в анализируемой работе приводятся вариации интенсивности компоненты DM регистрировавшихся на удалении 15 км (лаборатория Naval Research Laboratory) от места воздействия на ионосферу, в которых прослеживается максимум интенсивности на высотах 168-186 км и её снижение при уменьшении (увеличении) высоты.

Поскольку приводимые в работе [24] значения S4 определялись на трассе протяженностью более 15000 километров, при такой постановке экспериментальных исследований нет возможности определить вклад в величину S4 рассеяния на неоднородностях ионосферы и замираний, обусловленных распространением на протяженной трассе. Поэтому на этом этапе будем считать, что вероятнее всего вариации S4 обусловлены, в том числе, модификацией рассеивающих свойств области воздействия, как следствие изменения высоты воздействия.

Если исходить из изложенного в работах, например [4], то рассеяние обусловлено преимущественно искусственными магнитоориентированными неоднородностями, как если бы фоновых неоднородностей не существовало. Однако, например, в работе [9] отмечается, что наличие естественных мелкомасштабных неоднородностей в области воздействия мощным коротковолновым радиоизлучением на ионосферу может существенно улучшить возбуждение искусственных неоднородностей, ускоряя их развитие и увеличивая уровень рассеянного на них радиосигнала. В связи с этими обстоятельствами возникает необходимость оценить вариации S_4 , обусловленные рассеянием в области активного воздействия на ионосферу и показать роль фоновых неоднородностей в процессе возбуждения ионосферного волновода.

Для определения свойств возможных механизмов рассеяния нагревной волны вдоль и поперек магнитного поля Земли предположим, что в области активного воздействия имеются преимущественно магнитоориентированные неоднородности. Тогда для случая продольного рассеяния можно использовать показанный в работе [4] подход для определения эффективного дифференциального поперечника рассеяния

$$Q(z_s) = P(z_s) \frac{\pi k_0^4}{2} C_\varepsilon^2(z_s) [1 + K_\perp^2(z_s) L_\perp^2]^{-p/2}$$

где

$$K_\perp^2(z_s) = k_0^2 \left[\sin^2 \theta_0^{(s)} + \sin^2 \theta_0 + (\sin \theta_0^{(s)} \cos \varphi^{(s)} - \sin \theta_0 \cos \varphi^{(i)})^2 \frac{h_{0x}^2}{h_{0z}^2} - 2 \sin \theta_0^{(s)} \sin \theta_0 \cos(\varphi^{(i)} - \varphi^{(s)}) \right]$$

$$C_\varepsilon^2(z_s) \sim \sigma_\varepsilon^2(z_s) = \frac{\omega_p^4(z_s) \sigma_N^2(z_s)}{\omega^4 N_0^2(z_s)}$$

$$P(z_s) = \frac{1}{2} \left[1 + \left(\vec{k}^{(s)}(z_s) \vec{k}^{(i)}(z_s) \right)^2 / k^4(z_s) \right]$$

θ_0 – угол падения волны на нижнюю границу ионосферы, $\theta_0^{(s)}$ $\varphi^{(s)}$ $\varphi^{(i)}$ – углы, определяющие ориентацию волновых векторов рассеянного (индекс s) и падающего (индекс i) полей в точке рассеяния z_s , ω_p – плазменная частота; ω – частота падающей электромагнитной волны; $\vec{k}^{(s)}(z_s)$, $\vec{k}^{(i)}(z_s)$, $k(z_s)$ – волновые векторы рассеянной, падающей на неоднородность и основание ионосферы волн; $\sigma_N^2(z_s)$ – дисперсия флуктуаций электронной концентрации δn ; $N_0(z_s)$ – регулярный высотный профиль электронной концентрации; $3 < p < 4$; K_\perp – поперечная (относительно направления геомагнитного поля) составляющая вектора рассеяния \vec{K} , L_\perp – поперечный размер ионосферной неоднородности.

Из анализа приведенных формул можно сделать вывод об отсутствии признаков резонансных явлений в случае продольного рассеяния. Учитывая, что продольные размеры единичной неоднородности меньше длины волны, для оценки связи интенсивностей падающей и рассеянной компоненты можно использовать полученное в работе [1] выражение

$$\frac{I_s}{I_0} \approx \frac{1}{\lambda^4}$$

где I_0 – интенсивность падающей волны; I_s – интенсивность рассеянной волны; λ – длина волны. Следовательно, в этом случае степень коррелированности вариаций падающей и рассеянной должна быть значительной.

Для случая поперечного рассеяния механизм формирования результирующего поля иной (его описание можно найти

в работах [13, 15]). В этом случае необходимо учитывать вариации направленных свойств единичной неоднородности $F_n(\theta)$ и коллективное переизлучение системы неоднородностей $F_p(\theta)$. Результирующую интенсивность поля переизлученного областью магнитоориентированных неоднородностей в этом случае можно определить как

$$F(\theta) = F_n(\theta) * F_p(\theta).$$

Если рассматривать магнитоориентированную неоднородность, как элементарный излучатель то для определения рассеянного на тонком проводнике поля необходимо знать распределение тока в нём, порожденное падающей волной. Например, в [10] для определения распределения тока в проводе, ориентированном вдоль оси z используется выражение

$$I(z) = I_0 \{ [\cos k z \cos(kl \cos \theta) - \cos k l \cos(kz \cos \theta)] + A [\sin k z \sin(kl \cos \theta) - \sin k l \sin(kz \cos \theta)] \}$$

где I_0 – ток в начале проводника, l – длина проводника, $k = \frac{2\pi}{\lambda}$ – волновое число; θ – угол, отсчитываемый от оси z. Если принять $\theta = 0$, то распределение тока вдоль провода примет вид

$$I(z) = I_0 \{ [\cos k z - \cos k l] \},$$

что характерно для распределения тока в вибраторе. Для вибратора диаграмма направленности в горизонтальной плоскости, в нашем случае плоскости параллельной силовым линиям магнитного поля Земли, может быть определена, как

$$F(\theta) = \frac{\cos(kl \sin \theta) - \cos k l}{\cos \theta}$$

Заметим, что подобный подход нашел применение в особом классе антенн, называемых плазменными, которые отличаются от обычных вибраторных антенн тем, что металлический проводник заменяется плазмой в диэлектрической трубке [6, 8, 12, 17].

В работе [15] для оценки свойств коллективного переизлучения магнитоориентированных неоднородностей использовалось выражение, характерное для синфазных решеток. Поскольку эти неоднородности расположены в пространстве случайным образом, корректнее будет использовать выражение для диаграммы направленности, формируемой системой излучателей, возбуждаемых неравномерно с фазовым набегом, которая может быть определена как [7]

$$F_p(\theta) = \frac{\sin \left(0.5 n k d \left(\sin \theta + \frac{\lambda}{n d} \right) \right)}{n \sin \left(0.5 k d \left(\sin \theta + \frac{\lambda}{n d} \right) \right)}$$

где n – число излучателей, λ – длина волны, $k = \frac{2\pi}{\lambda}$ – волновое число, d – расстояние между неоднородностями, θ – угол наблюдения. Предположим, что n и λ фиксированные величины, тогда диаграмма излучения определяется отношением расстояния между неоднородностями к длине волны и для поперечного направления очевиден резонансный механизм переизлучения.

Наличие в этом механизме случайных размеров неоднородностей и расстояний между ними, а также резонансных явлений позволяет предположить, что степень коррелированности между мощностью нагревной волны и интенсивностью рассеянной компоненты будет меньше, чем в случае продольного рассеяния.

При определении генезиса вариаций индекса мерцаний вначале определим наиболее вероятный сценарий их формирования. Как правило, таковыми принято считать интерференционный и поляризационный механизмы. В анализируемых экспериментах используется селективное поляризационное возбуждение магнитоионных компонент волнами круговой поляризации (излучение производится в магнитный зенит).

Нами показано [16], что в условиях спокойного магнитного поля Земли селективное поляризационное возбуждение реализуется в полной мере. Параметры магнитного поля Земли приведем позже, а здесь заметим, что в течении 23-25 июня 2020 года магнитное поле Земли было спокойным. Поскольку в экспериментах используется излучение круговой поляризации, нет причин для поляризационных замираний в пункте приема. Следовательно, наиболее вероятным является интерференционный механизм формирования замираний.

В выражении для $F_p(\theta)$ присутствуют величины d – расстояние между неоднородностями и n – количество неоднородностей, при этом λ величина в нашем случае фиксированная. Расстояния между неоднородностями являются случайными величинами, динамика изменения которых определяется скоростью перемещения неоднородностей. Количество неоднородностей, находящихся в области активного воздействия, в определенной степени тоже зависит от скоростей входящих и выходящих из неё неоднородностей.

Таким образом, наиболее вероятной причиной вариаций результирующего рассеянного поля является движение неоднородностей. При этом в большей степени замирания должны проявляться при поперечном рассеянии и в меньшей степени в пункте наблюдения продольного рассеяния нагревной волны.

Предположим, что область активного воздействия преимущественно заполнена искусственными магнитоориентированными неоднородностями, а фоновая электронная концентрация ионосферы мала настолько, что интенсивность естественных неоднородностей будет незначительна по сравнению с интенсивностью искусственных. Тогда, исходя из вышеприведенного анализа свойств рассеянной волны, наблюдаемой в пунктах поперечного и продольного переизлучения они должны иметь следующие признаки

1. Величина индекса мерцаний рассеянной нагревной волны в пункте наблюдения поперечного рассеяния больше, чем в пункте наблюдения продольного.
2. Корреляция вариаций S4 в двух пунктах значительна.
3. Корреляция мощности нагревной волны и интенсивности рассеянной компоненты в двух пунктах отличается, при этом в пункте наблюдения поперечного рассеяния она меньше.

В случае наличия в ионосфере естественных неоднородностей велика вероятность маскирования рассеяния на магнитоориентированных неоднородностях рассеянием на других естественных неоднородностях. В результате указанные выше признаки будут существенно трансформироваться. Подобная картина маскировки искусственных процессов естественными наблюдалась нами при исследовании селективного поляризационного возбуждения характеристических волн в ионосфере [13].

Экспериментальные наблюдения и обсуждение гипотезы

Для проверки этой гипотезы воспользуемся методом [14], основанным на использовании технологии SDR, что позволяет осуществить многопозиционную диагностику области активного воздействия на ионосферу.

Приемники SDR имеют принципиальное отличие от обычных радиоприемников, как в части реализации, так и доступа к ним. В этой технологии сигнал, поступающий из антенны, подвергается дискретизации, и дальнейшая его обработка происходит в цифровом виде. При меньшей чувствительности SDR-приемников, технология позволяет установить одинаковый коэффициент усиления приемного тракта нескольких приемников, находящихся в разных пунктах. Если взять две однотипные приемные антенны и два однотипных SDR-приемника, то их можно использовать для наблюдений без предварительной калибровки.

Безусловным достоинством технологии является дистанционный доступ и управление приемником, запись сигнала в формате “wave” с последующим его скачиванием. Из записей в формате “wave” с использованием анализатора спектра получаем информацию об амплитуде и частоте нагревной волны. При этом размер быстрого преобразования Фурье (FFT size) выбирается максимально возможным, что позволяет увеличить спектральное разрешение. Для исключения возможного отклонения частоты используется режим USB – однополосная модуляция верхней боковой полосы. Для проверки стабильности частоты и отсутствия нелинейности приемников используются сигналы передатчика точного времени RWM, расположенного в Москве.

Расположение приемников выберем таким образом, чтобы они находились в пределах прямой видимости области активного воздействия на ионосферу и обеспечивали условия наблюдения близкие к квазипродольному типу распространения рассеянной волны для одного пункта наблюдения и квазипоперечному для другого пункта. Из имеющихся в сети SDR «Kiwi» приемников наиболее пригодными, с учетом их параметров [14], оказались расположенные в пунктах Umea (удаление 649 км, азимут 171°) и Arctic (удаление 413 км, азимут 69°). Ситуационная схема исходя из магнитного наклона в Тромсе и средней высоты воздействия 200 км выглядит как показано на рисунке 2.

Из рисунка видно, что в пункте Umea реализуется квазипоперечное, а в пункте Arctic квазипродольное распространение. Таким образом, в пункте Umea имеется возможность наблюдать резонансное переизлучение нагревной волны, а в Arctic ракурсное.

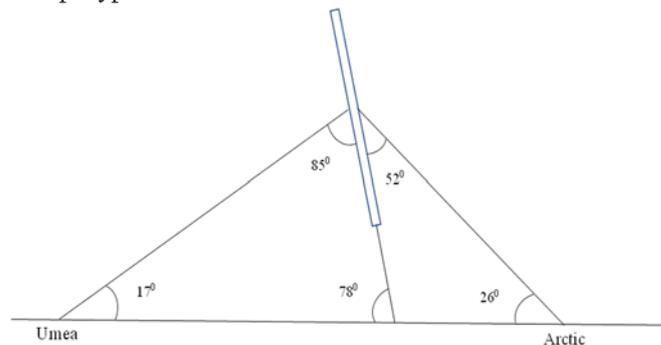


Рис. 2. Ситуационная схема организации наблюдений

Для самостоятельного проведения экспериментов на нагревном стенде EISCAT у нас нет возможностей, поэтому используем возможности других исследователей. Так в период с 23 по 26 июня 2020 года на нагревном стенде EISCAT в рамках Программы научного сотрудничества между Украиной и научной ассоциацией EISCAT специалистами Харьковского радиоастрономического института проводились исследования по модификации ионосферы в окрестностях третьей гармоники гиромагнитной частоты [https://portal.eiscat.se/schedule/comment.cgi?fileName=202005263589&Start=1900&End=2130].

В ходе экспериментов, если исходить из информации, размещенной на сайте, планировалось создание искусственной ионосферной турбулентности и формирование искусственных ионосферных слоев. Предполагалось изучить распространение коротковолновых сигналов на большие расстояния путем рассеяния их на искусственной ионосферной турбулентности. Одновременная регистрация сигналов проводилась в окрестностях Тромсе, на Шпицбергене, Украине и украинской антарктической станции.

Эксперименты в дни, указанные на сайте (https://portal.eiscat.se/schedule/comment.cgi?fileName=202005263589&Start=1900&End=2130) проводились ежедневно с 18 до 21 часа мирового времени в три этапа, каждый продолжительностью в один час.

1 этап. С 18 до 18.30 и с 18.30 до 19.00 мирового времени нагрев производился циклами 1 минута нагрев, 1 минута пауза. Частота изменялась от 4 до 4,14 МГц с шагом 10 кГц. Мощность не менялась.

2 этап. С 19 до 19.30 и с 19.30 до 20.00 мирового времени нагрев производился циклами 55 секунд малой мощностью, 5 секунд пауза, 1 минута повышенной мощностью, 1 минута пауза. Частота изменялась от 3,9 до 4,17 МГц с шагом 30 кГц.

3 этап. С 20.00 до 20.30 и с 20.30 до 21.00 мирового времени. Нагрев производился на одной частоте 3,85 МГц. В разные дни поляризационная и энергетическая схемы экспериментов существенно отличались.

Для решения поставленной нами задачи в большей степени подходят эксперименты, проводившиеся на третьем этапе, поскольку нагрев производился на фиксированной частоте. Однако заметим, что и на этом этапе постановка экспериментов в первые два дня не в полной мере соотносились с нашими задачами. Так, 23 июня в ходе экспериментов изменялась поляризация излучаемой волны, с одновременным изменением мощности. 24 июня при фиксированной поляризации случайным образом изменялась мощность нагревной волны. И только 25 июня эксперименты проводились с одной поляризацией (обыкновенная волна) и изменением мощности по определенному алгоритму. Поскольку особого выбора у нас нет, для анализа мы используем записи третьего этапа во все три дня экспериментов.

Геофизическая обстановка на момент проведения эксперимента 23 июня характеризуется спокойным магнитным полем Земли $K_p = 0 + \div 1 -$, $Dst = +6$. Интенсивность солнечного радиоизлучения на длине волны 10,7 см составляла $F10.7_{obs} = 67,1$ (https://www.gfz-potsdam.de/en/kp-index/). Критическая частота слоя $F2 = 4.2$ МГц, $F_{min} = 2,15$ МГц. Частота нагревной волны составляла 3850 кГц, что соответствует третьей гармонике гиромагнитной частоты для высоты 376 км.

Этап разбит на циклы длительностью 12 минут. 23 июня, в цикле происходило излучение обыкновенной и необыкновенной волн длительностью 4 минуты, а между ними двухминутное излучение меньшей мощности, вероятнее всего линейной поляризации. Из алгоритма проведения эксперимента следует, что на этом этапе исследовалась степень турбулентности ионосферной плазмы в зависимости от поляризации излучаемой волны. В результате обработки записей, произведенных в пунктах Arctic и Umea 23 июня 2020 года в интервале 20:00 - 20:12, получены вариации S_4 , показанные в верхней части рисунка 3. На этом же рисунке показана ионограмма Тромсе.

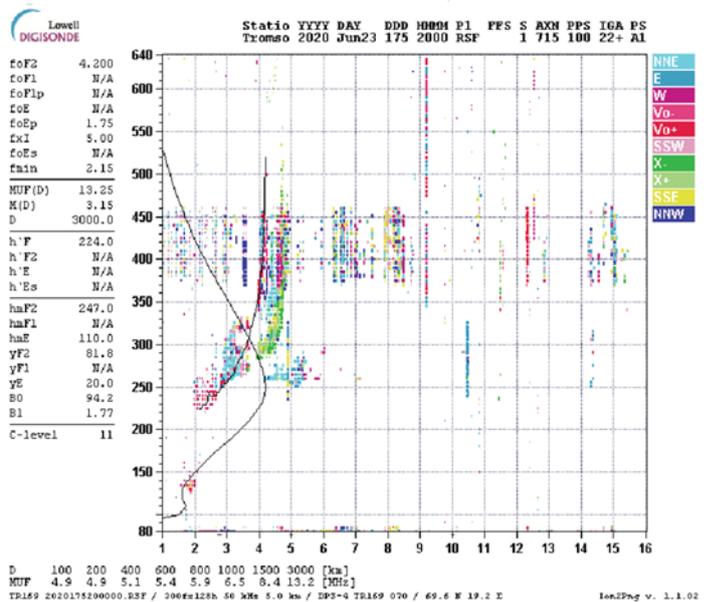
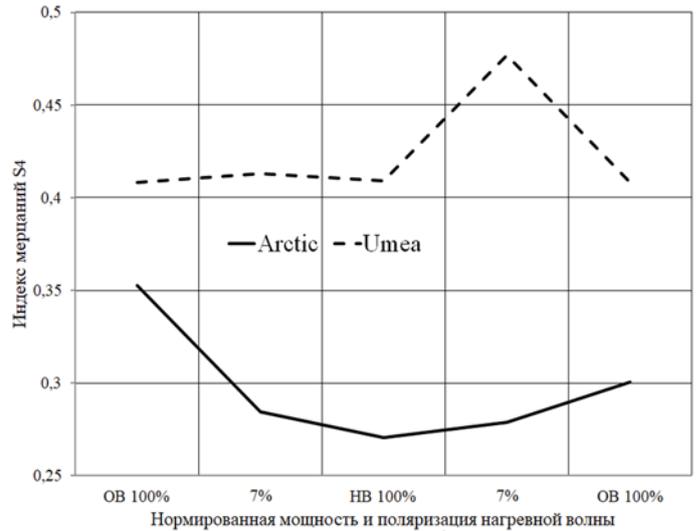


Рис. 3. Вариации индекса S_4 и ионосферная обстановка в 20:00 23 июня 2020 года

Из рисунка видно, что характер изменения индекса мерцаний S_4 в пунктах Arctic и Umea существенно отличается. Так при излучении волны обыкновенной поляризации со 100% мощностью в пункте Arctic величина S_4 , практически не изменилась, а в Umea она существенно трансформировалась. В изменении замираний в целом проявляется ранее установленная закономерность [18] – нагревная волна, согласованная по

поляризации с обыкновенной магнитоионной компонентой, вызывает большую турбулентность. Однако, проявляется эта закономерность в большей степени в Umea.

Кроме того, коэффициенты корреляции между интенсивностью наблюдаемого излучения и мощностью нагревной волны составили в Arctic 0,9 и 0,7 в Umea, что в совокупности дает основания полагать, что механизмы формирования полей в этих пунктах значительно отличаются. На ионограмме обращает на себя внимание наличие F-рассеяния, которое может маскировать рассеяние на искусственных магнитоориентированных неоднородностях ионосферы, что не позволяет в полной мере проявиться признакам переизлучения характерным для магнитоориентированных неоднородностей перечисленным выше.

24 июня 2020 года изменилась схема проведения эксперимента. Излучалась волна обыкновенной поляризации с мощностью которая изменялась по схеме 13%-100%-5%-38%-20%-50%. Геофизическая обстановка на момент проведения эксперимента практически не отличается от предыдущего дня: $K_p = 1 - \div 0 +$; $Dst = +3$; $F10.7_{obs} = 66,9$. Критическая частота слоя F2= 3.475 МГц, $f_{min} = 1,9$ МГц. На рисунке 4 показаны вариации индекса мерцаний S_4 в эксперименте.

Из рисунка видно, что интервал изменений индекса S_4 для пунктов наблюдений практически одинаков, но характер изменения существенно отличается. Коэффициенты корреляции между интенсивностью наблюдаемого излучения и мощностью нагревной волны составили в Arctic 0,99 и 0,84 в Umea, что выше аналогичных значений за предыдущие сутки. На ионограмме развито как в предыдущие сутки, F – рассеяния, не наблюдается, что вероятнее всего сказалось на характере изменений индекса мерцаний и увеличении степени коррелированности между мощностью нагревной волны и интенсивностью регистрируемого излучения.

25 июня 2020 года поляризация нагревной волны по-прежнему согласована с обыкновенной магнитоионной компонентной, однако изменился шаг, с которым происходило изменения мощности нагревной волны. Мощность менялась по схеме 100%-40%-100%-40%-100%. Геофизическая обстановка практически не претерпела изменений $K_p = 0 \div 1 -$; $Dst = +2$; $F10.7_{obs} = 68,9$, а ионосферная обстановка изменилась существенно (рис. 5).

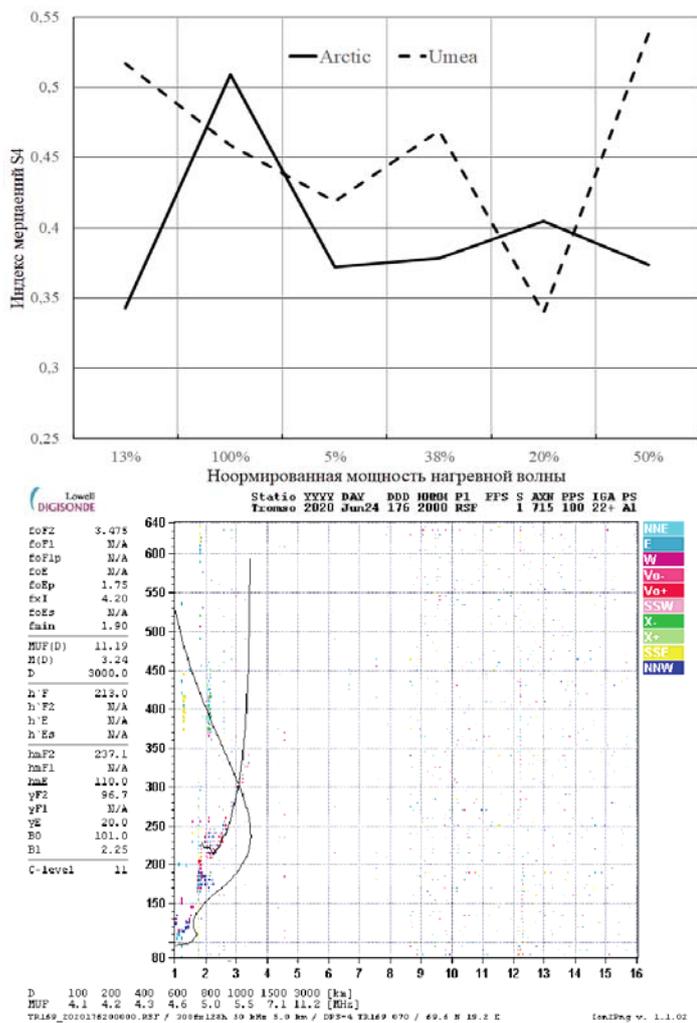


Рис. 4. Вариации индекса S_4 и ионосферная обстановка в 20:00 23 июня 2020 года

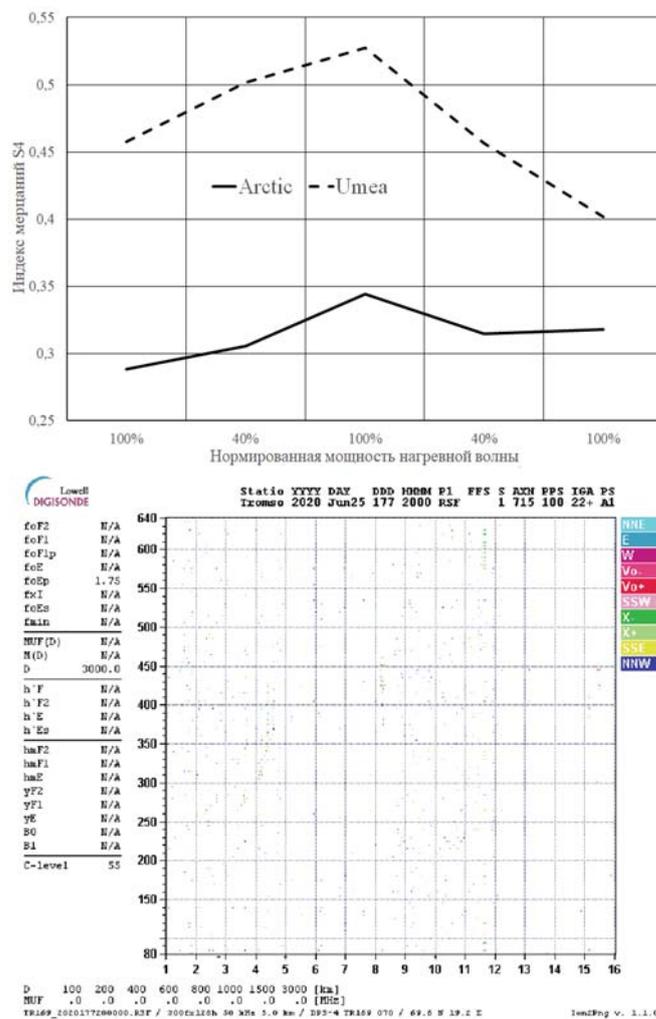


Рис. 5. Вариации индекса S_4 и ионосферная обстановка в 20:00 25 июня 2020 года

Критические и минимальные частоты в этот промежуток времени не определялись. Можно предположить, что в этом случае рассеяние нагревной волны преобладающе происходило на искусственных магнитоориентированных

неоднородностях ионосферы и такая геофизическая обстановка позволила в большей степени проявиться особенностям рассеяния на магнитоориентированных неоднородностях. В частности, коэффициент корреляции между интенсивностью наблюдаемого излучения и мощностью нагревной волны в Umea уменьшился до 0,63, а в Arctic увеличился до 0,997, что соответствует сделанному нами предположению о влиянии механизма переизлучения на степень коррелированности этих параметров.

Поскольку мы предположили, что основной причиной замираний является движение неоднородностей, целесообразно оценить вариации доплеровского сдвига частоты (ДСЧ) в двух пунктах наблюдения. На рисунке 6 показаны вариации ДСЧ 25 июня 2020 года при 100% мощности нагревной волны на разных этапах нагрева и соответственно, разных значениях индекса мерцаний S_4 . На графиках прослеживается группирование величин ДСЧ вокруг нескольких значений, вероятность реализации которых коррелирует с уровнем индекса мерцаний S_4 , при этом большему значению S_4 соответствует больший динамический диапазон значений ДСЧ.

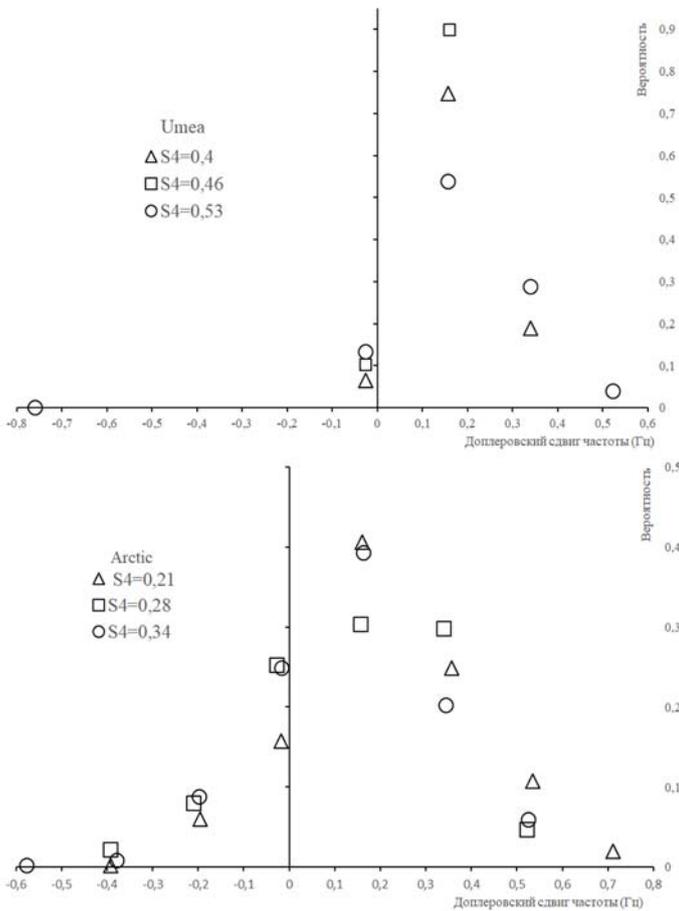


Рис. 6. Сравнение распределений доплеровского сдвига частоты 25 июня 2020 года

Отметим, что при схожих диапазонах значений ДСЧ в пунктах наблюдения, вероятность реализаций дискретных значений и их количество в Arctic и Umea заметно отличаются. Следовательно, предположение о движении магнитоориентированных неоднородностей как приоритетной

причине вариаций S_4 , его величине и изменчивости можно считать обоснованным.

Величины индекса мерцаний, полученных на протяженной трассе [24] и измеренных нами в пределах прямой видимости области модификации сопоставимы, что может свидетельствовать о том, что основной вклад в уровень замираний вносит механизм рассеяния в зоне активного воздействия на ионосферу. Если оценить степень коррелированности вариаций интенсивности рассеянной нагревной волны в двух пунктах наблюдения, то окажется, что 23 июня $r = 0,75$; 24 июня $r = 0,88$ и 25 июня $r = 0,65$.

Изменения в степени корреляции вероятнее всего объясняется уменьшением интенсивности F-рассеяния и проявлением 25 июня свойств поля рассеянного преимущественно на магнитоориентированных неоднородностях. Корреляция вариаций S_4 в двух пунктах при тех же условиях выглядит иначе: 23 июня $r = -0,34$; 24 июня $r = -0,24$; 25 июня $r = 0,39$. Существенное изменение характера корреляции вариаций S_4 25 июня по сравнению с 23 и 24 июня, вероятнее всего объясняется низкой электронной концентрацией и минимальным присутствием неоднородностей естественного происхождения, что увеличивает проявление свойств искусственных магнитоориентированных неоднородностей.

Изложенный выше анализ делает возможным утверждение, что предложенная нами модель взаимодействия магнитоориентированных неоднородностей с нагревной волной позволяет объяснить:

- отличие вариаций S_4 в разных пунктах наблюдения разным механизмом переизлучения: в направлении Arctic ракурсным, а Umea резонансным;
- изменение корреляции S_4 с отрицательной на положительную при изменении геофизической обстановки – степенью интенсивности естественных неоднородностей ионосферы.

Изменение частоты нагревной волны, приводит к изменению высоты активного воздействия и модифицирует условия возбуждения межслоевого волновода, что может повысить эффективность его запитки. Следовательно, целесообразно проследить будут ли проявляться установленные закономерности поведения S_4 в этом случае. Для решения этой задачи вполне подходят эксперименты, проводившиеся в интервале времени 18.00-19.00 UT. Однако, в силу отсутствия полной информации о содержании экспериментов, что не позволило сразу же определить алгоритм перестройки SDR приёмников, ограниченного количества слотов у них нам не удалось сделать в полном объеме записи в эти интервалы времени.

Из имеющихся в нашем распоряжении данных наиболее подходящими оказались записи, относящиеся к экспериментам проводившимися на EISCAT в сентябре 2020 года по программе «Stimulated Electromagnetic Emissions on the Second Harmonic» (<https://portal.eiscat.se/schedule/?year=2020&month=9&S=on&TRO=on&VHF=on&KST=on&KIR=on&SOD=on&ESR=on&HEA=on>). Целью этих экспериментов, как указано на сайте (<https://portal.eiscat.se/schedule/comment.cgi?fileName=2020090923151&Start=0900&End=1300>), являлось изучение искусственного радиоизлучения ионосферы на второй гармонике гиромангнитной частоты.

Сообщалось, что нагревной стэнд будет работать на частоте около 5,4 МГц с поляризацией, согласованной с обыкновенной волной.

В ходе экспериментов предполагалось изменение мощности нагревной волны и угла излучения в вертикальной плоскости.

9 сентября с 9 часов UT нами проводилась запись излучений нагревной волны в пунктах Arctic и Umea. Из анализа записей следует, что эксперимент проводился циклами по 40 минут. В цикле частота изменялась от 3953 до 4353 кГц с шагом 20 кГц. Номиналы частот соответствуют третьей гармонике гиромагнитной частоты для высот от 311 до 77 км. Шаг в 20 кГц соответствует изменению по высоте в среднем около 12 км. Длительность нагрева на одной частоте составляла 1 минуту. Пауза также была равна одной минуте. Мощность нагревной волны в цикле не менялась. Геофизическая обстановка на момент проведения экспериментов 9 сентября 2020 года характеризуется спокойным магнитным полем Земли $K_p = 0$, $Dst=0$. Интенсивность солнечного излучения на длине волны 10,7 см составляла $F10.7obs = 69,7$. Таким образом геофизическая обстановка в экспериментах июня и сентября 2020 года практически не отличается.

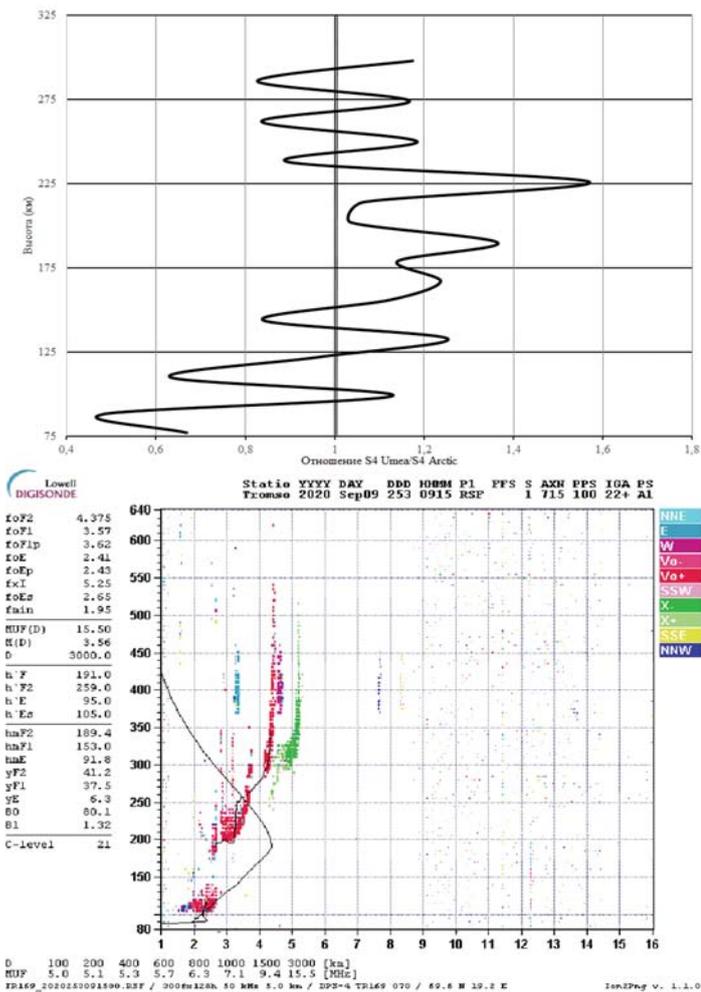


Рис. 7. Сопоставление индексов S4 в эксперименте 9 сентября 2020 года с 09:55 до 10:35 UT

Для анализа результатов эксперимента предлагаем использовать не абсолютное значение вариаций S4, а отношение индекса, наблюдаемого в Umea, к этому же параметру, полученного для пункта наблюдения Arctic.

Тогда, исходя из результатов предыдущих наблюдений можно полагать, что, когда отношение этих величин больше единицы, преобладает переизлучение обусловленное магнитоориентированными неоднородностями. В противном случае, роль магнитоориентированных неоднородностей в формировании поля рассеянной нагревной волны незначительна. На рисунке 7 и 8 приводятся отношения индексов S4 для экспериментов, проводившихся в промежутки времени 09:55-10:35 и 10:35-11:15. На этих же рисунках приводятся ионограммы полученные в 09:15 и 11:00 9 сентября 2020 года в Тромсе.

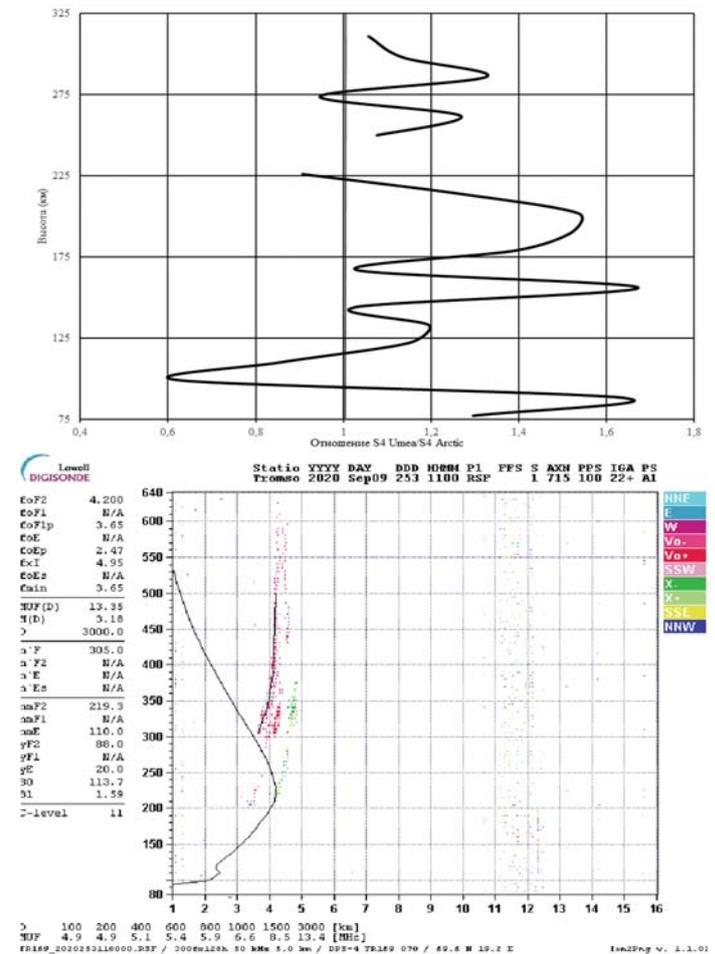


Рис. 8. Сопоставление индексов S4 в эксперименте 9 сентября 2020 года с 10:35 до 11:15 UT

Из рисунков видно, что при изменении ионосферной обстановки меняется отношение $S4_{Umea}/S4_{Arctic}$, что может свидетельствовать об изменении вклада в рассеяние нагревной волны искусственными магнитоориентированными неоднородностями ионосферы. Кроме того, на рисунках прослеживается тенденция в изменении индекса мерцаний с изменением частоты (высоты гиромагнитного резонанса) аналогичная полученной в эксперименте [24], рисунок 1.

Заключение

Анализ опубликованных и полученных путем самостоятельных наблюдений данных позволяет сделать следующие выводы:

1. Свойства магнитоориентированных неоднородностей, а также направление рассеяния в котором выполняется условие захвата в межслоевой волновод существенно влияют на величину индекса мерцаний рассеянной нагревной волны.

2. Скорость перемещения магнитоориентированных неоднородностей является определяющим фактором в формировании замираний рассеянной на магнитоориентированных неоднородностях нагревной волны.

3. Использование в качестве передатчика информационного сигнала секции нагревного стенда ограничивает возможности оптимального возбуждения межслоевого волновода.

4. Состояние ионосферы значительно влияет на величину S_4 , что делает необходимым учитывать не только рассеяние на искусственных магнитоориентированных неоднородностях ионосферы, как описано в работах [3, 4, 21, 24, 27, 28], но и на естественных.

Литература

1. Альперт Я.Л. Распространение электромагнитных волн и ионосфера. М.: Наука, 564 с. 1972.
2. Безродный В.Г., Воткинс Б., Галушко В.Г., Гровс К., Кащеев А.С., Чаркина О.В., Ямпольский Ю.М. Наблюдение ионосферных мерцаний дискретных космических источников с помощью панорамного ВЧ радиометра // Радиофизика и радиоастрономия. Т.12. № 3. С. 242-260. 2007.
3. Безродный В.Г., Галушко В.Г., Райниш Б.В. Ракурсное рассеяние ВЧ радиоволн на магнитоориентированных неоднородностях плоскостной ионосферы // Радиофизика и радиоастрономия. Т.16. № 1. С. 33-42. 2011.
4. Галушко В.Г., Безродный В.Г., Колосков А.В., Зализовский А.В. О возможном механизме "эффекта саморассеяния" мощных ВЧ сигналов в ионосфере // Радиофизика и радиоастрономия. Т. 17. № 2. С. 112-124. 2012.
5. Гершман Б.Н., Угаров В.А. Распространение и генерация низкочастотных электромагнитных волн в верхней атмосфере // УФН. Т.72. № 2. С. 235-271. 1960.
6. Истомина Е.Н., Карфидов Д.М., Минаев И.М., Рухадзе А.А. Плазменный несимметричный вибратор с возбуждением поверхностной волной // Физика плазмы. Т.32. № 5. С. 423-435. 2006.
7. Карлов В.Д., Кириченко Ю.В., Артеменко А.Н., Бесова О.В. Особенности формирования диаграмм направленности плазменной антенны с азимутально-несимметричными бегущими волнами тока // Системи управління, навігації та зв'язку. Т.2. № 48. С.158-163. 2018.
8. Кириченко Ю.В., Лонин Ю.Ф., Онищенко И.Н. Плазменная антенна бегущей волны // Известия вузов. Радиоэлектроника. Т. 54, № 11. С. 35-39. 2011.
9. Коровин А.В. О влиянии мелкомасштабных естественных неоднородностей верхней ионосферы на развитие искусственных неустойчивостей // Известия вузов. Радиофизика. Т. 27. № 10. С. 1339-1340. 1984.
10. Менцер Д.Р. Дифракция и рассеяние радиоволн. М.: Советское радио, 148 с. 1958.
11. Рекомендация МСЭ-R P. 531-12. Данные об ионосферном распространении радиоволн и методы прогнозирования, необходимые для проектирования спутниковых служб и систем.
12. Сергейчев К.Ф., Минаев И.М. Плазменные антенны на поверхностных электромагнитных волнах. // Труды института общей физики им. А.М. Прохорова. Т. 70. С. 143-185. 2014.
13. Сивоконь В.П. Магнитоориентированные неоднородности – ионосферная система переизлучателей // Известия высших учебных заведений. Физика. Т.59. № 12-3. С. 56-60. 2016.
14. Сивоконь В.П. Новый метод исследования магнитоориентированных неоднородностей ионосферы с использованием программы определения радиосистем // Геомагнетизм и аэронавигация. Т. 60. № 2. С. 242-249. 2020.
15. Сивоконь В.П. Обратное рассеяние дециметровых волн на магнитоориентированных неоднородностях ионосферы. // Геомагнетизм и аэронавигация. Т. 57. № 3. С. 343-352. 2017.
16. Сивоконь В.П., Дружин Г.И. Геомагнитный фактор DST-вариаций в селективном возбуждении ионосферных характеристических волн // Геомагнетизм и аэронавигация. Т. 46. № 4. С. 521-524. 2006.
17. Allexeff I., Anderson T., Parameswaran S. et al. Experimental and theoretical results with plasma antennas // IEEE Transaction on plasma science. Vol. 34. No. 2. P. 166-172. 2006.
18. Blagoveshchenskaya N.F., Borisova T.D., Yeoman T.K., Rietveld M.T., Ivanova I.M., and Baddeley L.J. Artificial smallscale fieldaligned irregularities in the high latitude F region of the ionosphere induced by an X mode HF heater wave. Geophysical research letters. Vol. 38. L08802. doi:10.1029/2011GL046724. 2011.
19. Booker H.G. A theory of scattering by nonisotropic irregularities with application to radar reflections from aurora // J. Atmos. Terr. Phys. Vol. 8. № 4/5. P. 204-221. 1956.
20. Bourdillon A., Haldoupis C., and Delloue J. High-frequency Doppler radar observations of magnetic aspect sensitive in the midlatitude E region ionosphere // J. Geophys. Res. Vol. 100. doi:10.1029/95JA01079.1995.
21. Galushko V.G., Bezrodny V.G., Koloskov A.V., Paznukhov V.V., Reinisch B.W. HF wave scattering by field-aligned plasma irregularities considering refraction in the ionosphere // Radio science. Vol. 48. doi:10.1029/2012RS005072. 2013.
22. Gurevich A.V., Erukhimov L.M., Kim V.Yu., Uryadov V.P., Tsedilina E.E. Influence of scattering on radiowave trapping in ionospheric waveguides // Radiophys. Quantum Electron. Vol. 18. doi:10.1007/BF01038192.1975.
23. Lyon G.F. The anisotropy of ionospheric irregularities deduced from VHF scatter measurements // J. Atmos. Terr. Phys. V. 27. P. 1213-1216. 1965.
24. Najmi A., et al. Studies of the ionospheric turbulence excited by the fourth gyroharmonic at HAARP // J. Geophys. Res. Space Physics. V.120. doi:10.1002/2015JA021341. 2015.
25. Ponomarenko P.V., Leyser T.B., Thide B. New electron gyroharmonic effects in the HF scatter from pumpexcited, field-aligned ionospheric irregularities // J. Geophys. Res. V.104(A5). doi:10.1029/1999JA900039.1999.
26. Rao P.B., Thorne G.D. A model for RF scattering from field-aligned heater-induced irregularities // Radio Science. Vol. 9. No. 11. P. 987-996. 1974.
27. Yampolski Y., Milikh G., Zalizovski A., Koloskov A., Reznichenko A., Nossa E., Bernhardt P.A., Briczinski S., Grach S.M., Shindin A., Sergeev E. Ionospheric Non-linear Effects Observed During Very-Long-Distance HF Propagation // Front. Astron. Space Sci. Vol. 6. No. 12. doi:10.3389/fspas.2019.00012. 2019
28. Zalizovski A.V., Kashcheyev S.B., Yampolski Y.M., Galushko V.G., Belyev V., Isham B., Rietveld M.T., La Hoz C., Brekke A., Blagoveshchenskaya N.F., Kornienko V.A. Self-scattering of a powerful HF radio wave on stimulated ionospheric turbulence. Radio science. Vol. 44. doi:10.1029/2008RS004111. 2009.

EVALUATION OF THE S_4 SCINTILLATIONS INDEX IN TRANSCONTINENTAL DECAMETER RADIO LINES

Vladimir P. Sivokon, Kamchatka State Technical University, Petropavlovsk-Kamchatsky, Russia;
 Institute of Cosmophysical Research and Radio Wave Propagation, Far Eastern Branch of the Russian Academy of Sciences,
 Paratunka village, Russia, vsivokon@mail.ru

Abstract

On the HAARP and EISCAT heating stands, to solve a number of applied problems, studies are being carried out on the excitation of an interlayer ionospheric waveguide. The success of the implementation of these tasks depends on many factors, including the level of fading of the electromagnetic field in the waveguide, to assess the variations of which researchers use the scintillation index S_4 . The waveguide excitation model proposed by the experimenters is based on the perspective "self-scattering effect" on artificial magnetically oriented irregularities of the ionosphere. However, within the framework of this approach, the possibility of the existence of other mechanisms of excitation of the waveguide and the influence of the geophysical environment on this process is not taken into account. To test this assumption, we use multi-position diagnostics based on SDR technology. Measurements on quasi-longitudinal and quasi-transverse paths with respect to the Earth's magnetic field line, as well as under different geophysical conditions, showed a significant difference in the variations of the scintillation index S_4 and the intensity of the scattered wave. The results obtained can be used in the problems of optimizing schemes for pumping an information signal into an interlayer ionospheric waveguide.

Keywords: interlayer ionospheric waveguide, scintillation index, geophysical environment

References

- Allexeff I., Anderson T., Parameswaran S. et al. (2006) Experimental and theoretical results with plasma antennas. *IEEE Transaction on plasma science*. Vol. 34. No. 2. P. 166-172.
- Alpert Ya.L. Propagation of electromagnetic waves and the ionosphere. Moscow: Nauka, 564 p. 1972.
- Bezrodny V. G., Galushko V. G., Reinish B. V. (2011) Angle scattering of HF radio waves on magnetically oriented inhomogeneities of a flat-layered ionosphere. *Radiophysics and Radio Astronomy*. Vol.16. No. 1. P. 33-42.
- Bezrodny V. G., Votkins B., Galushko V. G., Groves K., Kashcheev A. S., Charkina O. V., Yampolsky Yu. M. (2007) Observation of ionospheric scintillations of discrete space sources using a panoramic RF riometer. *Radiophysics and radio astronomy*. Vol.12. No. 3. P. 242-260.
- Blagoveshchenskaya N. F., Borisova T. D., Yeoman T. K., Rietveld M. T., Ivanova I. M., and Baddeley L. J. (2011) Artificial smallscale fieldaligned irregularities in the high latitude F region of the ionosphere induced by an X mode HF heater wave. *Geophysical research letters*. Vol. 38. L08802. doi:10.1029/2011GL046724.
- Booker H.G. (1956) A theory of scattering by nonisotropic irregularities with application to radar reflections from aurora. *J. Atmos. Terr. Phys.* Vol. 8. No. 4/5. P. 204-221.
- Bourdillon, A., C. Haldoupis, and J. Delloue (1995) High-frequency Doppler radar observations of magnetic aspect sensitive in the midlatitude E region ionosphere. *J. Geophys. Res.* Vol. 100. doi:10.1029/95JA01079.
- Galushko V. G., Bezrodny V. G., Koloskov A. V., Paznukhov V. V. And Reinisch B. W. (2013) HF wave scattering by field-aligned plasma irregularities considering refraction in the ionosphere. *Radio science*. Vol. 48. doi:10.1029/2012RS005072.
- Galushko V.G. et al., Bezrodny V.G., Koloskov A.V., Zalozovski A.V. (2012) On the possible mechanism of the "self-scattering effect" of high-power RF signals in the ionosphere. *Radio Physics and Radio Astronomy*. Vol. 17. No. 2. P. 112-124.
- Gershman B.N., Ugarov V.A. (1960) Propagation and generation of low-frequency electromagnetic waves in the upper atmosphere. *UFN*. Vol.72. No. 2. P. 235-271.
- Gurevich A. V., L. M. Erukhimov, V. Yu. Kim, V. P. Uryadov, and E. E. (1975) Tsedilina Influence of scattering on radio-wave trapping in ionospheric waveguides. *Radiophys. Quantum Electron*. Vol. 18. doi:10.1007/BF01038192.
- Istomin E.N., Karfidov D.M., Minaev I.M., Rukhadze A.A. (2006) Plasma asymmetric vibrator with surface wave excitation. *Plasma Physics*. Vol.32. No. 5. P. 423-435.
- Karlov V.D., Kirichenko Yu.V., Artemenko A.N., Besova O.V. (2018) Features of the formation of radiation patterns of a plasma antenna with azimuthally asymmetric traveling current waves. *Management systems, navigation and communication*. Vol.2. No. 48. P. 158-163.
- Kirichenko Yu.V., Lonin Yu.F., Onishchenko I.N. (2011) Plasma antenna of a traveling wave. *Izvestiya vuzov. Radioelectronics*. Vol. 54. No. 11. P. 35-39.
- Korovin A.V. (1984) On the influence of small-scale natural inhomogeneities of the upper ionosphere on the development of artificial instabilities. *Izvestiya vuzov. Radiophysics*. Vol. 27. No. 10. P. 1339-1340.
- Lyon G. F. (1965) The anisotropy of ionospheric irregularities deduced from VHF scatter measurements. *J. Atmos. Terr. Phys.* Vol. 27. P. 1213-1216.
- Mentzer D.R. (1958) Diffraction and scattering of radio waves. Moscow: Soviet radio. 148 p.
- Najmi, A., et al. (2015) Studies of the ionospheric turbulence excited by the fourth gyroharmonic at HAARP. *J. Geophys. Res. Space Physics*. Vol. 120. doi:10.1002/2015JA021341.
- Ponomarenko, P. V., T. B. Leysner, and B. Thide (1999) New electron gyroharmonic effects in the HF scatter from pump-excited, field-aligned ionospheric irregularities. *J. Geophys. Res.* Vol. 104(A5). doi:10.1029/1999JA900039.
- Rao P. B. and Thorne G. D. (1974) A model for RF scattering from field-aligned heater-induced irregularities. *Radio Science*. Vol. 9. No. 11. P. 987-996.
- Recommendation ITU-R P. 531-12. Ionospheric propagation data and prediction methods needed for the design of satellite services and systems.
- Sergeychev K.F., Minaev I.M. (2014) Plasma antennas on surface electromagnetic waves. *Proceedings of the Institute of General Physics. A.M. Prokhorov*. Vol.70. P. 143-185.
- Sivokon V.P. (2020) A new method for studying magnetically oriented inhomogeneities of the ionosphere using a program for determining radio systems. *Geomagnetism and aeronomy*. Vol. 60. No. 2. P. 242-249.
- Sivokon V.P. (2017) Backscattering of decameter waves on magnetically oriented inhomogeneities of the ionosphere. *Geomagnetism and aeronomy*. Vol.57. No. 3. P. 343-352.
- Sivokon V.P. (2016) Magnetically oriented inhomogeneities - ionospheric system of reradiators. *News of higher educational institutions. Physics*. Vol.59. No.12-3. P. 56-60.
- Sivokon V.P., Druzhin G.I. (2006) Geomagnetic factor of DST variations in the selective excitation of ionospheric characteristic waves. *Geomagnetism and Aeronomy*. Vol. 46. No. 4. P. 521-524.
- Yampolski Y., Milikh G, Zalozovski A, Koloskov A, Reznichenko A., Nossa E., Bernhardt P.A., Briczinski S., Grach S.M., Shindin A. and Sergeev E. (2019) Ionospheric Non-linear Effects Observed During Very-Long-Distance HF Propagation. *Front. Astron. Space Sci*. Vol.6. No. 12. doi: 10.3389/fspas.2019.00012.
- Zalozovski A. V., Kashcheyev S. B., Yampolski Y. M., Galushko V. G., Belyev V. , Isham B., Rietveld M. T., La Hoz C., Brekke A., Blagoveshchenskaya N. F. and Kornienko V. A. (2009) Self-scattering of a powerful HF radio wave on stimulated ionospheric turbulence. *Radio science*. Vol. 44. doi:10.1029/2008RS004111.

Information about authors:

Vladimir P. Sivokon, Kamchatka State Technical University, Doctor of Technical Sciences, Associate Professor, Professor of Power plants and electrical equipment of ships, Petropavlovsk-Kamchatsky, Russia; Institute of Cosmophysical Researches and Radio Wave Propagation, Kamchatka region, Paratunka, Russia

ПОВЫШЕНИЕ ЭНЕРГЕТИЧЕСКОЙ ЭФФЕКТИВНОСТИ РАДИОПЕРЕДАЮЩЕЙ АППАРАТУРЫ

DOI: 10.36724/2072-8735-2023-17-5-25-31

Manuscript received 14 April 2023;
Accepted 07 May 2023

Грычкин Сергей Евгеньевич,
Московский технический университет связи
и информатики, Москва, Россия,
sg@radiotest-mtuci.ru

Ключевые слова: энергетическая
эффективность, радиоэлектронная аппаратура,
КПД, усилитель мощности, цифровое
радиовещание

В настоящее время повышение энергетической эффективности радиоэлектронной аппаратуры является одной из важнейших задач при разработке и модернизации аппаратуры всех радиослужб, причем в некоторых сферах применения радиоэлектронной аппаратуры энергетическая эффективность критически важна. Портативные абонентские устройства связи в настоящее время получили огромное развитие. Такие устройства используются как в качестве устройств абонентской связи при развитии сетей связи общего пользования и предприятий, так и в качестве портативных индивидуальных устройств, выполняющих различные другие функции, такие как запись и воспроизведение мультимедиа, платежные функции и другие функции. Мобильные абонентские портативные устройства, такие как смартфоны, планшеты, портативные ноутбуки и устройства для чтения электронных книг, оснащаются сенсорными экранами и гибкими экранами, а их функциональные возможности расширяются за счет добавления новых функций, таких как считывание штрих-кодов, RFID и считывание смарт-карт. Все это требует большего потребления энергии. Требование к обеспечению энергоэффективности портативных абонентских устройств связи выступает вместе с требованием минимизации массо-габаритных показателей таких устройств. Рассматриваются основные проблемы, которые имеют место при разработке и эксплуатации радиопередающей аппаратуры, и перечислены решения, которые позволяют повысить КПД передатчиков. Поскольку повышение энергетической эффективности особенно важно для усилителей мощности (УМ) оконечных каскадов передатчиков, проведен анализ ключевых режимов работы УМ, пригодных для построения модулируемых оконечных каскадов радиопередатчиков систем цифрового радиовещания, и их сравнение. Обсуждаются режимы работы ключевых усилителей мощности и методы достижения высокой энергетической эффективности усилителей мощности, показаны их достоинства и недостатки.

Для цитирования:

Грычкин С.Е.. Повышение энергетической эффективности радиопередающей аппаратуры // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2023. Том 17. №5. С. 25-31.

For citation:

Grychkin S.E. (2023) Energy efficiency increasing of radio transmitters. *T-Comm*, vol. 17, no.5, pp. 25-31. (in Russian)

Введение

В настоящее время к радиоэлектронной аппаратуре предъявляются высокие требования по энергоэффективности при разработке и модернизации аппаратуры всех радиослужб и диапазонов частот [1]. К радиопередатчику как наиболее энергоемкой части радиоэлектронной аппаратуры (РЭА) предъявляются требования повышения энергетической эффективности (КПД) при сохранении функциональных показателей, а также переходу к улучшению таких показателей радиопередатчиков [2].

Наибольшая потребность в разработке высокоэффективных передатчиков РЭА имеется для мощных радиопередатчиков [3], а также передатчиков портативной абонентской РЭА и необслуживаемых передатчиков передачи данных, в том числе для РЭА Интернета Вещей (IoT) [4,5]. Именно для таких передатчиков необходимо, в первую очередь повышать энергетическую эффективность.

Мощные радиопередатчики широко применяются в цифровом радиовещании [6,7] и цифровом телевидении [8]. Потребление мощности в таких передатчиках велико, так что в целях уменьшения потерь требуется применение методов повышения КПД.

Портативные абонентские устройства связи в настоящее время получили огромное развитие. Такие устройства используются как в качестве устройств абонентской связи при развитии сетей связи общего пользования и предприятий, так и в качестве портативных индивидуальных устройств, выполняющих различные другие функции, такие как запись и воспроизведение мультимедиа, платежные функции и другие функции [9]. Мобильные абонентские портативные устройства, такие как смартфоны, планшеты, портативные ноутбуки и устройства для чтения электронных книг, оснащаются сенсорными экранами и гибкими экранами, а их функциональные возможности расширяются за счет добавления новых функций, таких как считывание штрих-кодов, RFID и считывание смарт-карт. Все это требует большего потребления энергии. Требование к обеспечению энергоэффективности портативных абонентских устройств связи выступает вместе с требованием минимизации массо-габаритных показателей таких устройств.

Необслуживаемые радиопередатчики и радиопередатчики для IoT функционируют долгое время без подзарядки. Такие передатчики должны иметь малые потери энергии, то есть высокий КПД. Для этого нужно минимизировать расход энергии в режиме ожидания, применять такие режимы работы активных элементов, которые обеспечивают высокий КПД [4].

В настоящей работе рассматриваются способы повышения энергоэффективности выходных каскадов радиопередатчиков. Подробно обсуждаются высокоэффективные ключевые режимы работы конечных каскадов усилителей мощности и синтетические методы линейного усиления в ключевых усилителях мощности.

Способы повышения энергоэффективности радиопередатчиков

Рассмотрим пример структурной схемы радиопередатчика (рис. 1). Поскольку в радиопередатчике максимальное

потребление энергии происходит в конечных каскадах усилителя мощности, то именно в этих блоках и должен обеспечиваться максимальный КПД, так как он определяет КПД всего передатчика. Следует подчеркнуть, что устройства электропитания, интегрированные или поставляемые в комплекте с радиопередатчиком, также должны обладать высоким КПД.

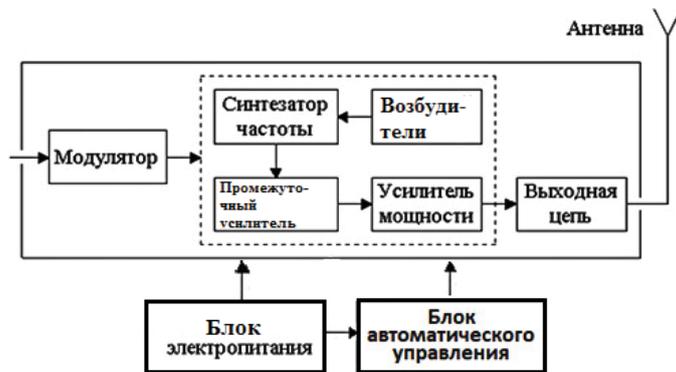


Рис. 1. Структурная схема радиопередатчика

Источниками потерь в схеме передатчика являются потери на тепловое излучение, паразитное радиоизлучение, потери за счет рассогласований на стыках в выходной цепи (сумматорах и выходных фильтрах) при прохождении мощного радиосигнала в антенну.

Особенностью современных передатчиков является применение модуляции радиосигналов (например, OFDM и др.) с пик-фактором, достигающим 12-15 дБ. Для достижения большей энергетической эффективности переходят к применению ключевых режимов работы УМ в модуляторах конечных каскадов передатчиков. В [10,11] рассмотрены возможности повышения КПД при использовании ключевых режимов усилителей (режимы D и DE), схемы Кана [12], схемы Догерти [13]. В [14-16] рассмотрены синтетические методы усиления, в том числе с применением автоматической подстройки электропитания, и показано, что такие комбинированные синтетические методы могут применяться для обеспечения минимизации потерь в усилителе.

Тепловой режим любого передатчика чрезвычайно важен для получения высокого КПД. Это связано как с режимами работы активных элементов, которые не могут быть оптимальными при высоких температурах, так и уходом настроек в схеме передатчика, оптимизированного при проектировании.

Отношение рассеиваемой мощности P_d к полезной мощности P_u растет с уменьшением КПД η согласно соотношению:

$$P_d/P_u = (1 - \eta)/\eta. \tag{1}$$

При построении передатчика требуется отвод тепла с применением радиаторов. Расчет требуемого радиатора для обеспечения температурного режима активного элемента (АЭ) $t_{dAЭ}$ при температуре передатчика $t_{tr\max}$ оценивается по формуле [17]:

$$R_{rad} \leq (t_{dAЭ} - t_{tr\max})/P_d. \tag{2}$$

Минимальная площадь поверхности радиатора S_{rad} , требуемая для отведения тепла транзистора, зависит от КПД согласно формуле:

$$S_{rad} = P_u k (1 - \eta) / \eta, \quad (3)$$

где для пластинчатого радиатора и естественного воздушного охлаждения коэффициент $k = (0,1 \dots 0,25) / \Delta t$ при $\Delta t = t_{dAЭ} - t_{rmax}$ [17].

Результат расчета нормированной площади радиатора S_{rad} / P_u от η приведен на рисунке 2.

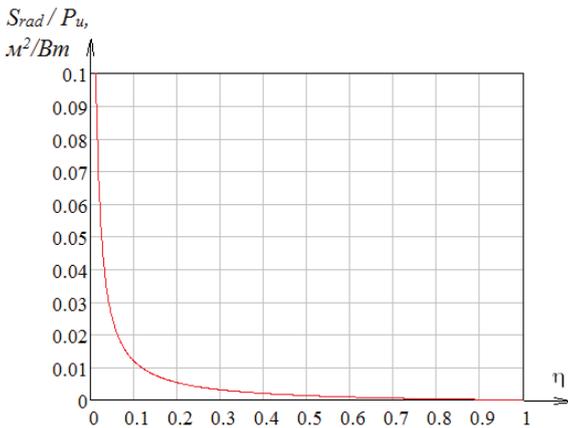


Рис. 2. Зависимость нормированной площади радиатора от КПД (для $\Delta t = 75^\circ\text{C}$)

Кроме того, недостаточный отвод тепла может повлиять на надежность радиопередатчика. На рисунке 3 приведен график зависимости срока службы мощного высокочастотного LDMOS транзистора от температуры перехода, рассчитанный на калькуляторе [18].

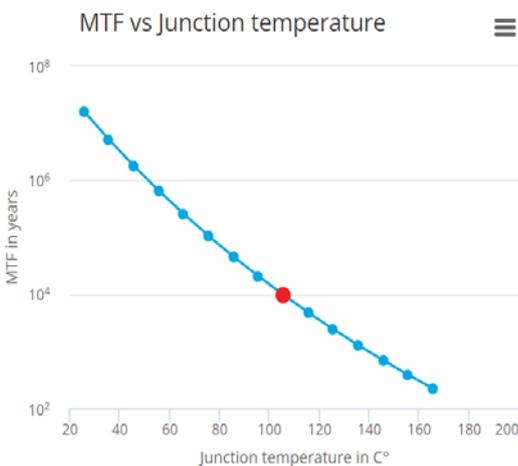


Рис. 3. Расчетная зависимость срока службы (в годах) LDMOS транзистора от температуры перехода ($^\circ\text{C}$) (расчетный пример для транзистора BLF188XR при рабочей температуре 105°C)

Достижение высокой энергоэффективности радиопередатчиков должно происходить при одновременном обеспечении всех требуемых показателей качества выходного сигнала. Обеспечение линейности усилителей мощности является важным требованием для удовлетворения таких требований.

Обеспечение параметров выходного сигнала достигается при работе усилителя в соответствующих режимах, а также применением дополнительных схемных решений (например, предкоррекции и др.), минимизирующих нелинейные искажения. Для устранения возможных помех передатчикам в соседних каналах предъявляются требования к уровню внеполосных излучений (обеспечение маски спектра), что может потребовать наличия дополнительных фильтров в схеме передатчика [19-24]. Требования по уровням побочных излучений в широком диапазоне частот определяются нормативными документами и направлены на обеспечение электромагнитной совместимости.

Приведем основные способы, применяемые для построения передатчиков для применений, в которых высокая энергетическая эффективность является важнейшим показателем:

- увеличение электронного КПД УМ путем применения таких методов как переход к эффективным ключевым режимам, в том числе с применением синтетических и комбинированных методов;
- использование высокоэффективных вторичных источников электропитания;
- использование управляемых источников вторичного питания в усилителях, позволяющих регулировать напряжение питания в зависимости от огибающей сигнала с достаточно высокой скоростью;
- снижение рассогласований и потерь в выходных пассивных устройствах;
- недопустимость перегрева, поддержание номинальной температуры работы передатчика;
- использование способов снижения пик-фактора сигнала.

Сравнительный анализ высокоэффективных режимов работы и методов построения ключевых усилителей мощности

Для построения усилителей мощности для передатчиков, работающих со сложными сигналами с высоким пик-фактором, требуется высокая линейность УМ. Однако высокая линейность УМ обычно достигается за счет низкого КПД, который резко падает при высоком пик-факторе из-за разности напряжений между напряжением питания и усиливаемым сигналом. Для достижения большей энергетической эффективности переходят к применению ключевых режимов работы УМ в оконечных каскадах передатчиков. Энергетическая эффективность ключевых усилителей мощности (КУМ) является результатом использования АЭ – биполярного или MOSFET (МОП) транзисторов в качестве ключевого элемента.

Рассмотрим построение КУМ на биполярных или MOSFET (МОП) транзисторах. В ключевом режиме АЭ работает только в режимах открытого и закрытого ключа - соответственно, отсечки и насыщения.

Ключевые УМ класса D являются в настоящее время основным перспективным видом усилителей для применения в цифровых радиопередатчиках диапазона ОВЧ. УМ класса D называют импульсные УМ с выходным фильтром, настроенным на основную частоту, в которых мощность постоянного тока преобразуется в мощность в нагрузке на основной частоте, без потерь мощности на гармониках.

КПД УМ может быть максимальным, если АЭ работает как переключатель. Когда АЭ (например, транзистор) включен, напряжение почти равно нулю, и через АЭ протекает большой ток, то есть в течение этой части периода транзистор действует как низкоомный (замкнутый ключ). Когда транзистор выключен, то ток равен нулю, а на АЭ присутствует высокое напряжение, то есть в течение оставшейся части периода АЭ действует как открытый ключ.

В КУМ АЭ действуют как двухполюсный переключатель, который определяет либо прямоугольную форму сигнала напряжения, либо прямоугольного тока коллектора (или стока). Выходная цепь настроена на частоту коммутации и, в идеальном случае, удаляет все гармонические составляющие, в результате чего в нагрузку подается чисто синусоидальный сигнал. Рассмотрим основные принципиальные схемы и формы сигналов, соответствующие различным типам УМ класса D с выходным фильтром [10-11].

На рисунке 4а) представлена схема транзисторного УМ класса D с переключением напряжения, состоящего из одностипных АЭ (транзисторов), работающих в ключевом режиме.

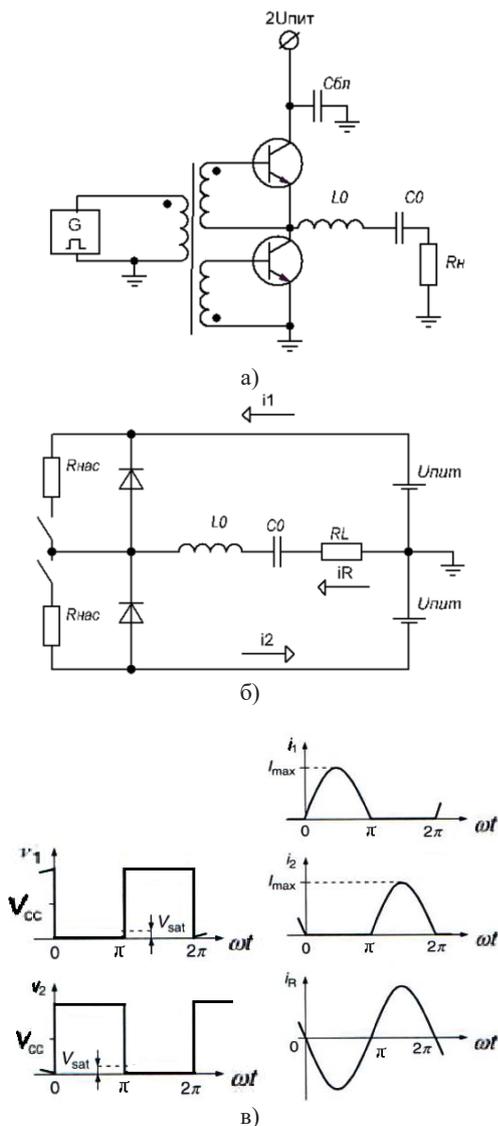


Рис. 4. Схема двухтактного КУМ (а), упрощенная схема КУМ класса D с переключением напряжения (б) и временные диаграммы токов и напряжений для времени насыщения 180°(в)

На рисунке 4б) приведена упрощенная схема этого УМ, в которой АЭ представлены как переключатели с сопротивлением насыщения r_{sat} , в которую входят настроенный на центральную частоту фильтр L_0C_0 и резистивная нагрузка с сопротивлением R_L . В этой схеме транзистор, представленный переключателем, приводится в действие таким образом, чтобы обеспечить попеременное переключение между включенным и выключенным состояниями работы транзистора в пределах рабочего цикла. Чередующееся полупериодное переключение двух АЭ между их режимом отсечки и режимом насыщения по напряжению приводит к прямоугольным импульсам напряжения на стоке (коллекторе) с максимальной амплитудой $2V_{CC}$, как показано на рисунке 4в).

В двухтактном УМ с переключением напряжения и последовательным фильтром эффективность коллекторной цепи равна 100 % для идеализированного случая АЭ без потерь с нулевым сопротивлением насыщения.

Однако на практике КУМ класса D можно использовать на достаточно низких частотах из-за гораздо более высоких потерь, возникающих вследствие следующих факторов:

- неидеальность настроек схемы усилителя;
- переключения транзисторов с отличным от нуля током (коммутативные потери);
- невозможность обеспечения исключительно резистивную нагрузку на высоких частотах.

Коммутативные потери в КУМ класса D обусловлены нарастанием и спадом тока АЭ при скачке напряжения (рис.5в), и рассчитываются на основании соотношений для нарастания напряжения (4) и спада напряжения (5):

$$u'(t) = 1 - \exp(-t/\tau_1), \quad (4)$$

$$u''(t) = \exp(-t/\tau_2), \quad (5)$$

где τ_1 и τ_2 – постоянные времени фронта и спада.

УМ класса D реализуется в относительно простых схемах, имеет хорошие диапазонные свойства, высокие коэффициенты использования АЭ по мощности. Но КУМ класса D притупляет недостатки: применение только на низких частотах, относительно невысокий КПД по первой гармонике, рост коммутационных потерь из-за влияния выходной емкости с ростом частоты, режим требует исключительно резистивной нагрузки, а при построении КУМ по мостовой схеме также добавляются потери мощности на балластном сопротивлении.

Недостатки УМ класса D с коммутацией напряжения преодолеваются в УМ класса DE (рис. 5), в которой заряд и разряд шунтирующей емкости в коммутационном узле может быть выполнен без участия транзисторов в этих действиях и без рассеивания мощности транзисторов. Однако частотные ограничения УМ класса D связаны с паразитными коллекторными шунтирующими емкостями, что приводит к увеличению времени переключения из-за заряда и разряда конденсатора, а также тот факт, что транзисторные ключи заряжают и разряжают шунтирующую емкость, рассеивая мощность.

Рассматриваемые выше потери мощности УМ класса D можно уменьшить, например, при введении времени задержки в период, когда один АЭ уже выключен, а другой еще не включен. Такой способ может увеличить диапазон частот, в котором применяется УМ. Этого можно добиться, введя условия переключения УМ класса E, когда коммутационные потери при переходе от выключения к включению сводятся к

нулю за счет нулевого напряжения при нулевой производной напряжения. Поскольку шунтирующий конденсатор должен быть разряжен именно в это время, в цепь нагрузки следует включить дополнительный последовательный дроссель L , как показано на рисунке 5б. В результате получается, что формы коммутируемого тока и напряжения имеют характеристики как класса D, так и класса E. Фильтр L_0C_0 служит для подавления гармонических составляющих.

Такой УМ класса DE [14] может применяться благодаря высокой эффективности работы на более высоких рабочих частотах. Оптимальные параметры УМ класса DE могут быть определены на основе его анализа форм напряжения коллектора и тока. На рисунке 5а показана упрощенная схема КУМ класса DE, при этом АЭ заменены ключами. Во время цикла переключения эти ключи последовательно занимают следующие положения: ключи поочередно замкнуты либо оба разомкнуты. Подробный теоретический анализ УМ класса DE дан в [14]. При использовании КУМ режима класса DE рабочий диапазон частот с КПД около 90 % может быть более чем в два раза выше по сравнению с КУМ класса D.

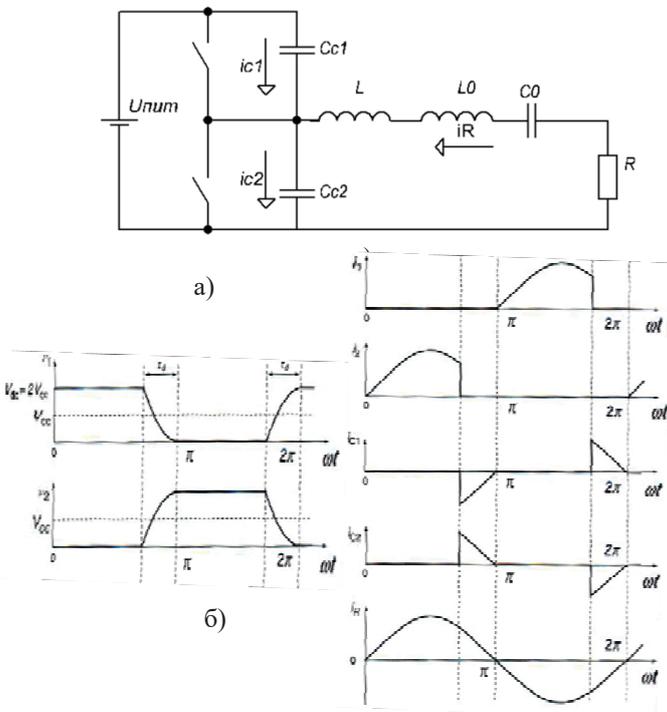


Рис. 5. Упрощенная схема УМ класса DE с переключением напряжения (а) и временные диаграммы токов и напряжений (б)

Вариантом "синтетического" построения высокоэффективного усилителя является КУМ по схеме Кана. В такой схеме происходит разделение входного сигнала передатчика на амплитудную и фазовую составляющие, а выходной сигнал синтезируется по огибающей и фазомодулированному заполнению [12].

Таким образом, усилению подвергается сигнал с постоянной огибающей и фазоманипулированным заполнением. Восстановление амплитудной модуляции происходит в окончательном каскаде передатчика. Благодаря синтезированию усиленного сигнала в окончательном каскаде, энергоэффективность рассматриваемого КУМ достаточно велика.

Однако в усилителе по схеме Кана за счет инерционности фильтра НЧ в окончательном каскаде может иметь место отсутствие синхронизма, то есть момент прихода фазомодулированного заполнения и момент прихода огибающей не совпадают. Требования к допустимой рассинхронизации каналов весьма жесткие и сильно зависят от полосы канала: чем шире полоса частот, занимаемая сигналом, тем жестче требования к максимально допустимой задержке.

Выполнить требования на синхронизацию каналов можно при использовании в модуляционном тракте многофазной ШИМ. Такое решение существенно ослабляет требования к ФНЧ модулятора, снижая его инерционности. Однако для эффективного использования многофазной ШИМ необходимо обеспечить достаточно точную фазировку между каналами.

Относительное фазовое несоответствие $\Delta\varphi$ для ШИМ модулятора с n каналами, где n – четное, можно определить по формуле [19]:

$$\Delta\varphi = \left\{ n^{2z} \frac{1 - J_0(2n\pi)}{1 - J_0(2\pi)} \left[1 + \left(\sum_{i=1}^{n/2} \sin\left(\frac{2\pi}{n}(i-1)\right) \right)^2 \right] \right\}^{-1/2}, \quad (6)$$

в которой J_0 – функция Бесселя нулевого порядка, z – порядок ФНЧ в схеме усилителя.

В КУМ по схеме Кана в окончательных каскадах передатчика за счет изменения паразитных емкостей АЭ и под действием прикладываемого напряжения к АЭ возникает с амплитудно-фазовая конверсия. Таким образом, перечисленные выше два недостатка в таком усилителе приводят к нелинейным искажениям сигнала, что требует применения специальных мер по линейризации передатчика. Еще один недостаток связан с необходимостью пропускать всю полосу огибающей через высокоэффективный канал управления напряжением питания тех каскадов усиления, в которых осуществляется амплитудная модуляция, причем чем шире полоса канала огибающей, тем выше требуется тактовая частота импульсного устройства регулировки напряжения питания.

Как показал проведенный анализ литературы [25], для случая экстремально широких полос модулирующих частот, соответствующих широкополосным 5G приложениям, возможно применение в качестве модуляционного устройства линейного усилителя с квантованием входного сигнала [26]. Однако, применение данного решения приводит к снижению результирующего КПД.

В схеме КУМ с дефазированием формирователь канальных сигналов формирует из введенного амплитудно-модулированного сигнала два синусоидальных сигнала с постоянной огибающей и с разницей фаз φ , пропорциональной арксинусу амплитуды огибающей

$$\varphi = 2 \arccos(U_{in}), \quad (7)$$

где $U_{in} = U/U_{max}$ – нормированное входное напряжение огибающей к максимальной амплитуде выходного напряжения при пиковом напряжении огибающей U_{max} .

Эти два сигнала затем усиливаются нелинейными УМ и суммируются для получения выходного амплитудно-модулированного сигнала. Пиковая выходная мощность получается при синфазном сложении по фазе токов от УМ с равными амплитудами аналогично двухтактному УМ.

КУМ по схеме с дефазированием имеет, в свою очередь, ряд недостатков: сложность схемы канальных формирователей и чувствительность усилителей к широкому диапазону импедансов нагрузки. С возрастанием частоты увеличивается чувствительность к фазовым ошибкам, вызванным разницей электрических длин двух каналов УМ. Все это увеличивает сложность практической реализации КУМ.

Заключение

В настоящей работе проведен анализ требований по энергоэффективности при разработке и модернизации РЭА. Приведены сферы применения РЭА, в которых энергетическая эффективность является решающим показателем.

Перечислены основные источники потерь в радиопередатчиках. Показано, что ключевые режимы работы в выходных каскадах передатчиков, в том числе с применением комбинированных и синтетических методов в усилителях мощности, являются необходимыми для достижения высокого КПД.

Приведены основные способы, применяемые для построения энергоэффективных передатчиков при условии сохранения высоких требований к качеству выходного сигнала.

Как показал проведенный в настоящей работе сравнительный анализ схем УМ различных типов для оконечных каскадов передатчиков, каждая из схем и классов КУМ имеет ряд недостатков, которые не позволяют выбрать универсальный оптимальный вариант такого усилителя, так что применение конкретных УМ зависит от совокупности требуемых характеристик передатчика. Другой путь – использование синтетических и комбинированных методов построения высокоэффективных УМ для увеличения результирующего КПД оконечных каскадов передатчиков.

Литература

1. Грычкин С.Е., Стрoганова Е.П. Основные требования к энергоэффективности инфокоммуникационного и электрического оборудования // Технологии информационного общества. Сборник трудов XIV Международной отраслевой научно-технической конференции. 2020, с. 29-30.
2. Повышение эффективности мощных радиопередатчиков устройств / Под ред. А.Д. Артыма. М.: Радио и связь. 1987. 176 с.
3. Варламов О.В., Варламов В.О., Долгопятова А.В. Международная сеть DRM вещания для создания информационного поля в Арктике // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2019. Т. 13. С. 9-16.
4. Varlamov O.V., Gromorushkin V.N. High Efficiency Power Amplifier for IoT Applications: RF Path // 2020 Systems of Signals Generating and Processing in the Field of on Board Communications, Moscow, Russia. 2020, p. 1-4, 9078651.
5. Дымкова С.С. Облачные IOT платформы и приложения для оптимизационного управления транспортом // REDS: Телекоммуникационные устройства и системы. 2020. Т. 10. № 4. С. 39-50.
6. Варламов О.В. Организация одночастотных сетей цифрового радиовещания стандарта DRM. Особенности и результаты практических испытаний // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2018. Т. 12. № 11. С. 4-20.
7. Варламов О.В., Аби Ассали Бычкова А. Разработка сети синхронного цифрового радиовещания стандарта DRM для Венесуэлы // REDS: Телекоммуникационные устройства и системы. 2020. Т. 10. № 2. С. 23-27.
8. Varlamov O.V. Experimental study of a synchronous DVB-T2 network in the Yaroslavl region. Problems with some manufacturers' receivers // 2020 International Conference on Engineering Management of Communication and Technology, EMCTECH 2020 - Proceedings. 2020. С. 9261562.
9. Malkovich O.B., Grychkin S.E., Stroganov E.P. Investigation of Portable Communication Devices with Electrochemical Power Sources Application Features // 2022 Systems of Signals Generating and Processing in the Field of on Board Communications, Moscow, Russia. 2022, p. 1-4, 9744368.
10. Varlamov O.V., Gromorushkin V.N. Class D Switching Power Amplifier with a Filter under Load Mismatch Conditions // Wave Electronics and its Application in Information and Telecommunication Systems (WECONF), Saint-Petersburg, Russia. 2020, p. 1-6, 9131508.
11. Varlamov O.V., Chugunov I.V. Modeling of efficiency UHF class-D power amplifier with bandpass sigma-delta modulation // Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications (SINKHROINFO), Kazan. 2017, p. 1-3. 7997508.
12. Kahn L.R. Single-Sideband Transmission by Envelope Elimination and Restoration // Proceedings of the IRE. 1952, vol. 40, № 7, p. 803-806.
13. Raab F.H. Efficiency of Doherty RF Power-Amplifier Systems // IEEE Trans. Broadcasting. 1987, vol. BC-33, № 9, p. 77-83.
14. Sheikhi A. Effect of Shunt Capacitances on Performance of Current-Mode Class-DE Power Amplifier at Any Active Time / A. Abdipour, A. Grebennikov, H. Hemesi // IEEE Transactions on Power Electronics. 2018, vol. 33, №. 8, p. 7038-7045.
15. Варламов О.В., Нгуен Д.К., Грычкин С.Е. Комбинирование синтетических методов высокоэффективного высокочастотного усиления // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2021. Т. 15. № 9. С. 11- .
16. Varlamov O.V., Nguyen D.C., Grychkin S.E. Simultaneous application of several synthetic methods for high efficiency radiofrequency amplification // 2021 Systems of Signals Generating and Processing in the Field of on Board Communications, Conference Proceedings. 2021. С. 9416126.
17. Корякин-Черняк С.Л., Партала О.Н., Шустов М.А. Электротехнический справочник. Практическое применение современных технологий. М.: Наука и Техника, 2014, 592 с.
18. <https://www.ampleon.com/support/rf-power-lifetime-calculator.html> (RF Power Lifetime Calculator).
19. Варламов О.В. Подавление побочных продуктов преобразования в модуляторе с многофазной ШИМ при асимметрии каналов // Труды Научно-исследовательского института Радио. 2022, № 2. С. 49-57.
20. Varlamov O.V. Multiphase PWM characteristics in the EER transmitter envelope path // 2021 International Conference on Engineering Management of Communication and Technology, EMCTECH 2021 - Proceedings. 2021. С. 9619166.
21. Gromorushkin V.N., Varlamov O.V. Experimental studies of the envelope elimination and restoration HF power amplifier characteristics with broadband unmatched load // 2021 Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications, SYNCHROINFO 2021 - Conference Proceedings. 2021. С. 9488387.
22. Varlamov O.V. Theoretical approach to calculating reverse intermodulation distortion in voltage mode class D RF power amplifiers // 2022 Systems of Signals Generating and Processing in the Field of on Board Communications, SOSG 2022 - Conference Proceedings. 2022.
23. Варламов О.В. Интермодуляционные искажения в ключевых генераторах класса D с резистивной нагрузкой в режиме переключения напряжения // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2022. Т. 16. № 10. С. 4-11.
24. Нгуен Д.К., Варламов О.В. Имитационная модель для исследования работы ключевых ВЧ-усилителей мощности с раздельным усилением составляющих на узкополосную нагрузку // Научные технологии в космических исследованиях Земли. 2022. Т. 14. № 2. С. 10-18.
25. Варламов О.В., Дымкова С.С., Городилина М.В. Авторские профили в наукометрических базах данных. Учебно-методическое пособие. М.: Медиа Паблишер, 2020.
26. Varlamov O., Nguyen D.C., Grebennikov A. Broadband and efficient envelope amplifier for envelope elimination and restoration/envelope tracking higher-efficiency power amplifiers // Sensors. 2022. Т. 22. № 23. С. 9173.

ENERGY EFFICIENCY INCREASING OF RADIO TRANSMITTERS

Sergey E. Grychkin, Moscow Technical University of Communication and Informatics, Moscow, Russia, sg@radiotest-mtuci.ru

Abstract

At present, increasing the energy efficiency of radio electronic equipment is one of the most important tasks in the development and modernization of equipment for all radio services, and in some areas of application of radio electronic equipment, energy efficiency is critical. The main problems that occur in the development and operation of radio transmitting equipment are considered, and solutions are listed that can increase the efficiency of transmitters. Since the increase in energy efficiency is especially important for high-power power amplifiers of the final stages of transmitters, in this paper we analyze the radio transmitters switching operating modes, suitable for building modulators of the final stages of radio transmitters of digital broadcasting systems. The operating modes of switching power amplifiers and methods for achieving high energy efficiency of power amplifiers are discussed, their advantages and disadvantages are shown. The comparative analysis of circuits and classes of various types switching power amplifiers showed that each of them has a number of disadvantages that do not allow choosing the universal optimal version of such amplifier, so that the use of specific power amplifiers depends of the transmitter required characteristics. Another way is to use synthetic and combined methods for constructing high-performance power amplifiers to increase of the transmitters final stages resulting efficiency.

Keywords: energy efficiency, electronic equipment, efficiency, power amplifier, digital broadcasting.

References

- Grychkin S.E., Stroganova E.P. (2020) Basic requirements for energy efficiency of infocommunication and electrical equipment. *Technologies of the Information Society. Proceedings of the XIV International Industry Scientific and Technical Conference*. P. 29-30.
- Improving the Efficiency of Powerful Radio Transmitting Devices / Ed. A. D. Artym. M.: Radio and communication. 1987. 176 p.
- Varlamov O.V., Varlamov V.O., Dolgopyatova A.V. (2019) DRM broadcasting international network to create an information field in the Arctic region. *T-Comm*, vol. 13, no.9. P. 9-16.
- Varlamov O.V., Gromorushkin V.N. (2020) High Efficiency Power Amplifier for IoT Applications: RF Path. *2020 Systems of Signals Generating and Processing in the Field of on Board Communications*. Moscow. P. 1-4, 9078651.
- Dymkova S.S. (2020) Cloud IOT platforms and applications for optimizing transport management. *REDS: Telecommunication devices and systems*. Vol. 10. No. 4. P. 39-50.
- Varlamov O.V. (2018) Organization of single frequency DRM digital radio broadcasting networks. Features and results of practical tests. *T-Comm*. Vol. 12, no.11. P. 4-20.
- Varlamov O.V., Abi Assali Bychkova A. (2020) Development of DRM synchronous digital broadcasting network for Venezuela. *REDS: Telecommunication devices and systems*. Vol. 10. No. 2. P. 23-27.
- Varlamov O.V. (2020) Experimental study of a synchronous DVB-T2 network in the Yaroslavl region. Problems with some manufacturers' receivers. *2020 International Conference on Engineering Management of Communication and Technology, EMCTECH 2020 - Proceedings*. P. 9261562.
- Malkovich O.B. Grychkin S.E., Stroganova E.P. (2022) Investigation of Portable Communication Devices with Electrochemical Power Sources Application Features. *2022 Systems of Signals Generating and Processing in the Field of on Board Communications*. Moscow. P. 1-4, 9744368.
- Varlamov O.V., Gromorushkin V.N. (2020) Class D Switching Power Amplifier with a Filter under Load Mismatch Conditions. *Wave Electronics and its Application in Information and Telecommunication Systems (WECONF)*, Saint-Petersburg, Russia. P. 1-6, 9131508.
- Varlamov O.V. Chugunov I.V. (2017) Modeling of efficiency UHF class-D power amplifier with bandpass sigma-delta modulation. *Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications (SINKHROINFO)*, Kazan. P. 1-3. 7997508.
- Kahn L.R. (1952) Single-Sideband Transmission by Envelope Elimination and Restoration. *Proceedings of the IRE*. Vol. 40. No. 7. P. 803-806.
- Raab F.H. (1987) Efficiency of Doherty RF Power-Amplifier Systems. *IEEE Trans. Broadcasting*. Vol. BC-33. No. 9. P. 77-83.
- Sheikhi A. (2018) Effect of Shunt Capacitances on Performance of Current-Mode Class-DE Power Amplifier at Any Active Time / A. Abdipour, A. Grebennikov, H. Hemesi. *IEEE Transactions on Power Electronics*. Vol. 33. No. 8. P. 7038-7045.
- Varlamov O.V., Nguyen D.C., Grychkin S.E. (2021) Combination of synthetic high-performance RF amplification techniques. *T-Comm*. Vol. 15. No.9. P. 11-16.
- Varlamov O.V., Nguyen D.C., Grychkin S.E. (2021) Simultaneous application of several synthetic methods for high efficiency radiofrequency amplification. *2021 Systems of Signals Generating and Processing in the Field of on Board Communications, Conference Proceedings*. P. 9416126.
- Koryakin-Chernyak S. L., Partala O. N., Shustov M. A. (2014) Electrotechnical reference book. Practical application of modern technologies. Moscow: Science and Technology, 2014, 592 p.
- <https://www.ampleon.com/support/rf-power-lifetime-calculator.html> (RF Power Lifetime Calculator).
- Varlamov O.V. (2022) Suppression of conversion by-products in a multi-phase PWM modulator with channel asymmetry. *Proceedings of the Scientific Research Institute of Radio*. No. 2. P. 49-57.
- Varlamov O.V. (2021) Multiphase PWM characteristics in the EER transmitter envelope path. *2021 International Conference on Engineering Management of Communication and Technology, EMCTECH 2021 - Proceedings*. P. 9619166.
- Gromorushkin V.N., Varlamov O.V. (2021) Experimental studies of the envelope elimination and restoration HF power amplifier characteristics with broadband unmatched load. *2021 Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications, SYNCHROINFO 2021 - Conference Proceedings*. P. 9488387.
- Varlamov O.V. (2022) Theoretical approach to calculating reverse intermodulation distortion in voltage mode class D RF power amplifiers. *2022 Systems of Signals Generating and Processing in the Field of on Board Communications, SOSG 2022 - Conference Proceedings*.
- Varlamov O.V. (2022) Intermodulation distortion in voltage mode class D switching amplifiers with resistive load. *T-Comm*. Vol. 16. No.10. P. 4-11.
- Nguyen D.C., Varlamov O.V. (2022) Simulation model for studying the operation of switching mode envelope elimination and restoration RF power amplifiers for a narrow-band load. *H&ES Reserch*. Vol. 14. No 2. P. 10-18. doi: 10.36724/2409-5419-2022-14-2-10-18.
- Varlamov O. V., Dymkova S. S., Gorodilina M. V. (2020) Author's profiles in scientometric databases, Moscow, 2020.
- Varlamov O., Nguyen D.C., Grebennikov A. (2022) Broadband and efficient envelope amplifier for envelope elimination and restoration/envelope tracking higher-efficiency power amplifiers. *Sensors*. Vol. 22. No. 23. P. 9173.

Information about author:

Sergey E. Grychkin, Senior Lecturer of Moscow Technical University of Communication and Informatics, Moscow, Russia

АНАЛИЗ МОДЕЛЕЙ УПРАВЛЕНИЯ СЕТЕВЫМИ РЕСУРСАМИ В СЕТЯХ 5G

DOI: 10.36724/2072-8735-2023-17-5-32-41

Елагин Василий Сергеевич,

Санкт-Петербургский государственный университет
телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича,
г. Санкт-Петербург, Россия, elagin.vas@gmail.com

Васин Антон Сергеевич,

Санкт-Петербургский государственный университет
телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича,
г. Санкт-Петербург, Россия, antoshca-vasin@yandex.ru

Manuscript received 17 April 2023;

Accepted 11 May 2023

Ключевые слова: NFV, SDN, сети пятого поколения, 5G, сетевая сегментация, виртуальное сетевое встраивание, сеть-субстрат, глубокое обучение, масштабирование ресурсов, MANO, VNFM, NFVO, LSTM

В данной статье проводится анализ существующих моделей виртуального сетевого встраивания (VNE) и динамического масштабирования ресурсов виртуальных сетевых функций для сетевых сегментов (Network Slices). Данные модели обеспечивают предоставление услуг с требуемыми параметрами качества обслуживания (QoS) при эффективном использовании сетевых ресурсов. Динамические модели виртуального сетевого встраивания позволяют эффективно размещать виртуальные сети (VN) в сети-субстрате (SN) и реконфигурировать их по требованию. Для более гибкого динамического масштабирования дополнительно используются модели Holt-Winters, Bi-LSTM и т.д., использующие алгоритмы предсказания будущей утилизации сетевых ресурсов с целью уменьшения времени инициализации компонент виртуальных сетевых функций (VNF), задействованных для обслуживания определенных сетевых слоев. Проведено сравнение моделей динамического масштабирования и даны выводы о возможности их использования. В заключении сделан вывод о возможности использования данных моделей и необходимых доработках для более гибкого применения в сетях 5G.

Информация об авторах:

Елагин Василий Сергеевич, к.т.н., доцент, кафедра Инфокоммуникационных систем Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, г. Санкт-Петербург, Россия

Васин Антон Сергеевич, аспирант, кафедра Инфокоммуникационных систем Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, г. Санкт-Петербург, Россия

Для цитирования:

Елагин В.С., Васин А.С. Анализ моделей управления сетевыми ресурсами в сетях 5G // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2023. Том 17. №5. С. 32-41.

For citation:

Elagin V.S., Vasin A.S. (2023) Analysis of network resource scaling models in 5G network. T-Comm, vol. 17, no.5, pp. 32-41. (in Russian)

Введение

5-е поколение мобильных сетей является новым поколением сетей мобильной связи, которое имеет возможность для предоставления множества новых сервисов. Традиционные сети мобильной связи в основном используются только для предоставления услуг мобильной широкополосной связи и не могут быть адаптированы для различных вариантов использования 5G в будущем.

Строительство выделенных сетей для каждого из сценариев использования приведет к увеличению проблем, связанных с эксплуатацией сети, сложностью масштабирования и высоким затратам при развертывании и обслуживании. Поэтому одной из ключевых технологий, наряду с SDN и NFV, является технология сетевой сегментации – Network Slicing. Согласно определению, данным 3GPP, сетевой сегмент представляет логическую сеть, обеспечивающую определенные сетевые возможности и сетевые характеристики [1].

Таким образом возможно развернуть несколько независимых логических сетей, использующих ресурсы одной общей физической инфраструктуры. Каждый сетевой сегмент представляет собой логически независимую сквозную (E2E) сеть, которая состоит из набора сетевых функций (Network Functions) и соответствующих ресурсов для предоставления E2E услуг по запросу для конкретных сервисов [2]. Любая виртуальная сетевая функция (VNF) развертывается на виртуальных машинах (VM) или виртуальных контейнерах (например, Docker) с целью снижения затрат и энергопотребления.

Любой сервис представляет определенный набор сетевых функций, называемый цепочкой сервисных функций (Service Function Chain). Каждая сервисная функция в SFC может быть представлена только некоторыми сетевыми узлами. Чтобы добиться сетевой сегментации, необходимо иметь возможность выбора функциональных сетевых узлов в соответствии с SFC и определить стратегию маршрутизации трафика функциональных узлов в необходимом порядке [3].

Хотя технология сетевой сегментации может обеспечить большую эффективность использования инфраструктуры оператора, она сталкивается со значительными проблемами при выборе требуемых сетевых функций, управлении ресурсами и масштабировании [4]. Операторы должны гарантировать, что требования к уровню обслуживания (SLA), задержке, полосе пропускания и ресурсам выполняются для каждого сетевого сегмента, несмотря на изменчивое поведение конечных пользователей в каждом сегменте. Поэтому должна быть возможность масштабирования сетевых сегментов в соответствии с потребностями пользователей, т.е. увеличения или уменьшения количества задействованных виртуальных ресурсов для каждой виртуальной сетевой функции при изменении количества запросов услуг пользователями.

Исходя из всех этих требований определяются две основные проблемы, которые необходимо решить. Первая проблема заключается в правильном выборе физических узлов для размещения на них требуемого количества виртуальных сетевых функций с учетом всех требований сервиса и обозначается как виртуальное сетевое встраивание (Virtual Network Embedding (VNE)) [5]. Вторая проблема заключается в обеспечении динамического управления ресурсами виртуальных

сетевых функций в зависимости от загруженности компонентов этих функций. Таким образом, в данной статье будут проанализированы существующие методы и модели, которые помогают решить данные проблемы, и даны возможные дополнения и рекомендации для этих моделей.

Формулирование задачи виртуального сетевого встраивания (VNE)

В концепции виртуализации основным компонентом является виртуальная сеть (VN). Виртуальная сеть представляет собой набор виртуальных сетевых узлов и виртуальных сетевых соединений поверх базовой физической сети, которая определяется как сеть-субстрат (Substrate Network) [5]. Виртуальные узлы связаны между собой виртуальными соединениями, образуя виртуальную топологию. Путем виртуализации вычислительных и сетевых ресурсов сети-субстрата можно создавать и размещать совместно несколько виртуальных сетей с различными характеристиками на одном и том же физическом оборудовании.

Проблема встраивания виртуальных сетей в сеть-субстрат является основной проблемой распределения ресурсов при сетевой виртуализации [6]. Благодаря динамическому встраиванию виртуальных ресурсов на физическое оборудование можно достигнуть многих преимуществ при организации будущих сетей с целью предоставления услуг конечным пользователям с гарантированным QoS.

На рисунке 1 показано, как при сетевой виртуализации используются встроенные алгоритмы сетевого встраивания для оптимального распределения виртуальных ресурсов на физической инфраструктуре. Оператор сетевых ресурсов использует алгоритмы встраивания для определения количества виртуальных ресурсов, которые необходимо запросить у поставщика сетевых ресурсов, который в свою очередь использует ресурсы сети-субстрата [5].

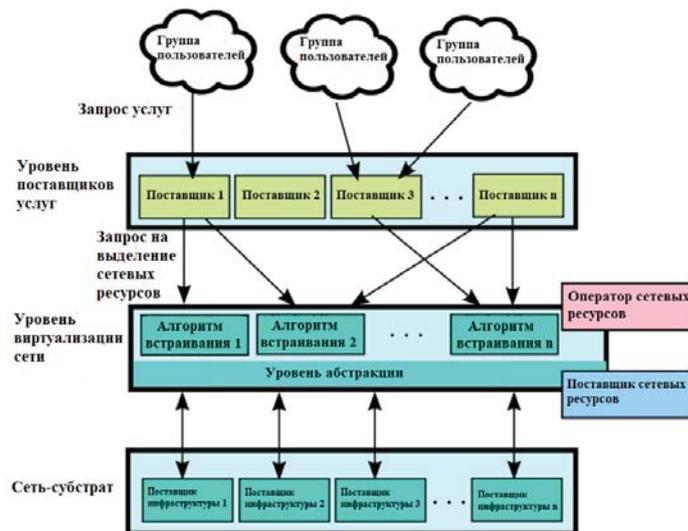


Рис. 1. Модель встраивания виртуальных сетевых функций в сеть-субстрат

Виртуальное сетевое встраивание связано с распределением виртуальных ресурсов как в вычислительных узлах, так и в сетевых соединениях.

Поэтому задачу виртуального сетевого встраивания можно декомпозировать на две подзадачи. Первая подзадача заключается в сопоставлении виртуальных узлов (Virtual Node Mapping (VNoM)), т.е. размещении виртуальных узлов на физических узлах сети-субстрата. Вторая подзадача заключается в сопоставлении виртуальных соединений (Virtual Link Mapping (VLiM)), т.е. сопоставлении виртуальных каналов, соединяющих виртуальные узлы, с физическими каналами, соединяющими узлы сети-субстрата.

Для решения этих задач в [5], [7] определены следующие подходы к разработке моделей и алгоритмов: топология виртуальной сети может быть произвольной, при распределении ресурсов для виртуальных сетей необходимо учитывать балансировку нагрузки как для физических каналов, так и для физических узлов. Запрос на выделение ресурсов определяется в виде графа, а не простого соединения между двумя точками в сети (конечные точки для соединений заранее неизвестны).

Эти задачи являются NP-трудными [8], поэтому получаемые в результате методы распределения и выделения ресурсов громоздки и неточны для сетей с большим количеством сетевых узлов. Таким образом, при решении данных задач используются различные алгоритмы машинного обучения (Machine Learning), федеративного обучения (Federated Learning), обучения с подкреплением (Reinforcement learning), глубокого обучения с подкреплением (Deep Reinforcement learning) и Q-обучения.

Решая проблему выделения ресурсов при виртуальном сетевом встраивании необходимо определить структуру математической модели, необходимые параметры модели, на основе которых происходит встраивание виртуальных сетей в сеть-субстрат, и найти точку соприкосновения VNoM и VLiM. Также необходимо классифицировать уже существующие модели виртуального сетевого встраивания и определить характеристики, на основе которых производится данная классификация.

Классификация моделей и определение параметров виртуального сетевого встраивания

Как было отмечено в предыдущем разделе, необходимо определить параметры, на основе которых осуществляется выбор физических узлов и соединений для размещения виртуальных узлов и соединений соответственно. В некоторых ранних трудах, описанных в [5], [7], [9], [10-13], модели виртуального сетевого встраивания состоят из различных параметров, в зависимости от используемого математического аппарата. Но основное сходство этих моделей заключается в том, что ресурсы сети-субстрата определяются набором узлов и соединений (N, L) , а запрашиваемые ресурсы виртуальной сети определяются на основе набора виртуальных узлов и соединений (N^i, L^i) , где $i = 1, \dots, n$ обозначает количество запросов на выделение ресурсов для виртуальной сети.

Кроме того, каждый узел и соединение сети-субстрата имеет определенную емкость N_{cap} и L_{cap} , а любой виртуальный узел или соединение предъявляет требования к необходимой емкости для размещения N^i_{req} и L^i_{req} . В результате, для всех моделей, использующих различные алгоритмы, можно определить обобщенные функции для VNoM и VLiM: $fi : Ni$

$\rightarrow N, gi : Li \rightarrow L$, где $\sum Nreq \leq Ncap$ и $\sum Lreq \leq Lcap$. В зависимости от варианта использования виртуальная сеть определяется в виде шаблона встраивания в сеть-субстрат (Virtual Network Template), на основе которого формируется запрос на выделение ресурсов (Virtual Network Request) [5]. Графически пример виртуального сетевого встраивания показан на рисунке 2. Две виртуальные сети, содержащие по три виртуальных узла встроены в одну сеть-субстрат с четырьмя узлами. Видно, что узлы сети-субстрата могут содержать несколько виртуальных узлов. Аналогично, сетевые соединения сети-субстрата могут предоставлять ресурсы для более чем одного виртуального соединения.

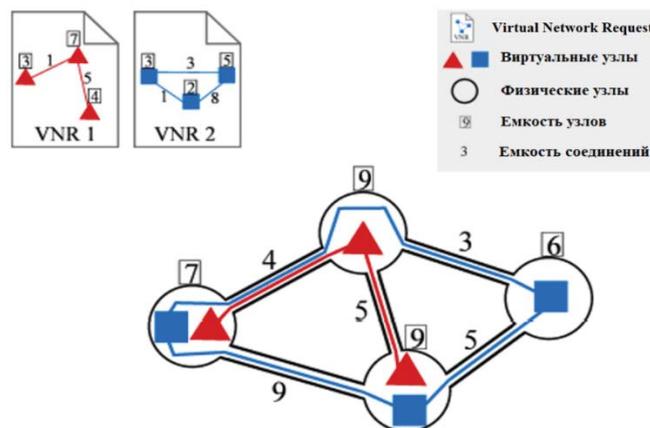


Рис. 2. Виртуальное сетевое встраивание

Все математические модели, на основе которых осуществляется виртуальное сетевое встраивание, сводятся к выбору оптимальных ресурсов сети-субстрата для виртуальных сетей. В зависимости от поведения пользователей и сценария использования может возникнуть необходимость в перераспределении, изменении и высвобождении ресурсов виртуальной сети. Более того, некоторые сервисы требуют резервирования ресурсов для обеспечения высокой отказоустойчивости. Также не нужно забывать о необходимости минимизации использования ресурсов сети-субстрата и при этом гарантировать предоставление услуг с требуемым QoS. Поэтому из-за этих ограничений определяется несколько категорий алгоритмов виртуального сетевого встраивания.

В [5] предложено выделять 6 типов моделей виртуального сетевого встраивания: статическую, динамическую, централизованную, распределенную, с резервированием и без резервирования. Статическая или динамическая модель виртуального сетевого встраивания определяется на основе возможности реконфигурации уже размещенных виртуальных сетей при поступлении новых запросов на встраивание с целью повышения производительности сети-субстрата.

Статическое виртуальное сетевое встраивание не предусматривает возможности перераспределения ресурсов. Поэтому для данного варианта необходимо чтобы все запросы на встраивание были известны заранее, что не всегда соответствует потребностям пользователей. При динамическом варианте встраивания не требуется определять все запросы на встраивание заранее, что позволяет оптимизировать использование ресурсов сети субстрата при добавлении или удалении виртуальной сети.

Примеры динамического виртуального сетевого встраивания описаны в [14-16]. Также хотелось бы выделить модель глубокого обучения с подкреплением [12], где агент глубокого распределения (Deep Allocation Agent (DAA)) использует комбинации глубокой нейронной сети и алгоритма распределения ресурсов для максимизации количества сетевых сегментов, которые должны быть успешно встроены в сеть-субстрат. Для этой цели в первую очередь встраивают сегмент с самыми максимальными требованиями к сети-субстрату (рис. 3).

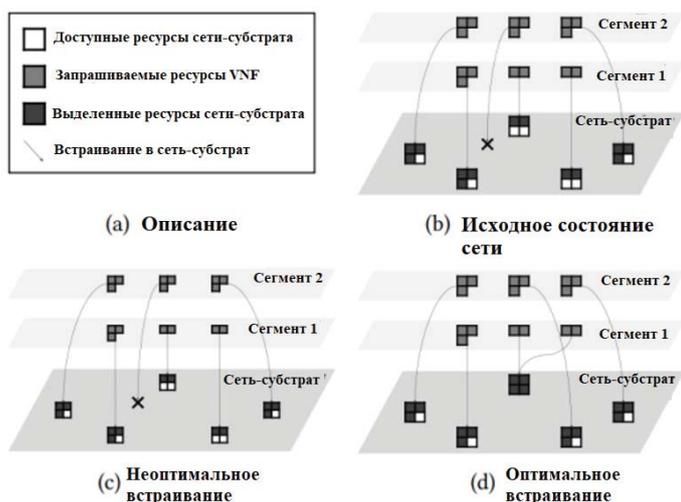


Рис. 3. Оптимальное встраивание сегментов в сеть-субстрат

Централизованное или распределенное сетевое встраивание определяется на основе количества узлов, отвечающих за встраивание. При централизованном подходе только один узел отвечает за встраивание. В этом случае вся информация о сети обрабатывается одним узлом, что положительно сказывается на встраивании во все элементы сети-субстрата. Но в этом случае централизованный узел является единственной точкой отказа, что приводит к полной остановке встраивания в случае выхода узла из строя. При распределенном подходе используется несколько узлов, отвечающих за встраивание. В этом случае обеспечивается высокая отказоустойчивость, но при этом необходимо обеспечить высокую синхронизацию между узлами для оптимального встраивания виртуальных сетей в сеть-субстрат.

Наличие резервирования при сетевом встраивании определяет потребность во встраивании дополнительных виртуальных узлов в сеть-субстрат с целью обеспечения высокой доступности сервисов при выходе из строя какого-либо узла сети-субстрата.

Данные типы сетевого встраивания являются взаимно независимыми. Поэтому любой выбранный алгоритм виртуального сетевого встраивания может быть статическим, централизованным и без резервирования одновременно. На основе этого определяются классы алгоритмов и описываются следующим синтаксисом: S|D, C|D, C|R [17]. Первый символ обозначает, является ли алгоритм статическим или динамическим (Static или Dynamic), второй символ обозначает, является ли алгоритм централизованным или распределенным (Centralized или Distributed) третий символ определяет наличие резервирования (Concise или Redundant).

Для использования в сетях 5G наиболее подходят динамические модели виртуального сетевого встраивания. Одна из первых моделей виртуального сетевого встраивания с возможностью динамической реконфигурации сетевых ресурсов описана в [18]. Уже тогда авторы определили ряд проблем, с которыми необходимо бороться. В первую очередь это частая реконфигурация сетевых ресурсов. В этом случае увеличатся требования к производительности узла, отвечающего за реконфигурацию ресурсов, пропорционально частоте реконфигурации. Во-вторых, при таком подходе увеличивается вероятность отказа в предоставлении сервиса из-за частой реконфигурации ресурсов. Для решения этих проблем предлагается масштабировать только те виртуальные сегменты, для которых требуется перераспределение ресурсов в данный момент времени, а не для всех сегментов. Основным ограничением данной модели является то, что она основана только на анализе топологии виртуальной сети.

Каждый алгоритм содержит определенные параметры, на основе которых происходит встраивание. Этими параметрами могут быть емкость узла сети-субстрата, выраженная в CPU, расположение узлов, полоса пропускания соединений сети-субстрата, задержка и т.д. Поэтому для упрощения сравнения наиболее известных алгоритмов их основные характеристики были вынесены в табл. 1:

Таблица 1

Модели виртуального сетевого встраивания

Модель	Алгоритм	Сущность	Параметры	Преимущество алгоритма
D/C/C	Cai et al. (2010) [19]	Сеть-субстрат Виртуальная сеть	Топология CPU Задержка	Масштабирование на основе изменений сети-субстрата
	Zhu and Ammar (2006) [18]	Сеть-субстрат Виртуальная сеть	Топология	Уменьшение количества операций масштабирования
	Fan and Ammar (2006) [20]	Сеть-субстрат	Топология	Уменьшение количества операций масштабирования
	Fajjari et al. (2011) [14]	Сеть-субстрат Виртуальная сеть	Топология CPU Пропускная способность Объем памяти	Миграция виртуальных узлов из зоны «узкого горла» сети
	Bienkowski et al. (2010) [21]	Пользователи Поставщик инфраструктуры Поставщик услуг	Задержка Пропускная способность	Миграция виртуальных узлов при изменении местоположения пользователей
	Shun-li and Xue-song (2011) [22]	Сеть-субстрат Виртуальная сеть	Топология CPU Пропускная способность	Перераспределение ресурсов виртуальных ресурсов при неоптимальном встраивании

	Sun et al. (2012) [23]	Сеть-субстрат Виртуальная сеть	Топология CPU Пропускная способность	Определение проблем виртуального сетевого встраивания
	Sajjad Ghola-mipour et al. [24]	Сеть-субстрат Виртуальная сеть	Топология CPU Пропускная способность Задержка Объем памяти Утилизация пула IP	Снижение вероятности отказа в предоставлении ресурсов сети-субстрата, снижение энергопотребления
	DAA [12]	Сеть-субстрат Виртуальная сеть	Топология CPU Пропускная способность	Максимизация количества встраиваемых виртуальных ресурсов в сети-субстрат
D/D/C	Marquezan et al. (2010) [25]	VNFM	Время прерывания сервиса Объем памяти	Первый распределенный алгоритм виртуального сетевого встраивания
D/C/R	Yu et al. (2010) [26]	Физическая сеть Виртуальная сеть	Топология	Виртуальное сетевое встраивание на основе параметров сетевых соединений сети-субстрата
	Butt et al. (2010) [27]	Сеть-субстрат Виртуальная сеть	CPU Пропускная способность	Перераспределение ресурсов при увеличении вероятности отказа в предоставлении сервиса
	Schaffrath et al. (2010) [28]	Сеть-субстрат Виртуальная сеть	Топология CPU Пропускная способность	Динамическое перераспределение виртуальных ресурсов
	Chen et al. (2011) [29]	Сеть-субстрат Виртуальная сеть	Топология CPU Пропускная способность	Периодическое перераспределение ресурсов высоконагруженных элементов сети-субстрата
D/D/R	Houidi et al. (2010) [30]	Поставщик инфраструктуры Поставщик виртуализированной инфраструктуры	Приоритет узла Приоритет соединения	Высокая отказоустойчивость при выходе из строя узлов или соединений сети-субстрата

Почти все динамические модели сетевого встраивания, описанные выше, являются реактивными. Реактивные модели приводит к непредсказуемым и часто значительным задержкам при управлении ресурсами сетевых сегментов, поскольку необходимо иметь возможность быстрого динамического масштабирования виртуализированных ресурсов.

Формулирование задачи динамического масштабирования сетевых сегментов

Основной вопрос при развертывании сетевых сегментов заключается в снижении затрат операторов связи на эксплуатацию инфраструктуры, обеспечивая при этом предоставление услуг с требуемым QoS. Как было отмечено ранее, большинство исследований были сосредоточены на статической модели развертывания сетевых сегментов. Однако, процесс запроса сетевых сегментов и выделения для них ресурсов является динамическим, распределение пользователей по сегментам неравномерно, а статическое сетевое сегментирование приводит к напрасной трате ресурсов [31].

Во-вторых, определение сетевых узлов для сетевых сегментов влияет на маршрутизацию пользовательского трафика, что также сказывается на задержках, возникающих при обработке трафика элементами сети. Поэтому необходимо определить модель динамического развертывания сетевых сегментов и архитектуру управления и оркестровки сетевых сегментов. В дополнение к этому необходимо найти подходящий алгоритм для адаптивного масштабирования сетевых сегментов на основе анализа текущей утилизации элементов виртуальной сети.

Сети 5G используют принципы виртуализации сетевых функций (NFV) и программно-определяемых сетей (SDN) для достижения гибкости в управлении сетевыми ресурсами [32]. Поэтому структуру сети 5G на основе данных концепций можно представить в следующем виде (рис. 4). За управление ресурсами виртуализированной инфраструктуры отвечает модуль менеджмента и оркестрации (Management and Orchestration). В свою очередь MANO включает оркестратор NFV (NFVO), отвечающий за управление и мониторинг за виртуальными ресурсами, и блок управления VNF (VNFM), который отвечает за жизненный цикл VNF.

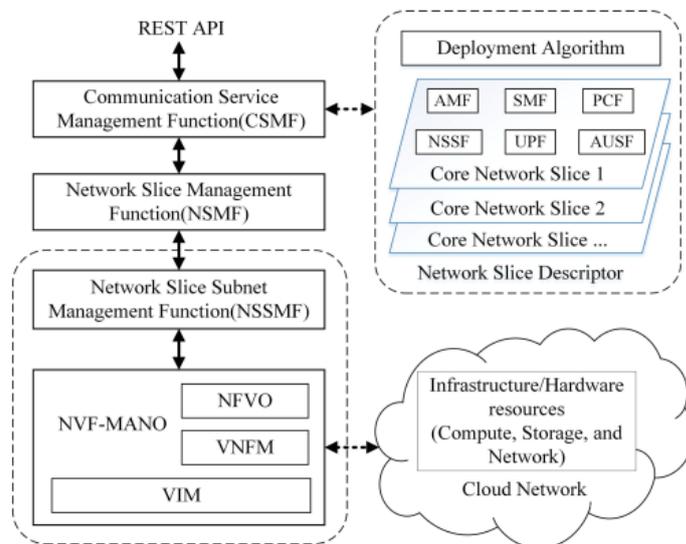


Рис. 4. Структура сети 5G на основе NFV

С технической точки зрения решения, реализующие NFV на различных сетевых уровнях, хорошо зарекомендовали себя. Примерами являются современные архитектуры платформ MANO, такие как ETSI NFV [33], OSM [34] или Cisco Elastic Services Controller 5.3 ETSI NFV MANO [35], которые

поддерживают динамическую реконфигурацию ресурсов VNF. Использование искусственного интеллекта и машинного обучения при эксплуатации мобильных сети находится на ранней стадии. В настоящее время выделение ресурсов для VNF представляет собой реактивный процесс т.е. основанный на установлении предопределенного гистерезисного порога [36]. Однако масштабирование ресурсов занимает некоторое время, так как время развертывания виртуальной машины (VM) может колебаться от нескольких секунд до нескольких минут, а современным программным решениям, таким как Kubernetes, требуется несколько секунд для инициализации новых модулей (PODs).

Эти неизбежные временные задержки влияют на качество услуг, предоставляемых сетевыми сегментами, использующих устаревший реактивный подход к управлению ресурсами. Поэтому возникает потребность в упреждающих, автоматизированных решениях, которые обеспечивают экономичное использование ресурсов сетевой инфраструктуры за счет прогнозирования будущих потребностей в сетевых ресурсах и их своевременного перераспределения именно там и тогда, где и когда они потребуются.

Модели динамического масштабирования сетевых сегментов

Модели динамического масштабирования можно разделить на две группы: основанные на пороговых значениях и основанные на прогнозируемом значении будущей утилизации сетевых ресурсов (анализ временных рядов, использование машинного обучения и т.д.). Пороговые модели используют предопределенные верхний и нижний пороги для масштабирования. Предопределенные верхний порог и нижний порог используются для любого параметра, характеризующего производительность.

Если показатель производительности выше верхнего порога за определенный период, будет осуществлено масштабирование в сторону увеличения количества требуемых ресурсов. И наоборот, масштабирование в сторону уменьшения количества задействованных ресурсов в обратной ситуации. Модели на основе предопределенного порога просты и удобны в реализации. Однако все эти модели являются реактивным, что может привести к нарушениям в SLA. Кроме того, пороги трудно выбрать, и, возможно, их придется часто менять.

Поэтому были предложены улучшенные модели с использованием динамического определения порогового значения [37-38]. В [38] представляют новый метод реализации динамического определения порога при изучении динамической консолидации параметров VM. Динамически изменяемые пороги получаются на основе оценки распределения и статистики использования CPU для физических хостов.

В других исследованиях, основанных на прогнозировании, использовались метод авторегрессии (AR) [39], метод скользящего среднего (MA) [40] и авторегрессионного скользящего среднего (ARMA) [41]. Данные методы обеспечивают ресурсоэффективный подход к автоматическому масштабированию на основе использования обучения с подкреплением. Обучение с подкреплением выполняется без каких-либо знаний о предшествующей модели трафика или информации о предыдущем масштабировании.

Прогнозирование использования ресурсов VM в центрах обработки данных является одной из основных областей исследований. Эти исследования фокусируются на прогнозировании временных рядов утилизации CPU VM виртуальных сетевых функций. Примером данных исследований являются модели авторегрессионного интегрированного скользящего среднего (ARIMA) [42], Хольт-Винтерса [43], различные типы и разновидности долгой краткосрочной памяти (LSTM)[44]: CNN-LSTM [45], XLSTM [46], multi-LSTM [47] и Bi-LSTM [48].

Все эти модели основаны на прогнозировании временных рядов (time series forecasting). Временной ряд относится к последовательности наблюдений, в который записываются параметры конкретных действий в течение определенного периода времени [49]. Так как наблюдения являются временными выборками, то они коррелируют между собой. Прогнозирование деятельности или наблюдения обычно включает в себя сопоставление исторических временных рядов и поиск в них закономерностей. Определение трендов и сезонных закономерностей данных временных рядов может быть определено на графике временных рядов и составляет первый шаг в любой задаче прогнозирования временных рядов.

Как правило, преобразование временного ряда в сглаженную версию и последующее его построение позволяет выявить неизвестные ранее закономерности. Одним из таких широко используемых методов сглаживания является метод скользящего среднего. Метод скользящего среднего используется для измерения сезонных вариаций во временном ряду путем вычисления среднего арифметического значений для временных интервалов во временном ряду и снижения любой волатильности данных.

Для определения случайности данных, вводится понятие стационарности. Временной ряд называется строго стационарным, если распределение вероятностей набора значений в этом временном ряду остается неизменным даже при смещении набора во времени. Многие из реальных временных рядов данных являются нестационарными по своей природе и, следовательно, требуют корректировки данных, чтобы сделать их стационарными путем удаления трендов, которые по своей природе увеличиваются или уменьшаются. Одним из таких широко используемых методов является дифференцирование временных рядов первого порядка. Операция дифференцирования выполняется путем вычитания предыдущих значений из текущих значений. Также дифференцирование может применяться последовательно для дальнейшего полного удаления трендов за счет потери все большего количества информации. В данном случае АКФ временного ряда — это степень корреляции текущих значений с прошлыми значениями.

Белый шум представляет временной ряд, в котором каждое наблюдение случайным образом берется из совокупности наблюдений с дисперсией и средним значением, равным нулю. Как правило, временные ряды должны следовать такому шаблону для более лучшего прогнозирования, и любое отклонение в этом случае критично. Модели авторегрессии (AR) и скользящего среднего (MA) помогают исправить эти отклонения. Модели ARIMA используются в качестве фильтра, который разделяет сигнал и шум, после чего сигнал используется для предсказания будущих значений.

Прогнозирование с использованием ARIMA осуществляется с помощью линейного уравнения, где предикторы представляют собой лаги зависимых переменных или ошибок прогнозирования. Модель ARIMA определяется параметрами ARIMA (p, d, q), где: p – общее количество членов авторегрессии, т. е. условий авторегрессии, d – общая разность, необходимая для стационарности, а q – общие ошибки прогнозирования с запаздыванием. В [42] на основе модели ARIMA определяется прогнозирование загрузки системы и оценивается точность предсказания на основе реальных запросов к VM.

В [43] описывается алгоритм прогнозирования Холт-Винтерса (HW) для предсказания параметров трафиковой модели сетевых сегментов. В основном этот метод предназначен для предотвращения частого изменения сетевой топологии. Также исследуется динамическое развертывание сетевых сегментов, определяется архитектура управления и оркестровки ими. Этот алгоритм сводит к минимуму ошибки прогнозирования что позволяет снизить задержку создания VNF для сетевых сегментов. Немаловажной является и описанная стратегия адаптивного масштабирования VNF для определения требуемого количества задействованных ресурсов.

Другим немаловажным алгоритмом прогнозирования является LSTM и его разновидности, описанные в [44-48]. Сети LSTM – это класс рекуррентных нейронных сетей (RNN), которые используются для интерпретации и изучения долгосрочных зависимостей [50]. Особенностью алгоритма LSTM является способность сохранять информацию в течение длительного периода времени. LSTM состоит из трех уровней: слой фильтра забывания, слой входного фильтра и слой выходного фильтра (рис. 5) [51].

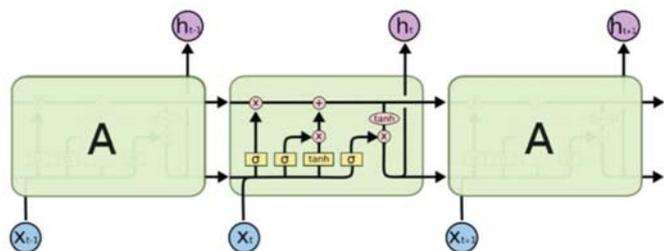


Рис. 5. Модель LSTM алгоритма

Слой фильтра забывания определяет, какая часть предыдущих данных будет забыта и какая часть предыдущих данных будет использоваться на следующем этапе. Значение этого вентиля находится в диапазоне 0-1. «0» определяет забывание предыдущих данных, «1» определяет использование предыдущих данных.

Слой входного фильтра включает слой tanh и отвечает за получение новых данных. Ненужная часть входных данных отфильтровывается сигмовидной функцией, затем с помощью функции tanh определяются новые возможные данные. Умножение результата на выходе сигмовидной функции и результата на выходе функции tanh определяет обновление и получение нового состояния ячейки.

Слой выходного фильтра определяет состояние ячейки с помощью функции tanh. Входные данные фильтруются сигмовидной функцией. Умножение результата фильтрации сигмовидной функцией и результата на выходе функции tanh определяет выходные данные.

Более усовершенствованным алгоритмом прогнозирования является двунаправленная LSTM (Bi-LSTM) (рис. 6) [52]. Алгоритм Bi-LSTM представляет процесс, при котором любая нейронная сеть получает информацию о последовательности в обоих направлениях: в прямом (из прошлого в будущее) и обратном (из будущего в прошлое). В этом случае происходит обработка входной последовательности в обоих направлениях, по сравнению с обычной LSTM.

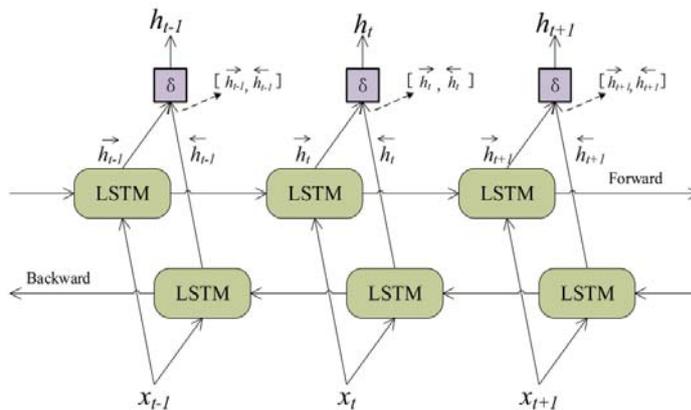


Рис. 6. Модель Bi-LSTM алгоритма

В [48] рассматривается новый, эффективный механизм упреждающего прогнозирования требуемых ресурсов с использованием кодера-декодера на основе Bi-LSTM. Модель на основе двунаправленной LSTM (Bi-LSTM) с механизмом внимания, предназначена для многомерного прогнозирования временных рядов. Она может достигать высокой точности как при краткосрочном, так и при долгосрочном прогнозировании, благодаря чему система отслеживает утилизацию ресурсов VNF, прогнозирует утилизацию ресурсов в будущем и автоматически добавляет или удаляет компоненты VNF для каждого сетевого сегмента.

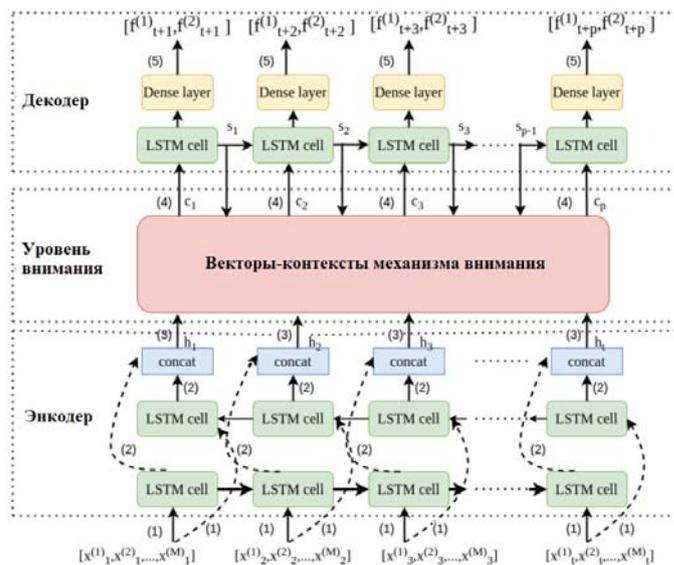


Рис. 7. Архитектура Bi-LSTM с механизмом внимания

Архитектура алгоритма Bi-LSTM с механизмом внимания представлена на рисунке 7 [38] и состоит из следующих компонент: Bi-LSTM в качестве компонента энкодера, LSTM в

качестве компонента декодера и механизма внимания. Bi-LSTM изучает скрытое представление последовательно входных данных (1) и извлекает признаки глубокой временной зависимости и корреляции из многомерного временного ряда (2, 3).

Затем последовательность на выходе кодера помещается во временной слой механизма внимания с выходными данными слоя декодера для построения векторов контекста внимания. Декодер LSTM обрабатывает векторы контекста внимания, чтобы определить будущую утилизацию ресурсов.

Для оценки алгоритмов используются следующие показатели: средняя квадратичная ошибка (MSE), корень из средней квадратичной ошибки (RMSE), средняя абсолютная ошибка (MAE) и коэффициент детерминации (R^2).

Средняя квадратичная ошибка определяет среднеквадратическую разницу между прогнозируемым и фактическим значениями:

$$MSE = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n ((x(i) - y(i))^2) \quad (1)$$

Корень из средней квадратичной ошибки определяет квадратный корень разницы между прогнозируемым и фактическим значениями:

$$RMSE = \sqrt{MSE} \quad (2)$$

Средняя абсолютная ошибка определяет среднее абсолютное различие между прогнозируемым и фактическим значениями:

$$MAE = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n |x(i) - y(i)| \quad (3)$$

Коэффициент детерминации определяет квадрат множественного коэффициента корреляции между фактическим и прогнозируемым значением:

$$R^2 = 1 - \frac{\sum_{i=1}^n ((x(i) - y(i))^2)}{\sum_{i=1}^n ((x(i) - \bar{y})^2)} \quad (4)$$

где $x(i)$ – фактическое значение, $y(i)$ – прогнозируемое значение, \bar{y} – среднее значение $x(i)$ в момент времени i .

Также в [38] проведено сравнение некоторых алгоритмов динамического масштабирования, описанных выше. Результаты оценки представлены в табл. 2.

Таблица 2

Сравнение параметров моделей динамического масштабирования

Модель	MSE	RMSE	MAE	R^2
Хольт-Уинтерс	12,50	3,53	3,21	0,87
CNN-LSTM	11,10	3,33	3,13	0,89
XLSTM	11,30	3,36	3,15	0,90
multi-LSTM	10,50	3,24	2,80	0,95
Bi-LSTM с механизмом внимания	9,30	3,05	1,82	0,97

Модель Bi-LSTM с механизмом внимания показывает некоторое превосходство, по сравнению с остальными моделями, что позволяет определять количество требуемых для VNF ресурсов с более высокой точностью.

Все описанные выше модели динамического масштабирования основаны на использовании различных параметров для

предсказания утилизации сетевых ресурсов в будущем. Основные характеристики моделей вынесены в таблице 3.

Таблица 3

Сравнение параметров моделей динамического масштабирования

Модель	Возможность предсказания утилизации ресурсов	Возможность предсказания параметров трафиковой модели	Возможность VNE
ARIMA	Нет	Да	Нет
Хольт-Уинтерс	Да	Да	Нет
CNN-LSTM	Да	Нет	Нет
XLSTM	Нет	Да	Нет
multi-LSTM	Да	Нет	Нет
Bi-LSTM с механизмом внимания	Да	Нет	Нет

На основе представленных характеристик можно сделать вывод, что при определении проблемы динамического масштабирования рассматривается только возможность перераспределения ресурсов на основе предсказания утилизации ресурсов VM. При этом возможность предсказания утилизации ресурсов на основе параметров трафиковой модели определяется только в некоторых моделях.

Это может быть связано с тем, что изначально модели динамического масштабирования виртуализированных ресурсов рассматривались только в разрезе эксплуатации ЦОД, где более важными параметрами являются утилизация CPU и памяти VM. В этом случае использование параметров трафиковой модели только усложняет работу данных алгоритмов. Но в разрезе эксплуатации сетей 5G и использования сетевого сегментирования необходимо также учитывать параметры трафиковой модели, размер буфера обслуживающих VM и маршрутизаторов, утилизацию IP-пулов и задержку в виртуальных сетевых соединениях для гарантирования требуемых параметров QoS в каждом из вариантов использования.

Заключение

В данной статье были рассмотрены подходы к решению проблем виртуального сетевого встраивания (VNE) и динамического масштабирования ресурсов VNF сетей 5G. Почти во всех исследованиях оба этих подхода рассматриваются отдельно, так как это две совершенно разные задачи, которые решаются с помощью различных по функциональности алгоритмов. Большинство моделей динамического масштабирования ресурсов основаны только на использовании параметров утилизации виртуализированной инфраструктуры. Исключением является [43], где масштабирование виртуальных ресурсов для сетевых сегментов основано на предсказании будущей утилизации ресурсов виртуализированной инфраструктуры и анализе параметров трафиковой модели.

Также в статье представлено описание и сравнение различных моделей динамического масштабирования сетевых сегментов. Использование модели Bi-LSTM с механизмом внимания демонстрирует некоторое превосходство показателей, на основе которых производилось сравнение моделей. В описанных выше решениях не приводится анализ параметров

быстродействия моделей динамического масштабирования виртуальных сетевых ресурсов, что в свою очередь является важным критерием при оценке вероятности возникновения отказа в предоставлении услуг из-за несвоевременного уведомления NFVO о необходимости масштабирования ресурсов VNF.

Таким образом целью будущих исследований является разработка методологии построения модели управления ресурсами сетевых сегментов для обеспечения возможности виртуального сетевого встраивания и масштабирования ресурсов на основе анализа топологии сети, предсказания параметров трафиковой модели и утилизации ресурсов виртуализированной инфраструктуры.

Литература

1. 3GPP TS 23.501: "System Architecture for the 5G System; Stage 2".
2. P. Rost, C. Mannweiler, D. S. Michalopoulos, C. Sartori, V. Sciancalepore, N. Sastry, O. Holland, S. Tayade, B. Han, D. Bega, D. Aziz, and H. Bakker, "Network slicing to enable scalability and flexibility in 5G mobile networks", *IEEE Commun. Mag.*, vol. 55, no. 5, pp. 72-79, May 2017.
3. V.G. Nguyen, A. Brunstrom, K.-J. Grinnemo, and J. Taheri, "SDN/NFVbased mobile packet core network architectures: A survey", *IEEE Commun. Surveys Tuts.*, vol. 19, no. 3, pp. 1567-1602, 3rd Quart., 2017.
4. A. Rizwan, M. Jaber, F. Filali, A. Imran, and A. Abu-Dayya, "A zero-touch network service management approach using AI-enabled CDR analysis", *IEEE Access*, vol. 9, pp. 157699-157714, 2021.
5. A. Fischer, J. F. Botero, M. T. Beck, H. De Meer, and X. Hesselbach, "Virtual network embedding: A survey", *IEEE Commun. Surv. Tuts.*, vol. 15, no. 4, pp. 1888-1906, Jan 2013.
6. A. Haider, R. Potter, and A. Nakao, "Challenges in resource allocation in network virtualization", in *20th ITC Specialist Seminar*, vol. 18, 2009, p. 20.
7. A. Belbakkouche, M. Hasan, and A. Karmouch, "Resource discovery and allocation in network virtualization", *IEEE Commun. Surveys Tutorials*, vol. PP, no. 99, pp. 1-15, 2012.
8. D.G. Andersen, "Theoretical approaches to node assignment," Dec. 2002, unpublished Manuscript.
9. M. Leconte, G. S. Paschos, P. Mertikopoulos, and U. C. Kozat, "A resource allocation framework for network slicing", in *Proc. IEEE Conf. Comput. Commun. (INFOCOM)*, Apr. 2018, pp. 2177-2185.
10. S. Vassilaras et al., "The Algorithmic Aspects of Network Slicing", *IEEE Commun. Mag.*, vol. 55, no. 8, pp. 112-119, 2017.
11. Anuar Othman, Nazrul A. Nayan, Siti N. H. S. Abdullah, "Automated Deployment of Virtual Network Function in 5G Network Slicing Using Deep Reinforcement Learning", *IEEE Access*, vol.10, pp. 61065-61079, 2022.
12. Linh Le, Tu N. Nguyen, Kun Suo, Jing (Selena) He, "Efficient Embedding VNFs in 5G Network Slicing: A Deep Reinforcement Learning Approach". URL: <https://arxiv.org/abs/2207.11822>. (Дата обращения: 02.12.2022).
13. Han, Bin & Schotten, Hans, "Machine Learning for Network Slicing Resource Management: A Comprehensive Survey", *ZTE Communications*, 68(4), pp. 27-32, 2019
14. I. Fajjari, N. Aitsaadi, G. Pujolle, and H. Zimmermann, "Vnr algorithm: A greedy approach for virtual networks reconfigurations", in *Global Telecommunications Conference (GLOBECOM 2011)*, 2011 IEEE, pp. 1-5, DEC. 2011.
15. R N. Tran, L. Casucci, and A. Timm-Giel, "Optimal mapping of virtual networks considering reactive reconfiguration" in *accepted for IEEE International Conference on Cloud Networking (Cloudnet'12)*, Paris, France. Nov 2012.
16. Gao and G. N. Rouskas, "Virtual network reconfiguration with load balancing and migration cost considerations", *IEEE INFOCOM*, 2018.
17. H. Cao, H. Hu, Z. Qu and L. Yang, "Heuristic solutions of virtual network embedding: A survey", *China Communications*, vol. 15, no. 3, pp. 186-219, 2018.
18. Zhu and M. Ammar, "Algorithms for assigning substrate network resources to virtual network components", in *INFOCOM 2006. 25th IEEE International Conference on Computer Communications. Proc.*, pp. 1-12, 2006.
19. Z. Cai, F. Liu, N. Xiao, Q. Liu, and Z. Wang, "Virtual network embedding for evolving networks", in *Global Telecommunications Conference (GLOBECOM 2010)*, 2010 IEEE, pp. 1-5, Dec. 2010.
20. J. Fan and M. H. Ammar, "Dynamic topology configuration in service overlay networks: A study of reconfiguration policies", in *INFOCOM 2006. 25th IEEE International Conference on Computer Communications. Proceedings*, april 2006, pp. 1-12.
21. M. Bienkowski, A. Feldmann, D. Jurca, W. Kellerer, G. Schaffrath, S. Schmid, and J. Widmer, "Competitive analysis for service migration in vnets", in *Proc. second ACM SIGCOMM workshop on Virtualized infrastructure systems and architectures*, ser. VISA '10. New York, NY, USA: ACM, 2010, pp. 17-24.
22. Z. Shun-li and Q. Xue-song, "A novel virtual network mapping algorithm for cost minimizing", *Cyber Journals: J. Sel. Areas Telecommunications (JSAT)*, vol. 02, no. 01, pp. 1-9, January 2011.
23. G. Sun, H. Yu, V. Anand, and L. Li, "A cost efficient framework and algorithm for embedding dynamic virtual network requests", *Future Generation Computer Systems*, no. 0, 2012, available online 25 August 2012.
24. Sajjad Gholamipour et al., "Online Admission Control and Resource Allocation in Network Slicing under Demand Uncertainties". URL: <https://arxiv.org/abs/2108.03710>. (Дата обращения: 05.12.2022).
25. C. Marquezan, L. Granville, G. Nunzi, and M. Brunner, "Distributed autonomic resource management for network virtualization," in *Network Operations and Management Symposium (NOMS)*, 2010 IEEE, april 2010, pp. 463-470.
26. M. Yu, Y. Yi, J. Rexford, and M. Chiang, "Rethinking virtual network embedding: Substrate support for path splitting and migration", *ACM SIGCOMM CCR*, vol. 38, no. 2, pp. 17-29, Apr. 2008.
27. N.F. Butt, N. M.M.K. Chowdhury, and R. Boutaba, "Topology-awareness and reoptimization mechanism for virtual network embedding", in *Networking*, 2010, pp. 27-39.
28. G. Schaffrath, S. Schmid, and A. Feldmann, "Optimizing long-lived cloudnets with migrations", in *Proc. 5th IEEE/ACM International Conference on Utility and Cloud Computing (UCC)*, 2012.
29. D. Chen, X. Qiu, Z. Qu, S. Zhang, and W. Li, "Algorithm for virtual nodes reconfiguration on network virtualization", in *Advanced Intelligence and Awareness Internet (AIAI 2011)*, 2011 International Conference on, oct. 2011, pp. 333-337.
30. I. Houidi, W. Louati, D. Zeglache, P. Papadimitriou, and L. Mathy, "Adaptive virtual network provisioning", in *Proc. second ACM SIGCOMM workshop on Virtualized infrastructure systems and architectures*, ser. VISA '10. New York, NY, USA: ACM, 2010, pp. 41-48.
31. H. Halabian, "Distributed resource allocation optimization in 5G virtualized networks", *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol. 37, no. 3, pp. 627-642, Mar. 2019.
32. ETSI GS NFV 002 ETSI, "Network Functions Virtualization (NFV); Architectural Framework" v1.1.1, 2013.
33. ETSI GS NFV "Network Function Virtualization (NFV) Management and Orchestration," NFV-MAN, vol. 1, Dec. 2014.
34. ETSI, "Open Source MANO (OSM) Project." URL: <https://osm.etsi.org/>. (Дата обращения: 20.12.2022).
35. Cisco Elastic Services Controller 5.3 ETSI NFV MANO. URL: https://www.cisco.com/c/en/us/td/docs/net_mgmt/elastic_services_controller/5-3/etsi/guide/Cisco-Elastic-Services-Controller-ETSI-User-Guide-5-3.pdf. (Дата обращения: 20.12.2022).

36. D. Bega, M. Gramaglia, M. Fiore, A. Banchs, and X. Costa-Pérez, "DeepCog: Optimizing resource provisioning in network slicing with AI-based capacity forecasting", *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol. 38, no. 2, pp. 361376, Feb. 2020.
37. H. C. Lim, S. Babu, J. S. Chase, and S. S. Parekh, "Automated control in cloud computing: challenges and opportunities", *Proc., 1st workshop on Automated Control for Datacenters and Clouds*, pp. 13-18, 2009.
38. A. Beloglazov and R. Buyya, "Adaptive threshold-based approach for energy-efficient consolidation of virtual machines in cloud data centers", *Proc., 8th Intl. Wksp on Middleware for Grids, Clouds & e-Science*, 2010.
39. A. Chandra, W. Gong, and P. Shenoy, "Dynamic resource allocation for shared data centers using online measurements", *Proc., 11th Intl. Conf. on Quality of Service*, pp. 381398, 2003.
40. H. Mi, H. Wang, G. Yin, Y. Zhou, D. Shi, and L. Yuan, "Online selfreconfiguration with performance guarantee for energy-efficient largescale cloud computing data centers", *Proc., IEEE Intl. Conf. on Services Computing*, 2010.
41. W. Fang, Z. Lu, J. Wu, and Z. Cao, "RPPS: a novel resource prediction and provisioning scheme in cloud data center", *IEEE 9th Intl. Conf. on Services Computing*, pp. 609616, 2012.
42. R. Calheiros, E. Masoumi, R. Ranjan, and R. Buyya, "Workload prediction using ARIMA model and its impact on cloud applications' QoS", *IEEE Trans. Cloud Computing*, vol. 3, no. 4, pp. 449- 458, Aug. 2014.
43. J. Zhou, W. Zhao, and S. Chen, "Dynamic network slice scaling assisted by prediction in 5G network", *IEEE Access*, vol. 8, pp. 133700-133712, 2020.
44. D. Janardhanan and E. Barrett, "CPU workload forecasting of machines in data centers using LSTM recurrent neural networks and ARIMA models", in *Proc. 12th Int. Conf. Internet Technol Secured Trans. (ICITST)*, Dec. 2017, pp. 55-60.
45. S. Ouhamme, Y. Hadi, and A. Ullah, "An efficient forecasting approach for resource utilization in cloud data center using CNN-LSTM model," *Neural Comput. Appl.*, vol. 33, no. 16, pp. 10043-10055, Aug. 2021.
46. C. Gutterman, E. Grinshpun, S. Sharma, and G. Zussman, "RAN resource usage prediction for a 5G slice broker", in *Proc. 20th ACM Int. Symp. Mobile Ad Hoc Netw. Comput.*, Jul. 2019, pp. 231-240.
47. C. N. Nhu and M. Park, "Optimizing resource scaling in network slicing", in *Proc. Int. Conf. Inf. Netw. (ICOIN)*, Jan. 2022, pp. 413-416.
48. Chien-Nguyen Nhu, Minhho Park, "Dynamic Network Slice Scaling Assisted by Attention-Based Prediction in 5G Core Network", *IEEE Access*, vol.10, pp. 72955-72972, 2022.
49. Rainer Schlittgen, "Robert H. Shumway and David S. Stoffer: Time series analysis and its applications with R examples, 2nd edn.", In: *ASTA Advances in Statistical Analysis 92.2 (2008)*, pp. 233–234.
50. Understanding LSTM Networks – colah's blog. URL: <http://colah.github.io/posts/2015-08-Understanding-LSTMs>. (Дата обращения: 15.12.2022).
51. Akin, Cihan, Kacar, Umit, Kirci, Murvet, "Twins Recognition Using Hierarchical Score Level Fusion", 2019.
52. Zheng, Xiao, Chen, Wanzhong, "An Attention-based Bi-LSTM Method for Visual Object Classification via EEG", *Biomedical Signal Processing and Control*, vol. 63, 2021.

ANALYSIS OF NETWORK RESOURCE SCALING MODELS IN 5G NETWORK

Vasily S. Elagin, *The Bonch-Bruевич Saint-Petersburg State University of Telecommunications, St. Petersburg, Russia,*
elagin.vas@gmail.com

Anton S. Vasin, *The Bonch-Bruевич Saint-Petersburg State University of Telecommunications, St. Petersburg, Russia,*
antoshca-vasin@yandex.ru

Abstract

This article analyzes the existing models of virtual network embedding and dynamic scaling of virtual network resources for Network Slices. These models make it possible to provide services with the required QoS while respecting the concept of efficient network resource usage. Dynamic virtual network embedding models allow virtual networks to be efficiently mapped on a substrate network and reconfigured on demand. But for more flexible dynamic scaling, Holt-Winters, Bi-LSTM and etc. models are additionally used, which are built according algorithms for predicting future resource utilization in order to reduce the initialization time of virtual network function instances serving certain Network Slices. Dynamic scaling models are compared and conclusions about the possibility of their use are given. As a conclusion we were made a summary about the possibility of using these models and the necessity of improvements for more flexible use in 5G networks.

Keywords: , SDN, 5G Networks, Network Slicing, VNE, SN, virtual node mapping, virtual link mapping, deep learning, resource scaling, MANO, VNFM, NFVO, LSTM.

МОДЕЛИРОВАНИЕ РАДИАЛЬНО-ДВУХКОЛЬЦЕВОЙ ТИПОВОЙ СТРУКТУРЫ ТРАНСПОРТНОЙ СЕТИ МЕТОДОМ СТЯГИВАНИЯ УЗЛОВ СВЯЗИ

DOI: 10.36724/2072-8735-2023-17-5-42-47

Manuscript received 04 April 2023;
Accepted 08 April 2023

Ясинский Сергей Александрович,
Военная академия связи им. Маршала Советского Союза
С.М. Буденного, г. Санкт-Петербург, Россия,
yasinsky777@mail.ru

Ключевые слова: радиально-двухкольцевая типовая структура, метод стягивания узлов связи, транспортная сеть, телекоммуникационная сеть, фрактальное самоподобие

В статье приведены результаты обоснования подхода к выбору радиально-двухкольцевой типовой структуры на основе ее математического моделирования с применением метода стягивания узлов связи в эквивалентный узел, в результате чего образуется эквивалентная радиально-однокольцевая типовая структура, для обоснования выбора которых используются известные методики и алгоритмы. В основу предложенного подхода к выбору радиально-двухкольцевой типовой структуры наряду с методом стягивания узлов связи положены методы динамических аналогий и фрактального самоподобия. С учетом динамических аналогий между всеми транспортными составляющими разнородных сетей (автомобильных, железнодорожных, телекоммуникационных и др.) исследования проводились применительно к транспортной составляющей телекоммуникационной сети, но с учетом того, что полученные результаты исследования могут быть использованы в иных транспортных сферах транспортной логистики.

Информация об авторах:

Ясинский Сергей Александрович, Профессор Военной академии связи им. Маршала Советского Союза С.М. Буденного, доктор технических наук, доцент, г. Санкт-Петербург, Россия

Для цитирования:

Ясинский С.А. Моделирование радиально-двухкольцевой типовой структуры транспортной сети методом стягивания узлов связи // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2023. Том 17. №5. С. 42-47.

For citation:

Jasinskii S.A. (2023) Simulation of a radial-two-ring typical structure of the transport network by the method of tightening communication nodes. T-Comm, vol. 17, no. 5, pp. 42-47. (in Russian)

Введение

Рассматривая постановки задач математического моделирования и оптимизации топологии различного рода транспортных сетей (автомобильных, железнодорожных, телекоммуникационных и др.) с учетом динамики развития, оказывается, что очень часто используют теорию развития динамических систем [1, 2], отражающую процессы и иерархические уровни (этапы) структурной эволюции в виде множества S .

Если учесть, что фрактальные объекты самоподобны [3], то подход к моделированию любого рода транспортных сетей, включая транспортную составляющую и сети доступа телекоммуникационной сети (ТКС), может быть обоснован с позиции моделирования самоподобных фрактальных структур в виде наиболее оптимально или рационально вложенных одна в другую изначально двух типовых структур (ТС) одинакового вида с порядковым номером $s = \overline{1, S}$, где в нашем случае для двух колец $S = 2$.

С учетом динамических аналогий между всеми транспортными составляющими разнородных сетей (автомобильных, железнодорожных, телекоммуникационных и др.) остановимся более конкретно на транспортной составляющей ТКС, с учетом того, что полученные результаты исследования могут быть использованы в иных транспортных сферах транспортной логистики. например, применительно к многокольцевой структуре московского метро или колец автомобильных дорог.

В данном случае, когда $S = 2$, очень важно находить не только внутренние аналогии для каждого из двух этапов эволюции системы, но и внешние аналогии между этими уровнями, в виде самоподобных динамических ТС для построения кольцевых структур (КС). Исходя из этого, предлагается радиально-двухкольцевую ТС (Р-ДКТС) моделировать в виде фрактальной структуры, используя алгоритм обратной рекуррентной связи с добавлением в каждом цикле итерации некоего нелинейного значения c и учитывая, что:

все полученные в работах [4-11] научно-практические результаты исследований по обоснованию выбора наиболее оптимальных радиально-однокольцевых типовых структур (Р-ОКТС) применительно к построению ТКС могут быть методом динамических аналогий применены к обоснованию выбора Р-ДКТС;

переход от исходной (внутренней) Р-ОКТС, состоящей из радиальной ТС (РТС) с центральным (Ц) узлом связи (УС) $a_{Ц_{s=1}}$ и кольцевой ТС (КТС) под №1, к целостной Р-ДКТС не должен противоречить процедуре самоорганизации динамической системы с наиболее рациональной ее вложенностью во вторую (наружную) КТС, образуя очередную (вторую) потокоэквивалентную (ПЭ) Р-ОКТС в виде центральной вершины графа под №2, то есть в виде центрального УС $a_{Ц_{s=2}}$.

Обоснование подхода к выбору Р-ДКТС

Для простейшего описания фрактального самоподобия применительно к моделированию динамической структуры ТКС в виде Р-ДКТС воспользуемся итерационной процедурой, когда полученное значение для некоей итерации берется за начальное значение x_s для следующей итерации x_{s+1} , а

зависимость между этими итерациями нелинейная и характеризуется параметром c , т. е. должен выполняться признак динамического закона самоподобия [3]:

$$x_{s+1} = f(x_s; c), s = \overline{1, 2}. \quad (1)$$

Анализ системного проектирования ТКС показал [3, 12, 13], что признаку самоподобия (1) соответствуют ТС радиального и кольцевого вида, то есть РТС, КТС и радиально-кольцевые (Р-КТС), которые при увеличении числа колец могут моделироваться как фрактальные структуры, с использованием алгоритма с обратной рекуррентной связью и добавлением в каждом цикле итерации некоего нелинейного параметра c .

Выбор той или иной базовой ТС (РТС или КТС), или их комбинации в виде Р-КТС, определяется:

- требуемыми пропускными способностями синтезируемой сети с учетом образования необходимого числа каналов передачи (КП) для множества телекоммуникационных направлений (ТКН);
- выполнением требований по структурно-поточковой устойчивости (СПУ);
- наличием разного рода ресурсов и минимизацией затрат на физическую реализуемость проектируемой ТКС;
- выполнением требований по технической надежности и живучести сети.

В результате исследования Р-ОКТС разработан эффективный математический аппарат (МА) для обоснования оптимального выбора конкретной ТС применительно к решаемой транспортной сетевой задаче. Основу этого МА составляют математические модели (ММ) для расчета средних значений относительных коэффициентов эффективности [6-11]: среднего гармонического (СГ); среднего геометрического; среднего разностного (СР).

Для эффективного использования ранее наработанных научных результатов применительно к Р-ОКТС, предлагается, используя методы динамической аналогии и оптимальной вложенности однотипных структур обеспечивать эквивалентный переход от 2-х кольцевой ТС к однокольцевой ТС, так как эти ТС могут быть представимы в виде матриц [14, 15], что позволяет:

- применять приближенный градиентный алгоритм оптимизации для получения точного решения, но с малой вычислительной сложностью в сравнении с точными алгоритмами – оптимизации ТКС большой размерности;
- применять результаты полученных предшествующих исследований сравнительного анализа Р-ОКТС по СГ и СР значениям ОКЭ, путем их переноса на моделирование Р-ДКТС и многокольцевых ТС;
- декомпозицию Р-ДКТС на Р-ОКТС в виде $a_{Ц_{s=2}}$ и наружной КТС, а также обратную их композицию [16];
- применять метод стягивания (отождествления, слияния, замыкания) вершин графа для моделирования ТКС [3, 17].

Графовая модель Р-ДКТС

Для моделирования Р-ДКТС предлагается граф

$$G_S(A_S, B_S) = \bigcup_{s=1}^S G_s(A_s, B_s), s = \overline{1, S} = \overline{1, 2}, \quad (2)$$

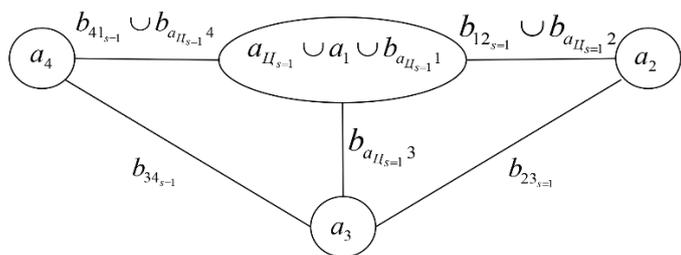


Рис. 2. Цикл 1 стягивания $a_{1,s=1}$ с $a_{II,s=1}$

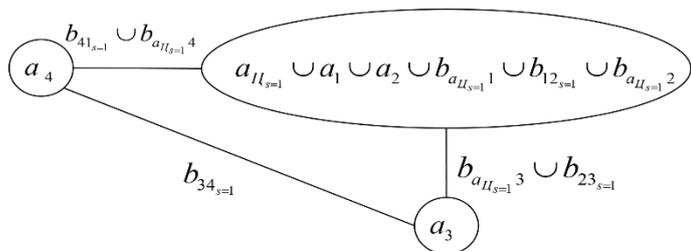


Рис. 3. Цикл 2 стягивания $a_{2,s=1}$ с $a_{II,s=1}$

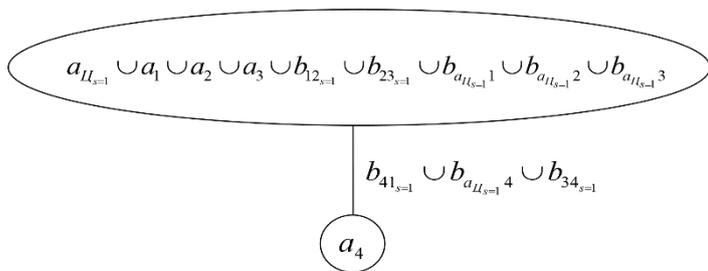


Рис. 4. Цикл 3 стягивания $a_{3,s=1}$ с $a_{II,s=1}$

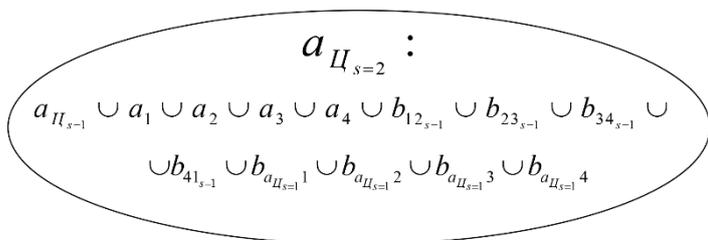


Рис. 5. Цикл 4 стягивания $a_{4,s=1}$ с $a_{II,s=1}$

В результате четырех-циклового применения алгоритма СУС, приведенного на рисунках 2-5, получен ПЭ центральный УС

$$a_{II,s=2} \Leftrightarrow G_{s=1}(A_{s=1}, B) \quad (6)$$

для формирования Р-ДКТС методом динамических аналогий и с учетом фрактального самоподобия.

Пример одного из возможных вариантов обоснованного выбора Р-ДКТС на основе определенного выше ПЭ центрального УС (6) приведен на рисунке 6.

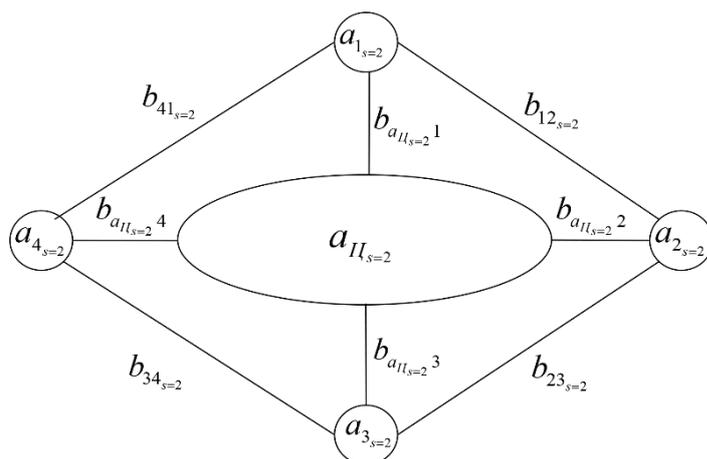


Рис. 6. Вариант Р-ДКТС после сжатия ее внутренней Р-ОКТС (рис.1) до вида $a_{II,s=2}$ (рис. 5)

На рисунке 7 приведен уточненный вариант модели для фрагмента Р-ДКТС (рис. 6) с раскрытой до сжатия УС внутренней Р-ОКТС (рис. 1).

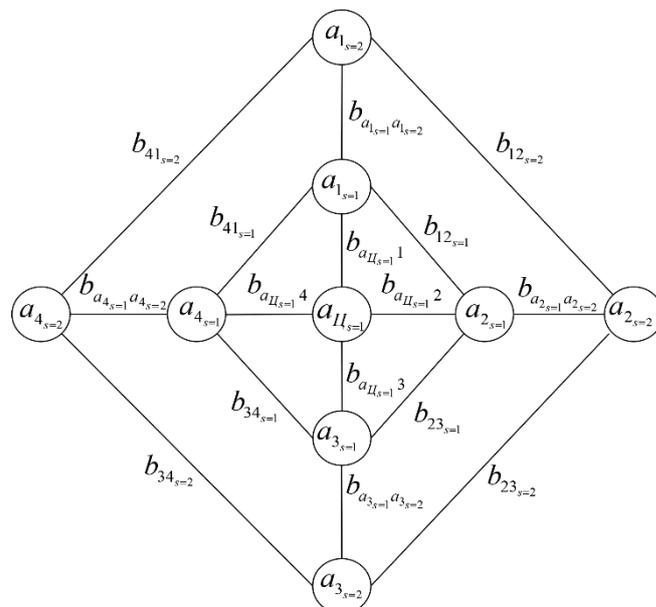


Рис. 7. Уточненный вариант модели для фрагмента Р-ДКТС (рис. 6)

После каждого цикла сжатия УС суммируются емкости систем передачи совместно стягиваемых ЛС, а коэффициенты готовности пересчитываются в соответствии с методикой оценки соответствия сети электросвязи заданным требованиям обеспечения устойчивости ее функционирования [18].

По завершению всех циклов сжатия УС для Р-ОКТС образуется ПЭ очередной центральный УС, который в себе воплощает все характеристики исходной структуры с интегральными показателями устойчивости (живучести, надежности) и пропускной способности ТКС [19, 20].

В соответствии с доказанной в работе [14] теоремой «О сумме степеней вершин графа G равной $2m$, где m – число ребер графа G » и с учетом регулярности Р-ДКТС возникает возможность учитывать не только валентность, но и однозначно определяться с коэффициентами связности по независимым путям передачи информационных потоков (ИП) для

каждого из возможно образуемого ТКН в рамках транспортной составляющей ТКС. В свою очередь, проходящие зависимые пути через центральную вершину (УС) для каждого из ТКН в случаях образования мостиковой схемы всегда можно представить в виде независимых (параллельных) путей и рассчитывать в соответствии с методикой учета показателей устойчивости для ТКН с интегральными показателями устойчивости, совместно учитывающих зависимые и независимые пути передачи ИП [12, 19].

Заключение

Применение метода СУС для обоснования выбора наиболее рациональной Р-ДКТС в процессе системного проектирования динамически развивающейся ТКС позволяет:

- получать из более сложной по структурной размерности Р-ОКТС менее сложную ПЭ структуру в виде центрального УС для проектируемой Р-ДКТС;
- применять научно-практические результаты исследований по обоснованию выбора наиболее оптимальных Р-ОКТС к обоснованию выбора построения Р-ДТКС методом динамических аналогий и фрактального самоподобия [1-3];
- применять результаты полученных предшествующих исследований сравнительного анализа Р-ОКТС с использованием моделей для расчета значений относительных коэффициентов эффективности (СГ и СР) применительно к определяемым областям допустимой эффективности и значениям динамических уровней физической реализуемости (построения) ТКС на основе Р-ДКТС [6-11, 21].

Литература

1. *Ольсон Г.* Динамические аналогии: Пер. с англ. М.: ГИИЛ, 1947. 224 с.
2. *Ясинский С.А.* Основы динамических аналогий в исследовательской деятельности. СПб.: Военный университет связи, 2004. 164 с.
3. *Пайтген Х.Ю., Рихтер П.Х.* Красота фракталов. Образы комплексных динамических систем: Пер. с англ. М.: Мир, 1993. 176 с.
4. *Ясинский С.А.* Анализ структурной живучести кольцевой локальной сети // Вторая всесоюзная конференция по информационным системам множественного доступа. Минск: БелНИИИТИ, Тезисы докладов часть 2, 1991. С. 142-145.
5. *Ясинский С.А.* Сравнительный анализ базовых типовых структур для построения кабельных локальных вычислительных, телекоммуникационных сетей и сетей доступа // НТЖ «Информация и Космос», – СПб.: ООО «Типографский комплекс «Девиз», 2020. №4. С. 32-38.
6. *Ясинский С.А., Зюзин А.Н.* Обоснование выбора радиально-кольцевых типовых структур по результатам анализа среднегармонических значений относительных коэффициентов эффективности для минимизации стоимости структурно устойчивых кабельных сетей связи // НТЖ «Информация и космос». СПб.: ООО «Типографский комплекс «Девиз», 2021. №1. С. 6-10.
7. *Ясинский С.А., Зюзин А.Н.* Сравнительный анализ базовых типовых структур по относительным коэффициентам эффективности для построения радиально-кольцевых внутризоновых и сельских волоконно-оптических сетей связи // Труды ЦНИИИС. Санкт-Петербургский филиал. Том 1(11), 2021. СПб.: ФГУП ЦНИИИС. С. 112-120.
8. *Ясинский С.А., Зюзин А.Н., Ходунов А.А., Селезнев А.В.* Обоснование выбора и определение среднегеометрического значения относительных коэффициентов эффективности радиально-кольцевых типовых структур для построения внутризоновых и сельских телекоммуникационных сетей с учетом особого периода // Труды ЦНИИИС. Санкт-Петербургский филиал. Том 2(12), 2021. СПб.: ФГУП ЦНИИИС. С. 34-40.
9. *Ясинский С.А., Зюзин А.Н., Ходунов А.А., Селезнев А.В.* Определение среднегармонических относительных коэффициентов эффективности радиально-кольцевых типовых структур для построения внутризоновых и сельских телекоммуникационных сетей с учетом особого периода управления // Труды ЦНИИИС. Санкт-Петербургский филиал. Том 2(12), 2021. СПб.: ФГУП ЦНИИИС. С. 41-48.
10. *Jasinski S.A., Sokolov V.M.* Generalizing Mathematical Model for Evaluating the Efficiency of Choosing a Radial-ring Standard Structure for a Fiber-optic Telecommunications Network. Webology. Vol. 19, Number 1, January, 2022, pp. 5600-5610.
11. *Ясинский С.А., Зюзин А.Н., Селезнев А.В., Соколов В.М.* Выбор типовой структуры по результатам сравнительного анализа относительных коэффициентов эффективности радиальных и кольцевых типовых структур для построения волоконно-оптической сети связи // 77-я НТК СПб-го НТО РЭС им. А.С. Попова, посвященная Дню радио: Сборник докладов СПбГЭТУ. СПб.: СПбГЭТУ, 2022. С. 115-117.
12. *Ясинский С.А.* Унифицированные математические модели для анализа и синтеза элементов телекоммуникационных сетей. СПб.: Военный университет связи, 2003. 184 с.
13. *Ясинский С.А.* Основы логико-математического моделирования систем «человек-машина-среда». СПб.: Военная академия связи, 2002. 212 с.
14. *Свами М., Тхуласираман К.* Графы, сети и алгоритмы: Пер. с англ. М.: Мир, 1984. 455 с.
15. *Гордеев Э.Н.* Задачи выбора и их решение // Компьютер и задачи выбора. М.: Наука, 1989. С. 5-48.
16. *Ясинский С.А., Столяров В.И.* Упрощение математических моделей проектируемых динамических сетей связи и анализ возможности применения методов декомпозиции к построению региональных цифровых первичных сетей связи // Сборник рефератов депонированных рукописей – справка №8804, серия В, выпуск №39. М.: ЦВНИИ МО РФ, 1997. 13 с.
17. *Демчук Д.А.* и др. Военные системы многоканальной электро-связи. СПб.: Военная академия связи, 1992. 232 с.
18. ГОСТ Р 53111-2008 «Устойчивость функционирования сети связи общего пользования. Термины и определения». М.: ФГУП «СТАНДАРТИНФОРМ», 2009. 16 с.
19. *Ясинский С.А., Зюзин А.Н.* Уточненная математическая модель для расчета структурной устойчивости направления связи телекоммуникационной // Электросвязь, 2021. №11. С. 55-58.
20. *Ясинский С.А., Зюзин А.Н.* Формирование телекоммуникационных направлений с высокой структурно-поточковой устойчивостью // Электросвязь, 2022. №1. С. 43-46.
21. *Ясинский С.А., Зюзин А.Н.* Обоснование выбора топологической структуры волоконно-оптической сети связи общего пользования // Электросвязь, 2021. №3. С. 43-47.

SIMULATION OF A RADIAL-TWO-RING TYPICAL STRUCTURE OF THE TRANSPORT NETWORK BY THE METHOD OF TIGHTENING COMMUNICATION NODES

Sergei A. Jasinskii, *Military Communications Academy, St. Petersburg, Russia*, yasinsky777@mail.ru

Abstract

The article presents the results of the substantiation of the approach to the choice of a radial-two-ring typical structure based on its mathematical modeling using the method of tightening communication nodes into an equivalent node, resulting in the formation of an equivalent radial-single-ring typical structure, to justify the choice of which well-known techniques and algorithms are used. The proposed approach to the choice of a radial-two-ring typical structure, along with the method of tightening communication nodes, is based on the methods of dynamic analogies and fractal self-similarity. Taking into account the dynamic analogies between all the transport components of heterogeneous networks (automobile, railway, telecommunications, etc.), the research was carried out in relation to the transport component of the telecommunications network, but taking into account the fact that the obtained research results can be used in other transport areas of transport logistics.

Keywords: radial-two-ring typical structure, method of tightening communication nodes, transport network, telecommunication network, fractal self-similarity.

References

1. Olson G. (1947) Dynamic analogies. Translated from English. Moscow: GILL. 224 p.
2. Yasinsky S.A. (2004) Fundamentals of dynamic analogies in research activity. St. Petersburg: Military University of Communications. 164 p.
3. Paytgen H.Y., Richter P.H. (1993) The beauty of fractals. Images of complex dynamic systems: Trans. from English. Moscow: Mir. 176 p.
4. Yasinsky S.A. (1991) Analysis of the structural survivability of a ring LAN. *The Second All-Union Conference on Multiple Access Information Systems*. Minsk: BelNIINTI, Abstracts of reports part 2, pp. 142-145.
5. Yasinsky S.A. (2020) Comparative analysis of basic standard structures for the construction of cable local area computing, telecommunication networks and access networks. NTZH "Information and Space", St. Petersburg: LLC "Typographic complex "Motto". No. 4, pp. 32-38.
6. Yasinsky S.A., Zyuzin A.N. (2021) Justification for the choice of radial-ring typical structures based on the results of the analysis of the average harmonic values of relative efficiency coefficients to minimize the cost of structurally stable cable communication networks. *Scientific and Technical Journal "Information and Space"*, St. Petersburg: OOO "Printing Complex "Deviz". No. 1, pp. 6-10.
7. Yasinsky S.A., Zyuzin A.N. (2021) Comparative analysis of basic typical structures by relative efficiency coefficients for the construction of radial-ring intra-zone and rural fiber-optic communication networks. *Trudy TSNIIIS*. St. Petersburg branch. Vol. 1(11). St. Petersburg: FSUE TSNIIIS, pp. 112-120.
8. Yasinsky S.A., Zyuzin A.N., Khodunov A.A., Seleznev A.V. (2021) Justification of the choice and determination of the average geometric value of the relative efficiency coefficients of radial-ring typical structures for the construction of intra-zone and rural telecommunication networks, taking into account a special period. *Proceedings of the Central Research Institute*. St. Petersburg branch. Vol. 2(12). St. Petersburg: FSUE TSNIIIS, pp. 34-40.
9. Yasinsky S.A., Zyuzin A.N., Khodunov A. A., Seleznev A.V. (2021) Determination of the average harmonic relative efficiency coefficients of radial-ring typical structures for the construction of intra-zone and rural telecommunication networks taking into account a special management period. *Proceedings of the central research institute. St. Petersburg branch*. Vol. 2(12), 2021. St. Petersburg: FSUE Central Research Institute, pp. 41-48.
10. Jasinskii S.A., Sokolov V.M. (2022) Generalizing Mathematical Model for Evaluating the Efficiency of Choosing a Radial-ring Standard Structure for a Fiber-optic Telecommunications Network. *Webology*. Vol. 19, Number 1, January, pp. 5600-5610.
11. Yasinsky S.A., Zyuzin A.N., Seleznev A.V., Sokolov V.M. (2022) The choice of a typical structure based on the results of a comparative analysis of the relative efficiency coefficients of radial and ring typical structures for the construction of a fiber-optic communication network. *77th STK SPb-go NTO RES named after A.S. Popov, dedicated to the Radio Day: A collection of reports of SPbSETU*. St. Petersburg: SPbSETU, pp. 115-117.
12. Yasinsky S.A. (2003) Unified mathematical models for analysis and synthesis of elements of telecommunication networks. St. Petersburg: Military University of Communications. 184 p.
13. Yasinsky S.A. (2022) Fundamentals of logical and mathematical modeling of "man-machine-environment" systems. St. Petersburg: Military Academy of Communications. 212 p.
14. Swami M., Thulasiraman K. *Graphs (1984) Networks and algorithms*. Translated from English. Moscow: Mir. 455 p.
15. Gordeev E. N. (1989) Problems of choice and their solution. *Computer and problems of choice*. Moscow: Nauka, pp. 5-48.
16. Yasinsky S.A., Stolyarov V.I. (1997) Simplification of mathematical models of projected dynamic communication networks and analysis of the possibility of applying decomposition methods to the construction of regional digital primary communication networks. *Collection of abstracts of deposited manuscripts - reference No. 8804, series B, issue No. 39*. Moscow: Central Research Institute of the Ministry of Defense of the Russian Federation. 13 p.
17. Demchuk D.A. et al. (1992) Military multichannel telecommunication systems. St. Petersburg: Military Academy of Communications. 232 p.
18. GOST R 53111-2008 "Stability of the functioning of the public communication network. Terms and definitions". Moscow: FSUE "STANDARTIN-FORM", 2009. 16 p.
19. Yasinsky S.A., Zyuzin A.N. (2021) A refined mathematical model for calculating the structural stability of the telecommunication communication direction. NTZH "Telecommunication. Moscow: LLC "MEDIACOLOR". No. 11, pp. 55-58.
20. Yasinsky S.A., Zyuzin A.N. (2022) Formation of telecommunication directions with high structural and streaming stability. NTZH "Telecommunication. Moscow: MEDIACOLOR LLC. No. 1, pp. 43-46.
21. Yasinsky S.A., Zyuzin A.N. (2021) Justification of the choice of the topological structure of fiber-optic public communication networks. NTZH "Telecommunication. Moscow: LLC "MEDIACOLOR". No. 3, pp. 43-47.

Information about author:

Sergei A. Jasinskii, *Military Communications Academy Professor, Doctor of Science, Associate Professor, St. Petersburg, Russia*

RESOLUTION TIME THEORY IN THE TOPIC OF BROADBAND COMMUNICATIONS. ALGORITHM FOR DATA DEPENDENT JITTER AND CAPACITY ESTIMATIONS WITH POLYNOMIAL TIME EXECUTION

DOI: 10.36724/2072-8735-2023-17-5-48-57

Ilya M. Lerner,
Kazan National Research Technical University named after
A.N. Tupolev-KAI, Kazan, Russia, aviap@mail.ru

Manuscript received 10 April 2023;
Accepted 05 May 2023

Anvar N. Khairullin,
Kazan National Research Technical University named after
A.N. Tupolev-KAI, Kazan, Russia, mr.khayrullin.a@gmail.com

Keywords: ISI, resolution time, PAM-n-signals, capacity,
resolution time theory, data dependent jitter

At present, due to the constant growth of the volume of transmitted information, more and more attention is paid to the issues of the possibility of increasing the transmission speed due to the use of the transmission mode "above the Nyquist rate". Despite the relevance of this research topic, due to rather large mathematical difficulties, it is difficult to obtain significant results. One of the theories that allows for a breakthrough is the rapidly developing theory of resolution time developed for phase radio engineering data transmission systems and information-measuring optoelectronic systems with PAM-signals with square pulses. This paper presents a novel method for capacity and resolution time estimations with polynomial computational complexity that does not depend on the size of the channel alphabet of PAM-n-signals and is determined only by the effective memory value. The shape of pulse of PAM-n-signals has arbitrary form and amplitudes take only positive values. The method also allows estimating the time limiting possible deviations due to the sampling error in time, at which the information about the channel symbol will be read error-free or with a given error probability.

Information about authors:

Ilya M. Lerner, Associated professor, candidate of physics and mathematics, Kazan National Research Technical University named after A.N. Tupolev-KAI, Department of Nanotechnology in electronics, Kazan, Russia

Anvar N. Khairullin, assistant, postgraduate student, Kazan National Research Technical University named after A.N. Tupolev-KAI, Department of Electronic and Quantum Means of Information Transmission, Kazan, Russia

Для цитирования:

Лернер И.М., Хайруллин А.Н. Теория разрешающего времени в области систем широкополосного доступа. Алгоритм оценки джиттера, обусловленного передачей данных, и пропускной способности с полиномиальным временем исполнения // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2023. Том 17. №5. С. 48-57.

For citation:

Lerner I.M., Khairullin A.N. (2023) Resolution time theory in the Topic of Broadband Communications. Algorithm for Data Dependent Jitter and Capacity Estimations with Polynomial time Execution. *T-Comm*, vol. 17, no.5, pp. 48-57.

Introduction

At that moment, serial data transmission systems with pulse amplitude modulation signals (PAM-signal) are widely used in the following areas in wired communication systems (local area networks, storage area networks, wide-area networks and etc.); 2) digital television. While the serial link transceiver circuits have kept pace with the increase in processor speed, the physical interconnect between the devices has changed very little. However, signal attenuation, dispersion, and connector reflections limit the capacity of these links.

Recent protocols that support high-speed backplane communication such as InfiniBand, Gigabit Ethernet, Thunderbolt and have been adapted to consider the signal integrity issues in high-speed backplanes [1]. But further development of these standards leads to significant capacity limitations caused by deterministic jitter caused by data transmission [2].

This fact is proved by the fact that previous decade (2000-2010 ss) was concerned as time when a drastic change in the design of high-speed serial links is observed. Since Silicon fabrication technology has produced smaller, faster transistors, transmission line interconnects between backplanes have not substantially improved [1]. This has led to the fact that over the past decade there has been some slowdown in the development of this information transfer technology, with forecasts to overcome it in the period from 2025-2030.

This article is devoted to the developing of a method with polynomial computational complexity for study specifically deterministic jitter in mentioned above systems. The creation of this method should provide a solution to the following issues: 1) predicting the signal integrity problems that occur in wireline channels in serial links caused by data dependent jitter without restrictions on the constellation configuration and complex frequency response of the frequency selective communication channel and pulse shape; 2) channel capacity and resolution time estimation; 3) time limiting possible deviations estimation due to the sampling error in time.

In contrast to the previously obtained results in the J.F. Buckwalter's, G.I. Il'in's and Yu.E.Polski works [1, 3-6] in this paper the obtained method has no limitations on: 1) complex frequency response of such channel, 2) on the size of signal constellations; 3) on the form pulse shape. In addition, a solution was also obtained for capacity estimation for such communication systems using the linear receiver.

1. Math model of frequency selective channel with PAM-signals. Problem Statement

According to the monograph [7] the block diagram of the transmission path has the following form for such channel can be represented as follows (see Fig. 1)

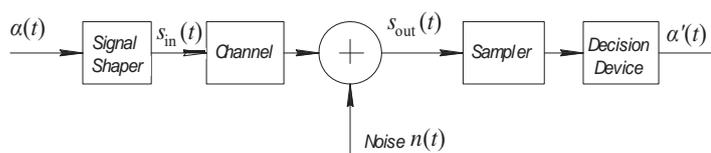


Fig. 1. Structural diagram of the transmission path

At the input of the signal shaper, a message arrives that can be represented as a lattice function $\alpha(t)$ in the following form

$$\alpha(t) = \sum_{r=1}^l M_r \delta(t - (r-1)\tau_s), \tag{1}$$

where $\delta(t)$ is Dirac delta function; l is the number of symbols in information sequence; $\tau_s = 1/V_0$ is a clock interval, determines the transmission rate V_0 , M_r is the weight of Dirac delta function for the depending on information content of the r -th signal element. Each $M_r \in \mathbf{M}$, where $\mathbf{M} = \{M_{sc_k}\}_{k=1}^n = \{M_{sc_k} = k\Delta M_{st} + M_{sh}, k = \overline{1, n}\}$ is a signal constellation (SC) of PAM- n -signal; ΔM_{st} is a step between adjacent values of SC; M_{sh} is amplitude shift of SC. It should be noted that according to paper [7] that each $M_r, r = \overline{0, l}$ takes equiprobable and independent one value from set \mathbf{M} .

Signal shaper forms the PAM- n -signal. This action can be presented in the following form

$$s_{in}(t) = \sum_{r=1}^l M_r g_{sh}(t - (r-1)\tau_s), \tag{2}$$

where $g_{sh}(t)$ is a cutting function of signal shaper, signal shaper pulse response [7].

When a signal (2) is applied to a frequency-selective channel the output signal can be described as follows

$$s_{out}(t) = s_{in}(t) * g_{ch}(t), \tag{3}$$

where $g_{ch}(t)$ is impulse response of channel and $*$ is convolution operation.

It should be noted that half duration of $g_{sh}(t)$ should be such that it is the duration during which the transient response reaches a level of 0.9 from its stationary value, otherwise we need to check if rule (10) is true for $d = 1$.

In this paper the sampler performs the following operation according results of [7]

$$s_{sp}(t) = \sum_{r=1}^l s_{out}(r\tau_s) \left[1\left(\frac{t - (r-1)\tau_s}{\tau_s}\right) - 1\left(\frac{t - r\tau_s}{\tau_s}\right) \right], \tag{4}$$

where $1(t)$ is a Heaviside function.

Due to various unfavorable factors, the sampler can carry out the read the value about the information parameter with some time sampling error $\Delta T_s \in \mathbb{R}$. Since the expression (4) should be rewrite in the following form

$$s_{sp}(t) = \sum_{r=1}^l s_{out}(r\tau_s + \Delta T_s) \left[1\left(\frac{t - (r-1)\tau_s}{\tau_s}\right) - 1\left(\frac{t - r\tau_s}{\tau_s}\right) \right] \tag{5}$$

Decision device reconstructs each $d = \overline{1, l}$ channel symbol in accordance with the rule

$$M_{rec}(d\tau_s) = M_p \Big|_{p=p'}, \tag{6}$$

where

$$p' \in \overline{1, m}: f(p', d) = \min_{p \in \overline{1, m}} |H_{ms}(d\tau_s) - M_p|;$$

$$H_{ms}(t) = \frac{s_{out}(t) + n(t)}{k_{norm}} = s_{out, norm}(t) + n_{norm}(t)$$

is measured signal on the output of channel after normalization operation; k_{norm} is normalization coefficient, its value estimation is made by least mean square method using training sequence and the following equalities must be hold $\hat{M}_{sc_1} \approx M_{sc_1}$ and $\hat{M}_{sc_n} \approx M_{sc_n}$, where \hat{M}_{sc_1} and \hat{M}_{sc_n} are the math expectation of normalized amplitudes of M_{sc_1} and M_{sc_n} , respectively, on the input of decision device. The normalization procedure of the $s_{out}(t)$ occurs before the sampling procedure in sampler.

In this paper we use two type of noise is used:

1st type of noise $n_{norm}(t)$ is a stationary random process; each of its section is a random variable, whose probability density function $f_n(N)$ is determined according to the following expression

$$f_n(N) = \begin{cases} \frac{1}{2\Delta}, N \in [-\Delta; \Delta] \\ 0, N \notin [-\Delta; \Delta] \end{cases}; \quad (7)$$

where Δ is the absolute value of the limiting measurement errors caused by sampler. Its fiducial value is defined as $\Delta_0 = \Delta / \Delta M_{st}$

2nd type of noise $n_{norm}(t)$ is a stationary random process with null math expectation; each of its section is a random variable, whose probability density function $f_n(N)$ is determined according to the following expression

$$f_n(N) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \exp\left(-0.5\left(\frac{N}{\sigma}\right)^2\right); \quad (8)$$

where σ^2 is variance.

Based on the results of the work [3] the variance σ^2 can be estimated by using $\sigma = \Delta/C_t$, where $C_t = F^{-1}(1 - P_a)$; $F^{-1}(\cdot)$ is the inverse function of the standard normal probability distribution and P_a is an anomalous error probability which determines the probability of exceeding the value $\pm\Delta$.

Based on (6) the recovered (received) signal we have the following form

$$\alpha'(t) = \sum_{r=1}^l M_{rec} \delta(t - r\tau_s). \quad (9)$$

It is obviously that in order to correctly recover the values of each channel symbol of the data sequence, it is required that the selected symbol duration channel symbol τ_s with time error sampling ΔT_s satisfies the set of values $\tau_s + \Delta T_s \in T$, where for a set T the following inequality is correct

$$|H_{ms}(d\tau_s + \Delta T_s) - M_d| \leq Q_A \Leftrightarrow$$

$$\Leftrightarrow |\Delta_{set}(dT - (d-1)\Delta T_s) + n_{norm}(dT - (d-1)\Delta T_s)| \leq Q_A, \quad (10)$$

where $\Delta_{set}(d\tau_s + \Delta T_s) = s_{out, norm}(d\tau_s + \Delta T_s) - M_d$ is the settling error for d -th channel symbol at the moment $d\tau_s + \Delta T_s$; Q_A is the limit by which it can differ $H_{ms}(d\tau_s + \Delta T_s)$ from the value d -th channel symbol, at which ensures the correct recovery of each channel symbol of the transmitted sequence; while it is obvious $Q_A < 0.5\Delta M_{st}$, $Q_A \rightarrow 0.5\Delta M_{st}$.

According to results presented in papers [8-18] and expression (10) the set T can be determined in the form

$$T = \bigcup_{i=1}^W [t_{w.st.i}; t_{w.end.i}] \quad (11)$$

Here $t_{w.st.i}$, $t_{w.end.i}$ are symbol duration at which it starts and ends i -th transparency window, respectively, that is $[t_{w.st.i}; t_{w.end.i}] \subset T$; $i = \overline{1, W}$ and W are the number of the transparency window and their amount, respectively.

Obviously, at $l \rightarrow \infty$ the set T determines the resolution time $t_{res} = \{t_{w.st.i}\}_{i=1}^W \cup \{t_{w.end.i}\}_{i=1}^W$ for the considered model, because:

- when using a set of T symbol durations for the $\forall d = \overline{1, l}$ -th symbol of the sequence and $l \rightarrow \infty$ the following relation will be true

$$|\Delta_{set}(dT - (d-1)\Delta T_s) + n_{norm}(dT - (d-1)\Delta T_s)| \leq$$

$$\leq \Delta_{max}(dT) + \Delta < 0.5\Delta M_{st}, \quad (12)$$

where

$$\Delta_{max}(dT \mp (d-1)\Delta T_s) = \max |\Delta_{set}(dT \mp (d-1)\Delta T_s)|.$$

Here, the settling error is maximized over all possible realizations of symbol values in the transmitted sequence with the number of symbols equal d for each channel symbol duration value. Obviously, that for the output PAM- n -signal for given values of Q_A и Δ we can specify the value of magnitude admissible settling error Δ_{adm} , which is determined using the following system

$$\left. \begin{aligned} \Delta_{adm} &= Q_A - \Delta \\ \forall d = \overline{1, l}, l \rightarrow \infty: \Delta_{max}(dT \mp (d-1)\Delta T_s) &\leq \Delta_{adm} \end{aligned} \right\} \quad (13)$$

Wherein $t_{w.st.i}$ can be defined as follows

$$\exists d: \Delta_{max}(d\dot{U}(t_{w.st.i} - 0, \varepsilon)) > \Delta_{adm}, \Delta_{max}(dt_{w.st.i}) = \Delta_{adm}, \quad (14)$$

and $t_{w.end.i}$ as follows

$$\exists d: \Delta_{max}(d\dot{U}(t_{w.end.i} + 0, \varepsilon)) > \Delta_{adm}, \Delta_{max}(dt_{w.end.i}) = \Delta_{adm}. \quad (15)$$

Here and below $\overset{\circ}{U}(\cdot)$ is a ε -punctured neighborhood.

According to results of papers [8-15] the general group of capacity estimations is determined as follows

$$C = t_{\text{res}}^{-1} \log_2 n \quad (16)$$

Based on the expression (16) and $t_{\text{res}} = \{t_{\text{w.st.i}}\}_{i=1}^W \cup \{t_{\text{w.end.i}}\}_{i=1}^W$ the set of capacity estimations can be represented as follows:

$$C_i' = C|_{t_{\text{res}}=t_{\text{w.st.i}}} ; C_i'' = C|_{t_{\text{res}}=t_{\text{w.end.i}}} \quad (17)$$

Here, C_i' and C_i'' are estimations of the upper and the low limit of the capacity, respectively, for the i -th “transparency window”.

Analyzing expressions (1) – (15) and taking into account the results of the papers [8-10] the *problem statement* can be formed in the following form:

1) combinations of transmitted channel symbols must be found for which the settling time is the greatest;

2) a rule for estimating the required number of sequence symbols is defined, under which, due to the validity of the transposition principle for linear frequency-selective communication channels, an estimate of the resolution time with given accuracy will be provided.

3) the rule for determining the limit range ΔT_s should be formulated.

2. The Resolution Time Theory for PAM-n-signal and Frequency Selective Channel. Problem Solution

2.1 Polynomial Complexity Algorithm to Estimate the Greatest Settling Time

Taking into account the results of the theory of resolution time for radio engineering data transmission systems [8-18] and expression (12) we need to solve the following problems:

1st problem is to get the expression for estimation τ_s when inequality (12) is true and subject to fulfillment $\Delta T_s = 0$;

2nd problem is to synthesis the rule to estimate ΔT_s for each value τ_s , at which the equation (12) is true.

The solution of 1st problem has the following form. First of all, we need to obtain the expression for greatest settling time estimation $t_d' = \{t_{\text{w.st.i,d}}'\}_{i=1}^p \cup \{t_{\text{w.end.i,d}}'\}_{i=1}^p$ on the output of channel for PAM-n-signal that consists of d symbols, when symbol duration of each symbol is t_d' . Here $t_{\text{w.st.i,d}}'$ and $t_{\text{w.end.i,d}}'$ are symbol time duration at which i -th transparency window starts and ends, p is amount of transparency windows for greatest settling time t_d' .

For this, it is first necessary to obtain expressions for determining the settling error $\Delta_{\text{set}}(d\tau_s)$ for d -th symbol. In this case the expression (3) convenient to represent in the following form

$$s_{\text{out}}(t) = \sum_{r=1}^l M_r P(t - (r-1)\tau_s), \quad (18)$$

where $P(t)$ is the response of a frequency selective channel on the pulse with a unit amplitude generated by a shaper.

Let us transform the expression (18) using the following substitutions $l = d$, $t = l\tau_s = d\tau_s$ and $s_{\text{out}}(d\tau_s) = M_d + \Delta_{\text{set}}(d\tau_s)$.

As the result we get the following expression

$$M_d + \Delta_{\text{set}}(d\tau_s) = \sum_{r=1}^d M_r P((d-r+1)\tau_s) = \sum_{r=1}^d M_r P_{r,d}(\tau_s), \quad (19)$$

where $P_{r,d}(\tau_s) = P((d-r+1)\tau_s)$.

From equality (19) follows the desired expression for the settling error for d -th channel symbol

$$\begin{aligned} \Delta_{\text{set}}(d\tau_s) &= \sum_{r=1}^d M_r P_{r,d}(\tau_s) - M_d = \\ &= \sum_{r=1}^{d-1} M_r P_{r,d}(\tau_s) - M_d [P_{d,d}(\tau_s) - 1], \end{aligned} \quad (20)$$

To determine the condition when the following relation $\Delta_{\text{max}}(dt_d') = \Delta_{\text{adm}}$ is true, let us find the conditions at which the expression (20) reaches its extremums assuming that $\tau_s = t_d'$.

First of all, we solve the following problem

$$\left. \begin{aligned} \frac{\partial \Delta_{\text{set}}(dt_d')}{\partial M_1} &= 0 \\ \frac{\partial \Delta_{\text{set}}(dt_d')}{\partial M_2} &= 0 \\ &\vdots \\ \frac{\partial \Delta_{\text{set}}(dt_d')}{\partial M_d} &= 0 \end{aligned} \right\} \quad (21)$$

After a series of simple transformations, system (21) will take the form

$$\left. \begin{aligned} P_{1,d}(t_d') &= 0 \\ P_{2,d}(t_d') &= 0 \\ &\vdots \\ P_{d,d}(t_d') &= 1 \end{aligned} \right\} \quad (22)$$

In general case the solution (22) doesn't exist, because:

1) A solution to the system will only exist when using a raised cosine filter, which frequency response significantly differs from such response for the real frequency-selective communication channel. In this case, the duration of the symbol and sampling must meet the Nyquist criteria for ISI free reading information.

2) In another case the solution doesn't exist since nowadays Faster than Nyquist regime is used or a mode close in speed to it, in which the reading of information about the channel symbol is made in the presence of ISI.

It follows from the system (22) that the signal amplitude does not affect the reaching extremums; therefore extremums occur at the boundaries of the signal constellation. Therefore, for sequence consisting of d -th symbols we need solve $2^d - 1$ equations to obtain t_d' due to the same number of amplitude combinations that

which corresponds to the sub exponential time complexity of the algorithm.

To further simplify the computational complexity of the algorithm of t'_d calculation, consider the expression (20) rewriting it in the following way

$$\Delta_{\text{set}}(d\tau_s) = \underbrace{\sum_{k_1=1}^{d-1} M_{k_1} |P_{k_1,d}(\tau_s)| \chi_+(P_{k_1,d}(\tau_s)) + M_d \left[\left[P_{d,d}(\tau_s) - 1 \right] \chi_+(P_{d,d}(\tau_s) - 1) \right]}_{\text{positive sum}} + \underbrace{\sum_{k_2=1}^{d-1} M_{k_2} |P_{k_2,d}(\tau_s)| \chi_-(P_{k_2,d}(\tau_s)) + M_d \left[\left[P_{d,d}(\tau_s) - 1 \right] \chi_-(P_{d,d}(\tau_s) - 1) \right]}_{\text{negative sum}} \quad (23)$$

Where

$$\chi_+(x) = \text{sgn}(\text{sgn}[x] + 1); \chi_-(x) = \text{sgn}(\text{sgn}[x] - 1); \text{sgn}(\cdot)$$

is a signum function.

It is obvious that to determine the conditions when $\forall \tau_s, \forall d : |\Delta_{\text{set}}(d\tau_s)| \rightarrow \max$, we need that one of the following conditions set come true:

1st set

$$\forall \tau_s, \forall d : \sum_{k_1=1}^{d-1} M_{k_1} |P_{k_1,d}(\tau_s)| \chi_+(P_{k_1,d}(\tau_s)) + M_d \left[\left[P_{d,d}(\tau_s) - 1 \right] \chi_+(P_{d,d}(\tau_s) - 1) \right] \rightarrow \max; \quad (24)$$

$$\forall \tau_s, \forall d : \sum_{k_2=1}^{d-1} M_{k_2} |P_{k_2,d}(\tau_s)| \chi_-(P_{k_2,d}(\tau_s)) + M_d \left[\left[P_{d,d}(\tau_s) - 1 \right] \chi_-(P_{d,d}(\tau_s) - 1) \right] \rightarrow \min. \quad (25)$$

2nd set

$$\forall \tau_s, \forall d : \sum_{k_1=1}^{d-1} M_{k_1} |P_{k_1,d}(\tau_s)| \chi_+(P_{k_1,d}(\tau_s)) + M_d \left[\left[P_{d,d}(\tau_s) - 1 \right] \chi_+(P_{d,d}(\tau_s) - 1) \right] \rightarrow \min; \quad (26)$$

$$\forall \tau_s, \forall d : \sum_{k_2=1}^{d-1} M_{k_2} |P_{k_2,d}(\tau_s)| \chi_-(P_{k_2,d}(\tau_s)) + M_d \left[\left[P_{d,d}(\tau_s) - 1 \right] \chi_-(P_{d,d}(\tau_s) - 1) \right] \rightarrow \max. \quad (27)$$

The solution for the first set is $\forall M_{k_1} = M_{sc_n}, M_d = M_{sc_n}$ (problem (24)) and $\forall M_{k_2} = M_{sc_1}, M_d = M_{sc_1}$ (problem (25)).

For second set solution has the following form: $\forall M_{k_1} = M_{sc_1}, M_d = M_{sc_1}$ (problem (26)) and $\forall M_{k_2} = M_{sc_n}, M_d = M_{sc_n}$ (problem **Ошибка! Источник ссылки не найден.**)

Considering the above obtained results expression for $\Delta_{\text{max}}(d\tau_s)$ will take the form

$$\Delta_{\text{max}}(d\tau_s) = |S_+(\tau_s)| 1(|S_+(\tau_s)| - |S_-(\tau_s)|) + |S_-(\tau_s)| 1(|S_-(\tau_s)| - |S_+(\tau_s)|) \Phi(\tau_s), \quad (27)$$

where

$$\Phi(\tau_s) = 1 - \frac{1(|S_+(\tau_s)| - |S_-(\tau_s)|) \times 1(|S_-(\tau_s)| - |S_+(\tau_s)|)}{2};$$

1(t) is Heaviside step function;

$$S_+(\tau_s) = \sum_{r=1}^{d-1} |P_{r,d}(\tau_s)| \left[M_{sc_n} \chi_+(P_{r,d}(\tau_s)) + M_{sc_1} \chi_-(P_{r,d}(\tau_s)) \right] + \left[\left[P_{d,d}(\tau_s) - 1 \right] \left(M_{sc_n} \chi_+(P_{r,d}(\tau_s) - 1) + M_{sc_1} \chi_-(P_{r,d}(\tau_s) - 1) \right) \right];$$

$$S_-(\tau_s) = \sum_{r=1}^{d-1} |P_{r,d}(\tau_s)| \left[M_{sc_1} \chi_+(P_{r,d}(\tau_s)) + M_{sc_n} \chi_-(P_{r,d}(\tau_s)) \right] + \left[\left[P_{d,d}(\tau_s) - 1 \right] \left(M_{sc_1} \chi_+(P_{r,d}(\tau_s) - 1) + M_{sc_n} \chi_-(P_{r,d}(\tau_s) - 1) \right) \right].$$

Using expression (27) the desired equation $\Delta_{\text{max}}(dt'_d) = \Delta_{\text{adm}}$

used to evaluate t'_d takes the form

$$\Delta_{\text{adm}} = |S_+(t'_d)| 1(|S_+(t'_d)| - |S_-(t'_d)|) + |S_-(t'_d)| 1(|S_-(t'_d)| - |S_+(t'_d)|) \Phi(t'_d). \quad (28)$$

Analyzing (28) we can conclude that we have the polynomial time complexity of the algorithm to estimate t'_d , because we need to solve only one equation with $2d$ polynomials.

The solution of 2nd problem has the following form. To obtain the deviation set of symbol time sampling at which inequality (12) is true we have to solve problem similar to first problem.

First of all, for this we need to obtain an expression for settling error estimation for d -th symbol $\Delta T_s \neq 0$ and symbol duration

$\tau'_{s_d} \in \bigcup_{i=1}^p [t'_{w.st.i,d}; t'_{w.end.i,d}]$. Let us transform the expression (18)

using the following substitutions $l = d + 1, t = d\tau'_{s_d} + \Delta T_s$ and $s_{\text{out}}(d\tau'_{s_d} + \Delta T_s) = M_d + \Delta_{\text{set}}(d\tau'_{s_d} + \Delta T_s)$. As the result we get the following expression

$$s_{\text{out}}(d\tau'_{s_d} + \Delta T_s) = M_d + \Delta_{\text{set}}(d\tau'_{s_d} + \Delta T_s) = \sum_{r=1}^{d+1} M_r P(d\tau'_{s_d} + \Delta T_s - (r-1)\tau_s). \quad (29)$$

After some simple transformations the expression for $\Delta_{\text{set}}(d\tau'_{s_d} + \Delta T_s)$ takes the form

$$\Delta_{\text{set}}(d\tau'_{s_d} + \Delta T_s) = \sum_{r=1}^{d-1} M_r P([d-r+1]\tau'_{s_d} + \Delta T_s) + M_{d+1} P(\Delta T_s) + M_d \left[P(\tau'_{s_d} + \Delta T_s) - 1 \right] = \sum_{r=1}^{d-1} M_r P'_{r,d+1}(\tau'_{s_d}, \Delta T_s) + M_{d+1} P'_{d+1,d+1}(\tau'_{s_d}, \Delta T_s) + M_d \left[P'_{d,d+1}(\tau'_{s_d}, \Delta T_s) - 1 \right]. \quad (30)$$

where $P'_{r,d+1}(\tau'_{s_d}, \Delta T_s) = P([d-r+1]\tau'_{s_d} + \Delta T_s)$.

To determine the condition when the following relation $\Delta_{\max}(d\tau'_{s_d} + \Delta T_{s,\max}) = \Delta_{\text{adm}}$ is true, let us find the conditions at which the expression (30) reaches its extremums. Here $\Delta T_{s,\max} = f(\tau''_{s_d}, \Delta_{\text{adm}}) = \{\Delta t_{\text{in}_d}\} \cup \{\Delta t_{\text{out}_d}\}$, $\Delta T_{s,\max} \in \mathbb{R}$; $\tau''_{s_d} \in \tau'_{s_d}$; $\Delta T_{s,\max}$ determines the range of sampling time error relatively to τ''_{s_d} , at which channel symbol can be read without errors at given Δ , in the following way $d\tau''_{s_d} + \Delta T_s \in [-|\Delta t_{\text{in}_d}| + d\tau''_{s_d}; d\tau''_{s_d}] \cup [d\tau''_{s_d}; d\tau''_{s_d} + \Delta t_{\text{out}_d}]$.

First of all, we solve the following problem

$$\left. \begin{aligned} \frac{\partial \Delta_{\text{set}}(d\tau'_{s_d} + \Delta T_{s,\max})}{\partial M_1} &= 0 \\ \frac{\partial \Delta_{\text{set}}(d\tau'_{s_d} + \Delta T_{s,\max})}{\partial M_2} &= 0 \\ &\vdots \\ \frac{\partial \Delta_{\text{set}}(d\tau'_{s_d} + \Delta T_{s,\max})}{\partial M_{d+1}} &= 0 \end{aligned} \right\} \quad (31)$$

After a series of simple transformations, system (31) will take the form

$$\left. \begin{aligned} P'_{1,d+1}(\tau'_{s_d}, \Delta T_{s,\max}) &= 0 \\ P'_{2,d+1}(\tau'_{s_d}, \Delta T_{s,\max}) &= 0 \\ &\vdots \\ P'_{d,d+1}(\tau'_{s_d}, \Delta T_{s,\max}) &= 1 \\ P'_{d+1,d+1}(\tau'_{s_d}, \Delta T_{s,\max}) &= 0 \end{aligned} \right\} \quad (32)$$

In general case the solution (32) doesn't exist for the same reasons as for the system (22). It follows from the system (32) that the signal amplitude does not affect the reaching extremums, therefore extremums occur at the boundaries of the signal constellation.

Therefore, for sequence consisting of d -th symbols we need solve $2^{d+1} - 1$ equations to obtain $\Delta T_{s,\max}$ due to the same number of amplitude combinations that which corresponds to the sub exponential time complexity of the algorithm.

To further simplify the computational complexity of the algorithm, consider the expression (30) rewriting it in the following way

$$s_{\text{out}}(d\tau'_{s_d} + \Delta T_s) = S_p(\tau'_{s_d}, \Delta T_s) + S_n(\tau'_{s_d}, \Delta T_s), \quad (33)$$

where

$$\begin{aligned} S_p(\tau'_{s_d}, \Delta T_s) &= \sum_{k_1=1}^{d-1} M_{k_1} \left| P'_{k_1,d+1}(\tau'_{s_d}, \Delta T_s) \right| \chi_+ \left(P'_{k_1,d+1}(\tau'_{s_d}, \Delta T_s) \right) + \\ &+ M_{d+1} \left| P'_{d+1,d+1}(\tau'_{s_d}, \Delta T_s) \right| \chi_+ \left(P'_{d+1,d+1}(\tau'_{s_d}, \Delta T_s) \right) + \\ &M_d \left| P'_{d,d+1}(\tau'_{s_d}, \Delta T_s) - 1 \right| \chi_+ \left(P'_{d,d+1}(\tau'_{s_d}, \Delta T_s) - 1 \right) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} S_n(\tau'_{s_d}, \Delta T_s) &= \sum_{k_2=1}^{d-1} M_{k_2} \left| P'_{k_2,d+1}(\tau'_{s_d}, \Delta T_s) \right| \chi_- \left(P'_{k_2,d+1}(\tau'_{s_d}, \Delta T_s) \right) + \\ &+ M_{d+1} \left| P'_{d+1,d+1}(\tau'_{s_d}, \Delta T_s) \right| \chi_- \left(P'_{d+1,d+1}(\tau'_{s_d}, \Delta T_s) \right) + \\ &+ M_d \left| P'_{d,d+1}(\tau'_{s_d}, \Delta T_s) - 1 \right| \chi_- \left(P'_{d,d+1}(\tau'_{s_d}, \Delta T_s) - 1 \right). \end{aligned}$$

It is obvious that to determine the conditions when $|\Delta_{\text{set}}(d\tau'_{s_d} + \Delta T_s)| \rightarrow \max$, we need that one of the following conditions set come true:

1st set

$$\forall \tau'_{s_d}, \forall d : S_p(\tau'_{s_d}, \Delta T_s) \rightarrow \max, \quad (34)$$

$$\forall \tau'_{s_d}, \forall d : \left| S_n(\tau'_{s_d}, \Delta T_s) \right| \rightarrow \min. \quad (35)$$

2nd set

$$\forall \tau'_{s_d}, \forall d : S_p(\tau'_{s_d}, \Delta T_s) \rightarrow \min, \quad (36)$$

$$\forall \tau'_{s_d}, \forall d : \left| S_n(\tau'_{s_d}, \Delta T_s) \right| \rightarrow \max. \quad (37)$$

The solution for the first set is $\forall M_{k_1} = M_{\text{sc}_n}$, $k_1 = \overline{1, d+1}$ (problem (34)) and $\forall M_{k_2} = M_{\text{sc}_1}$, $k_2 = \overline{1, d+1}$ (problem (35)). For second set solution has the following form: $\forall M_{k_1} = M_{\text{sc}_1}$, $k_1 = \overline{1, d+1}$ (problem (36)) and $\forall M_{k_2} = M_{\text{sc}_n}$, $k_2 = \overline{1, d+1}$ (problem (37)).

Considering the above obtained results expression for $\Delta_{\max}(d\tau'_{s_d} + \Delta T_s)$ will take the form

$$\begin{aligned} \Delta_{\max}(d\tau'_{s_d} + \Delta T_s) &= \left| S'_+(\tau'_{s_d}, \Delta T_s) \right| \left(\left| S'_+(\tau'_{s_d}, \Delta T_s) \right| - \left| S'_-(\tau'_{s_d}, \Delta T_s) \right| \right) + \\ &+ S'_-(\tau'_{s_d}, \Delta T_s) \left(\left| S'_-(\tau'_{s_d}, \Delta T_s) \right| - \left| S'_+(\tau'_{s_d}, \Delta T_s) \right| \right) \Phi'(\tau'_{s_d}, \Delta T_s), \end{aligned} \quad (38)$$

where

$$\begin{aligned} \Phi'(\tau'_{s_d}, \Delta T_s) &= \\ &= 1 - \frac{1 \left(\left| S'_+(\tau'_{s_d}, \Delta T_s) \right| - \left| S'_-(\tau'_{s_d}, \Delta T_s) \right| \right) \times 1 \left(\left| S'_-(\tau'_{s_d}, \Delta T_s) \right| - \left| S'_+(\tau'_{s_d}, \Delta T_s) \right| \right)}{2}; \\ S'_+(\tau'_{s_d}, \Delta T_s) &= \sum_{r=1}^{d-1} \left| P'_{r,d+1}(\tau'_{s_d}, \Delta T_s) \right| \left[M_{\text{sc}_d} \chi_+ \left(P'_{r,d+1}(\tau'_{s_d}, \Delta T_s) \right) + \right. \\ &+ M_{\text{sc}_1} \chi_- \left(P'_{r,d+1}(\tau'_{s_d}, \Delta T_s) \right) \left. \right] + \left| P'_{d+1,d+1}(\tau'_{s_d}, \Delta T_s) \right| \times \\ &\times \left[M_{\text{sc}_n} \chi_+ \left(P'_{d+1,d+1}(\tau'_{s_d}, \Delta T_s) \right) + M_{\text{sc}_1} \chi_- \left(P'_{d+1,d+1}(\tau'_{s_d}, \Delta T_s) \right) \right] + \\ &+ \left| P'_{d,d+1}(\tau'_{s_d}, \Delta T_s) - 1 \right| \left[M_{\text{sc}_n} \chi_+ \left(P'_{d,d+1}(\tau'_{s_d}, \Delta T_s) - 1 \right) + \right. \\ &\left. M_{\text{sc}_1} \chi_- \left(P'_{d,d+1}(\tau'_{s_d}, \Delta T_s) - 1 \right) \right]; \end{aligned}$$

$$S'_-(\tau'_{s_d}, \Delta T_s) = \left| \sum_{r=1}^{d-1} P'_{r,d+1}(\tau'_{s_d}, \Delta T_s) \right| \left[M_{sc_i} \chi_+(\tau'_{s_d}, \Delta T_s) + M_{sc_n} \chi_-(\tau'_{s_d}, \Delta T_s) \right] + \left| P'_{d+1,d+1}(\tau'_{s_d}, \Delta T_s) \right| \times \left[M_{sc_i} \chi_+(\tau'_{s_d}, \Delta T_s) + M_{sc_n} \chi_-(\tau'_{s_d}, \Delta T_s) \right] + \left| P'_{d,d+1}(\tau'_{s_d}, \Delta T_s) - 1 \right| \left[M_{sc_i} \chi_+(\tau'_{s_d}, \Delta T_s) - 1 \right] + M_{sc_n} \chi_-(\tau'_{s_d}, \Delta T_s) - 1 \Bigg].$$

Using expression (38) the desired equation $\Delta_{\max}(d\tau''_{s_d} + \Delta T_{s,\max}) = \Delta_{\text{adm}}$ takes the form

$$\Delta_{\max}(d\tau''_{s_d} + \Delta T_{s,\max}) = \left| S'_+(\tau''_{s_d}, \Delta T_{s,\max}) \right| 1 \times \left(\left| S'_+(\tau''_{s_d}, \Delta T_{s,\max}) \right| - \left| S'_-(\tau''_{s_d}, \Delta T_{s,\max}) \right| \right) + \left(\left| S'_-(\tau''_{s_d}, \Delta T_{s,\max}) \right| - \left| S'_+(\tau''_{s_d}, \Delta T_{s,\max}) \right| \right) \times \Phi'(\tau''_{s_d}, \Delta T_{s,\max}). \quad (39)$$

Analyzing (39) we can conclude that we have the polynomial time complexity of the algorithm to estimate $\Delta T_{s,\max}$, because we need to solve only one equation with $2(d+1)$ polynomials.

2.2 Algorithm for Resolution Time Estimation

In this section the algorithm for capacity, resolution time estimation is presented in the form a brief description of the main stages of its execution.

But first of all, it should be noted that by virtue of the validity of the transposition property for LTI system and the cyclo-stationary nature of the behavior of the PAM-n-signal on its output due ISI the following relation will be true

$$\lim_{d \rightarrow \infty} t''_d = t_{\text{res}}, \quad (40)$$

where $t''_d = \{ \Delta t_{\text{in},d} + \tau''_{s_d} \} \cup \{ \tau''_{s_d} + \Delta t_{\text{out},d} \}$.

From equation (40) the following relation follows

$$\left| t''_d - t_{\text{res}} \right| \leq \varepsilon_{\text{res}}, \quad (41)$$

where ε_{res} is the precision with which the resolution time t_{res} is determined using the greatest settling time t''_d for the d -th symbol.

The value of ε_{res} in fact, the largest value of the residual data dependent jitter level is determined by approximating the resolution time by the largest settling time for the d -th symbol.

Algorithm listing

1. According to the previous papers on the theory of resolution time [8-14], at first step we need to estimate the greatest settling time for the third symbol t'_3 using any numerical method for equation solution (28) with time accuracy ε_{res} .

2. The parameter estimation ε is made based on resolution time approximation accuracy ε_{res} in the following form

$$\begin{aligned} \varepsilon &= \min \{ \varepsilon'_+, \varepsilon'_- \}, \\ \varepsilon'_+ &= \min_{T_+} |H(T_+) - H(T_+ + \varepsilon_{\text{res}})|, \\ \varepsilon'_- &= \min_{T_-} |H(T_-) - H(T_- - \varepsilon_{\text{res}})|, \end{aligned} \quad (42)$$

where

$$\begin{aligned} T_+ &= \{ t'_{\text{w.st.i,3}} \}_{i=1}^p; \quad T_- = \{ t'_{\text{w.end.i,3}} \}_{i=1}^p; \\ H(x) &= |H_+(x)| 1(|H_+(x)| - |H_-(x)|) + \\ &+ |H_-(x)| 1(|H_-(x)| - |H_+(x)|) \zeta(x), \end{aligned}$$

is maximum signal amplitude, providing the maximum settling error, at the output of channel after transmission information sequence, consisting of three symbols, is transmitted. The amplitudes of sequence should provide the maximum settling error.

$$\begin{aligned} H_+(x) &= \sum_{r=1}^2 |P([4-r]x)| \left[M_{sc_n} \chi_+(P([4-r]x)) + M_{sc_i} \chi_-(P([4-r]x)) \right] + \\ &+ |P(x)| \left(M_{sc_n} \chi_+(P(x)-1) + M_{sc_i} \chi_-(P(x)-1) \right); \\ H_-(x) &= \sum_{r=1}^2 |P([4-r]x)| \left[M_{sc_i} \chi_+(P([4-r]x)) + M_{sc_n} \chi_-(P([4-r]x)) \right] + \\ &+ |P(x)| \left(M_{sc_i} \chi_+(P(x)-1) + M_{sc_n} \chi_-(P(x)-1) \right) \\ \zeta(x) &= 1 - \frac{1(|H_+(\tau_s)| - |H_-(\tau_s)|) \times 1(|H_-(\tau_s)| - |H_+(\tau_s)|)}{2} \end{aligned}$$

The number of symbols in information sequence equal to three is chosen taking into account the results of papers [8-18].

3. Parameters $(k_c = \frac{\hat{\sigma}_{cC} - \hat{\sigma}_{cD}}{C - D}, b_c = \frac{C\hat{\sigma}_{cD} - D\hat{\sigma}_{cC}}{C - D})$ estimations are calculated for three ($c = \overline{1;3}$) majorizing series (see table 1) utilizing the following rule $C, D \in H = \{h|h \in \mathbb{N}^*\}, C > D$

(it is advisable to choose $C = 10$ и $D = 3$) and expressions for $\hat{\sigma}_{cH}$ (see table 1 and utilizing rules presented in table 2).

After estimation $\hat{\sigma}_{cH}$ the majorized series are reconstructed utilizing $\sigma_{ch} = k_c h_c + b_c$. Where S_H – number of maxima $|P_{d-H+1,d}(\cdot)|$ for given value $H; d > H$.

4. The choice of the most appropriate type c_{opt} of majorizing series is carried out on the basis of the analysis of the set $L_{\text{rem}} = \{h'_c | \forall q \in [h'_c; l'] (u_{cq}(T_{\text{com}}) - |P'_{l-H+1,l'}(T_{\text{com}})| \geq 0); c = \overline{1,3}\}$, which determines the numbers of terms used to estimate the residuals of the series. Here u_{cq} is q -th term of the functional c -th majorizing series; $T_{\text{com}} \in [t'_{\text{w.st.1,3}}; \tilde{\tau}_s^{(3)})$. Note that in the analysis it is advisable to limit the value $l' \leq 20$. If h'_c takes different values for each type of majorizing series, then the estimate c_{opt} will be in the form [14]

$$c_{\text{opt}} = \arg \min_{c=\overline{1;3}} \sum_{q=1}^3 \delta_{qc} h'_q \quad (43)$$

Table 1

Majorizing series and some properties [14]

Parameter	1 st type series (c=1)	2 nd type series (c=2)	3 rd type series (c=3)
Series	$\sum_{h=1}^{\infty} u_{1h}(x_s) = \sum_{h=1}^{\infty} \exp(-\sigma_{1h} x_s)$	$\sum_{h=1}^{\infty} u_{2h}(x_s) = \sum_{h=1}^{\infty} \sigma_{2h} x_s \exp(-\sigma_{2h} x_s)$	$\sum_{h=1}^{\infty} u_{3h}(x_s) = \sum_{h=1}^{\infty} (1 + \sigma_{3h} x_s) \exp(-\sigma_{3h} x_s)$
\hat{h}_\bullet	$\hat{h}_1 = \left\lceil - \left[\frac{\ln(R_{h_1}^1 k_1 x_s)}{x_s k_1} + \frac{b_1}{k_1} + 1 \right] \right\rceil$	$\hat{h}_2 = \left\lceil - \left[\frac{1 + W_{-1}(R_{h_2}^2 k_2 x_s \exp(-2))}{k_2 x_s} + \frac{b_2}{k_2} + 1 \right] \right\rceil$	$\hat{h}_3 = \left\lceil - \left[\frac{2 + W_{-1}(R_{h_3}^3 k_3 x_s \exp(-2))}{k_3 x_s} + \frac{b_3}{k_3} + 1 \right] \right\rceil$
$\hat{\sigma}_{\bullet H}$	$\sigma_{1H} = - \frac{\ln E_H}{\tilde{\tau}_s^{(H)}}$	$\sigma_{2H} = - \frac{W_{-1}(-E_H)}{\tilde{\tau}_s^{(H)}}$	$\sigma_{3H} = - \frac{1 + W_{-1}[-E_H \exp(-1)]}{\tilde{\tau}_s^{(H)}}$
Comments: W_{-1} is Lambert W function with branch -1 selection, $\lceil \cdot \rceil$ is ceil operation			

Table 2

Rules used in the calculation parameters k_c, b_c

Are damped oscillations observed during the settling of the impulse response?
No
$E_H = \left P_{d-H+1,d}(\tilde{\tau}_s^{(H)}) \right = \min_{\tau'_s \rightarrow \max} \left\{ \left P_{d-H+1,d}(\tau'_s) \right : \left P_{d-H+1,d}(\tau'_s) \right > 0 \right\}$ $\tau'_s \in [t'_{w,st,1,3}; 3t'_{w,end,p,3}]$
Yes
$E_H = \left P_{d-H+1,d}(\tilde{\tau}_s^{(H)}) \right $ $\tilde{\tau}_s^{(H)} = \max T'_H$ $T'_H = \left\{ \tau_{M_{K_i}} \in \tau'_s = [t'_{w,st,1,3}; 3t'_{w,end,p,3}] \mid \forall \tau'_s \in U(\tau_{M_{K_i}}) \times \right.$ $\left. \times \left(\left P_{d-H+1,d}(\tau'_s) \right \leq \left P_{d-H+1,d}(\tau_{M_{K_i}}) \right \right); K_i = \overline{1, S_H} \right\}$

If h'_c takes the same values for at least two types of majorizing series, then the estimation C_{opt} is made according to the rule

$$C_{opt} = \arg \min_{c \in I'} \times \left(\max_{T_{com}} \left\{ u_{ch'_c}(T_{com}) - P_{I'-h'_c+1,I'}(T_{com}) \mid u_{ch'_c}(T_{com}) - P_{I'-h'_c+1,I'}(T_{com}) > 0 \right\} \right) \quad (44)$$

where $I' = \arg \min_{c=1,3} \sum_{q=1}^3 \delta_{qc} h'_q$.

5. The dependence of the effective channel memory on the symbol duration is estimated as follows:

$$\hat{G}(\tau_s) = \min \left\{ G'(\tau_s) : 0 < R_{h_{opt}}^{c_{opt}} + \sum_{r_1=1}^{\hat{h}_{opt}} |P(r_1 \tau_s)| - \sum_{r_2=1}^{G'(\tau_s)+1} |P(r_2 \tau_s)| \leq \varepsilon \right\},$$

where $R_{h_{opt}}^{c_{opt}} = Q_\varepsilon \varepsilon$, $Q_\varepsilon \in [0, 1; 0, 01]$; \hat{h}_{opt} determined on the basis $R_{h_{opt}}^{c_{opt}}$ utilizing \hat{h}_\bullet , presented in table 2.

Next, the effective memory is evaluated:

$$G = \begin{cases} \hat{G}[\min(t'_3)] - 1, & \text{if } \hat{G}[\min(t'_3)] - 1 \geq 3, \\ 2, & \text{if } \hat{G}[\min(t'_3)] - 1 < 3. \end{cases} \quad (45)$$

Then capacity estimation is made according (16) taking into account $t_{res} = t_{G+1}''$.

Conclusion

A novel method for capacity and resolution time estimations with polynomial computational complexity that does not depend on the size of the channel alphabet of PAM-n-signals and is determined only by the effective memory value. The shape of pulse of PAM-n-signals has arbitrary form and amplitudes take only possible values.

References

- Buckwalter J.F. (2006) *Deterministic Jitter in Broadband Communication*. Ph.D. California Institute of Technology.
- Celik, F., Akkaya, A., Tajalli, A., Leblebici, Y. (2019) ISI Sensitivity of PAM Signaling for Very High-Speed Short-Reach Copper Links In *2019 17th IEEE International New Circuits and Systems Conference (NEWCAS)*, Germany: Munich, pp. 1-4.
- Il'in, G.I. and Polskii, Yu.E. (1989) Dynamic range and accuracy of radio engineering and optoelectronic measuring systems, *Itoqi nauki i tekhniki. Ser. Radiotekhnika*. Vol.39, pp. 67-114.
- Il'in, G.I. (1997) Informacionnye poteri pri prohozhdenii signalov cherez sistemu s ogranichennoj polosoj propuskaniya [Information loss during the passage of signals through a system with limited bandwidth], *Bulletin of KSTU im. A.N. Tupolev*, No.1, pp. 83-85.
- Danilaev, D.P., Il'in, G.I. (2021) Dynamic range and accuracy of information transmission systems. Study Guide, Kazan: KNRTU-KAI.

6. Denisov, A. E., Danilaev, D. P. and Il'in G. I. Parameters and Properties of Digital Signal Receivers with a Large Dynamic Range, In *2021 Systems of Signals Generating and Processing in the Field of on Board Communications, Conference Proceedings*, Moscow, 16-18 March 2021. P. 9415984
7. Nikolaev, B. I. (1988) Sequential transmission of discrete messages over continuous channels with memory.
8. Lerner I.M. (2017). Method for capacity estimation of real communicational channels with psk-n-signals in presence of ISI and its application. *T-Comm*, vol. 11, no.8, pp. 52-58.
9. Lerner, I.M. (2017), Analytical estimation of capacity of the communicational channel with the frequency response of the resonance filter in the presence of ISI and the use of PSK-n-signal, *T-Comm*, No.9, pp. 65-73.
10. Lerner, I.M. and Chernyavskii S.M. (2018), Capacity estimation of real communicational channels with APSK-N-signals in presence of ISI, *T-Comm*, No.4, pp. 48-55.
11. Lerner I.M. and Il'in G.I. (2018) Numerical method for estimating the potential throughput when using a PSK-n-signal in a communication channel with intersymbol distortion. *Vestnik Kazanskogo gosudarstvennogo tekhnicheskogo universiteta im. A.N. Tupoleva*. Vol. 4, pp. 138-149.
12. Lerner, I.M. (2019). "To the matter of optimization of the amplitude-frequency responses of communication channels with PSK-n-signals based on the theory of resolution time", *T-Comm*, vol. 13, No.9, pp. 36-49.
13. Lerner, I.M. (2019), "Influence of the shape of the amplitude-frequency response on the capacity of communication channel with memory using APSK-N signals, which implements the theory of resolution time". *T-Comm*, vol. 13, no.10, pp. 45-59.
14. Lerner, I.M., Fayzullin, R.R. and Ryabov I.V. (2022) High performance algorithm for capacity estimation of communication channels functioning on the basis of resolution time theory. *Radiotekhnika*. Vol. 86. No. 4. P. 91-10
15. Lerner, I.M., Fayzullin, R.R., Khairullin, A.N., Shushpanov, D.V., Il'in, V.I., Ryabov, I.V. (2023) Specify capacity increasing as a fundamental problem of communication theory. Strategy development in the post-Shannon era. P. 1. Retrospective review of methods for receiving and processing signals in frequency-selective communication channels at data transfer rates faster than Nyquist rate. *Achievements of Modern Radioelectronics*. Vol. 77. No. 1. P. 37-50.
16. Lerner I.M., Kaduskin V.V. ResCap (2019). Kazan.
17. A program for analytical evaluation of the resolution time and throughput of communication channels with intersymbol distortion (ISI) using APSK-n-signals in radio engineering information transmission systems (RSTI) (2021). Kazan: KNRTU-KAI.
18. A program for analytical evaluation of the resolution time and throughput of communication channels with intersymbol distortion (ISI) using PSK-n-signals in radio engineering information transmission systems (RSTI) (2021). Kazan: KNRTU-KAI.

ТЕОРИЯ РАЗРЕШАЮЩЕГО ВРЕМЕНИ В ОБЛАСТИ СИСТЕМ ШИРОКОПОЛОСНОГО ДОСТУПА. АЛГОРИТМ ОЦЕНКИ ДЖИТТЕРА, ОБУСЛОВЛЕННОГО ПЕРЕДАЧЕЙ ДАННЫХ, И ПРОПУСКНОЙ СПОСОБНОСТИ С ПОЛИНОМИАЛЬНЫМ ВРЕМЕНЕМ ИСПОЛНЕНИЯ

Лернер Илья Михайлович, Казанский национальный исследовательский технический университет им. А.Н. Туполева - КАИ, г. Казань, Россия, aviap@mail.ru

Хайруллин Анвар Наильевич, Казанский национальный исследовательский технический университет им. А.Н. Туполева - КАИ, г. Казань, Россия, mr.khayrullin.a@gmail.com

Аннотация

В настоящее время в связи с постоянным ростом объема передаваемой информации все большее внимание уделяется вопросам возможности увеличения скорости передачи за счет использования режима передачи "выше скорости Найквиста". Несмотря на актуальность данной темы исследования, из-за достаточно больших математических трудностей получить значимые результаты затруднительно. Одной из теорий, позволяющих совершить прорыв в данной области, является бурно развивающаяся теория времени разрешения, разработанная для фазовых радиотехнических систем передачи данных и информационно-измерительных опико-электронных систем с АИМ-сигналами прямоугольной формы. В данной статье представлен новый метод оценки пропускной способности и разрешающего времени с полиномиальной вычислительной сложностью, которая не зависит от размера канального алфавита АИМ-п-сигнала и определяется только объемом эффективной памяти канала, при этом форма импульса является произвольной, а амплитуды принимают только положительные значения. Метод также позволяет оценить время, ограничивающее возможные отклонения из-за ошибки выборки во времени, при котором информация о канальном символе будет считана безошибочно или с заданной вероятностью ошибки.

Ключевые слова: МСИ, разрешающее время, теория разрешающего времени, АИМ-сигналы, пропускная способность, джиттер, зависящий от данных.

Литература

1. Buckwalter J. F. Deterministic Jitter in Broadband Communication: дис. ... Ph.D. Pasadena, 2006. 220 с.
2. Celik F., Akkaya A., Tajalli A., Leblebici Y. ISI Sensitivity of PAM Signaling for Very High-Speed Short-Reach Copper Links // 2019 17th IEEE International New Circuits and Systems Conference (NEWCAS), Munich, Germany, 2019, pp. 1-4
3. Ильин Г.И., Польский Ю.Е. Динамический диапазон и точность радиотехнических и оптоэлектронных измерительных систем / Г.И. Ильин, Ю.Е. Польский // Итоги науки и техники. Сер. Радиотехника. 1989. Т. 39. С. 67-114.
4. Ильин Г.И. Информационные потери при прохождении сигналов через систему с ограниченной полосой пропускания // Вестник КГТУ им. А.Н. Туполева. 1997. Вып.1. С. 83-85.
5. Данилаев Д.П., Ильин Г.И. Динамический диапазон и точность систем передачи информации. Учеб. Пособие. Казань: Изд-во КНИТУ-КАИ, 2021. 240 с.
6. Denisov A.E., Danilaeв D.P., Il'in G.I. Parameters and Properties of Digital Signal Receivers with a Large Dynamic Range // 2021 Systems of Signals Generating and Processing in the Field of on Board Communications, Conference Proceedings, Moscow, 16-18 марта 2021 года. Moscow, 2021. P. 9415984
7. Николаев Б.И. Последовательная передача дискретных сообщений по непрерывным каналам с памятью. М.: Радио и связь, 1988. 264 с.
8. Лернер И.М. Метод оценки пропускной способности реальных каналов связи с многопозиционными фазоманипулированными сигналами при наличии межсимвольных искажений и его применение // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2017. Т. 11. № 8. С. 52-58.
9. Лернер И.М. Аналитическая оценка пропускной способности канала связи с частотной характеристикой резонансного фильтра при наличии межсимвольных искажений и использовании многопозиционного фазоманипулированного сигнала // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2017. Т. 11. № 9. С. 65-73.
10. Лернер И.М., Чернявский С.М. Оценка пропускной способности реальных каналов связи с АФМН-Н-сигналами при наличии МСИ // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2018. Том 12. №4. С. 48-55.
11. Лернер И.М., Ильин Г.И. Численный метод оценки потенциальной пропускной способности при использовании ФМн-п-сигнала в канале связи с межсимвольными искажениями // Вестник Казанского государственного технического университета им. А.Н. Туполева. 2018. №4. С. 138-149.
12. Лернер И.М. К вопросу оптимизации амплитудно-частотных характеристик каналов связи с ФМН-п-сигналами, построенных на основе теории разрешающего времени // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2019. Том 13. №9. С. 36-49.
13. Лернер И.М. О влиянии формы амплитудно-частотной характеристики на пропускную способность канала связи с памятью, использующего принципы теории разрешающего времени, с АФМН-Н-сигналами // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2019. Том 13. №10. С. 45-59.
14. Лернер И.М., Файзуллин Р.Р., Рябов И.В. Высокопроизводительный алгоритм оценки пропускной способности каналов связи, функционирующих на базе теории разрешающего времени // Радиотехника. 2022. Т.86. №4. С. 91-109.
15. Лернер И.М., Файзуллин Р.Р., Хайруллин А.Н., Шушпанов Д.В., Ильин В.И., Рябов И.В. Повышение удельной пропускной способности как фундаментальная проблема теории связи. Стратегия развития в постшенноновскую эпоху. Ч. 1. Ретроспективный обзор методов приема и обработки сигналов в частотно-селективных каналах связи при скоростях передачи информации выше скорости Найквиста // Успехи современной радиоэлектроники. 2023. Т. 77. № 1. С. 37-50.
16. Свид. о гос. регистрации прог для ЭВМ 2019665776 Российская Федерация. ResCap / Лернер И.М., Кадушкин В.В., Чернявский С.М., заявитель и патентообладатель Лернер И.М., Кадушкин В.В. № 2019663612; заявл. 30.10.19; опубл. 28.11.19. 2 с.
17. Свид. о гос. регистрации прог для ЭВМ 2021615058 Российская Федерация. Программа для аналитической оценки разрешающего времени и пропускной способности каналов связи с межсимвольными искажениями (МСИ), использующих АФМн-п-сигналы в радиотехнических системах передачи информации (РСПИ) / Лернер И.М.; заявитель и патентообладатель федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования "Казанский национальный исследовательский технический университет им. А.Н. Туполева - КАИ". № 2021614238; заявл. 31.03.21; опубл. 02.04.21. 2 с.
18. Свид. о гос. регистрации прог для ЭВМ 2021615057 Российская Федерация. Программа для аналитической оценки разрешающего времени и пропускной способности каналов связи с межсимвольными искажениями (МСИ), использующих ФМн-п-сигналы в радиотехнических системах передачи информации (РСПИ) / Лернер И.М.; заявитель и патентообладатель федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования "Казанский национальный исследовательский технический университет им. А.Н. Туполева - КАИ". № 2021614247; заявл. 31.03.21; опубл. 02.04.21. 2 с.

Информация об авторах:

Лернер Илья Михайлович, кандидат физико-математических наук, доцент кафедры НТвЭ, Казанский национальный исследовательский технический университет им. А.Н. Туполева – КАИ, Казань, Россия

Хайруллин Анвар Наильевич, аспирант, ассистент кафедры ЭКСПИ, Казанский национальный исследовательский технический университет им. А.Н. Туполева – КАИ, Казань, Россия

EVALUATION OF THE VALUE OF EQUIVALENT ENERGY LOSSES DUE TO THE QUALITY OF FREQUENCY SYNTHESIS FUNCTIONING IN DIGITAL COMMUNICATION SYSTEMS WITH QUASI-COHERENT RECEPTION OF SIGNALS WITH QUADRATURE AMPLITUDE KEYPAD

Vitaly G. Dovbnya,
Southwestern State University, Kursk, Russia, vit_georg@mail.ru

DOI: 10.36724/2072-8735-2023-17-5-58-63

Dmitry S. Koptev,
Southwestern State University, Kursk, Russia,
d.s.koptev@mail.ru

Manuscript received 14 April 2023;
Accepted 12 May 2023

Leon Rea Herman Floresmilo,
Southwestern State University, Kursk, Russia,
leon.german1987@hotmail.com

Georgy I. Podkhaldin,
Southwestern State University, Kursk, Russia,
www.gog605@yandex.ru

Keywords: digital communication systems, quadrature amplitude modulation, integrated relative frequency instability, heterodyne oscillation synthesizers, phase noise power spectral density, potential noise immunity

Useful transmitted information when using digital transmission systems with quadrature amplitude shift keying lies in the change in the amplitude and phase of the signal. This circumstance causes significantly higher requirements for the magnitude of destabilizing factors, namely the phase noise of signal packages at the input of the demodulating device of signals with quadrature amplitude keying, which affect the useful signal, resulting in a decrease in the reliability of reception. In this article, we restrict ourselves to considering the requirements for short-term frequency stability of synthesizers of digital transmission lines, which use signals of multi-position quadrature-amplitude keying in conjunction with quasi-coherent reception. The carrier wave is extracted on the receiving side directly with the help of a carrier recovery device from the received QAM signal by demodulating it, followed by narrow-band filtering. The phase-locked loop in this case functions as a narrow-band tunable filter for extracting the carrier wave. An increase in the quality of demodulation and signal filtering processes leads to a decrease in the phase fluctuation of the restored

carrier, a decrease in the level of additive noise, and a decrease in the magnitude of energy losses when using quasi-coherent reception compared to the ideal one, which requires the complete absence of a phase error of the selected reference signal. Such an approximation of the noise immunity of real coherent QAM demodulators to the theoretical one limits the phase noise of the signal at the demodulator input, which is associated with the non-ideal operation of frequency synthesizers on the transmitting and receiving sides of digital communication lines. The research methods used in the article are based on the theories of potential noise immunity, demodulator synchronization, and phase locked loop systems. For the carrier recovery device, the noise band value was chosen in the range from to (where T – is the symbol duration), since with the indicated ratios, the distribution law of the phase error can be considered normal. It was assumed in the work that the devices for automatic gain control and clock synchronization in the radio receiving system function ideally, and the frequency response of the channel corresponds to the Nyquist condition.

Information about authors:

Vitaly G. Dovbnya, Doctor of Technical Sciences, Associate Professor, Professor of the Department of Space Instrumentation and Communication Systems, Southwestern State University, Kursk, Russia

Dmitry S. Koptev, Senior Lecturer, Department of Space Instrumentation and Communication Systems, Southwest State University, Kursk, Russia

Leon Rea Herman Floresmilo, 2nd year master student, Department of Space Instrumentation and Communication Systems, Southwestern State University, Kursk, Russia

Georgy I. Podkhaldin, 2nd year undergraduate student of the Computer Engineering Department, Southwestern State University, Kursk, Russia

Для цитирования:

Довбня В.Г., Коптев Д.С., Леон Реа Херман Флоресмило, Подхалдин Г.И. Оценка величины эквивалентных энергетических потерь, обусловленных качеством функционирования синтезаторов частоты в цифровых системах связи при квазикогерентном приёме сигналов с квадратурной амплитудной манипуляцией // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2023. Том 17. №5. С. 58-63.

For citation:

Dovbnya V. G., Koptev D.S., Leon Rea Herman Floresmilo, Podkhaldin G.I. Evaluation of the value of equivalent energy losses due to the quality of frequency synthesis functioning in digital communication systems with quasi-coherent reception of signals with quadrature amplitude keypad. *T-Comm*, vol. 17, no.5, pp. 58-63. (in Russian)

Introduction

The presence of phase noise in the input signal of the coherent demodulator requires the bandwidth of the carrier recovery device to be extended to be able to track the phase of the selected carrier behind the fluctuations in the phase of the input signal. Otherwise, a dynamic phase error appears in the scheme of coherent detection of QAM signals, the signal-to-noise ratio at the output of the coherent detector decreases and, as a result, the reliability of information reception.

The research methods used in the article are based on the theories of potential noise immunity, demodulator synchronization, phase-locked frequency systems.

The article presents the developed analytical model, on the basis of which, by an iterative method in the *MathCAD 11* environment, graphs of the equivalent energy losses are plotted, respectively, on the integral relative frequency instability and the power spectral density of the phase noise of the heterodyne oscillations, normalized when detuned from the carrier by 10 kHz. The calculation was carried out for a local oscillator frequency of 10 GHz and a typical distribution profile of the power spectral density of its phase noise.

From the obtained results, it would be fair to say that the permissible level of equivalent energy losses (from 0,2 to 0,3 dB) is ensured at values of the integral relative frequency instability of $3 \cdot 10^{-7}$; $1,5 \cdot 10^{-7}$; $7 \cdot 10^{-8}$; $3 \cdot 10^{-8}$ and the power spectral density of phase noise is not more than minus 85, 91, 97 and 103 dBW / Hz for signals with modulation types QAM-16, QAM-64, QAM-256 and QAM-1024, respectively. When calculating, it was assumed that the integral relative frequency instability and the spectral power density of the phase noise of the received signal and the reference generator of the carrier recovery device are significantly lower than that of the oscillation synthesizer of heterodynes. If we assume that the parameters under consideration for the master oscillator of the carrier oscillation and the synthesizer of the local oscillator are comparable, then the requirements should be doubled (for the power spectral density of phase noise – by 3 dB) [1-4].

Thus, the analytical model developed in the article and the obtained graphical dependences allow us to assess the degree of influence of the integral relative instability of frequency and spectral power density of phase noise of oscillation of heterodynes on the noise immunity of receiving multi-position signals with quadrature amplitude modulation, as well as theoretically substantiate the requirements for the quality of functioning of oscillator synthesizers of heterodynes of radio receiving systems of digital communication lines [5-6].

Materials and methods of research

An integral indicator of the quality of functioning of oscillation synthesizers of heterodynes, which have the most significant impact on the noise immunity of radio receiving systems, is the integral relative instability of frequency and spectral power density of phase noise (fluctuations) of the generated oscillations.

The main requirements for a heterodyne are the following: generation of the required frequency and tuning it in a given range, high stability of the generator oscillation frequency, ensuring the necessary amplitude of the output voltage, constancy of the amplitude of the generated oscillations, the minimum level of

higher harmonics in the output voltage, minimizing the level of intrinsic noise, eliminating the microphone effect associated with a change in the frequency of the output signal due to vibrations.

With coherent reception, the frequency drift and partially phase fluctuations of the oscillation of the heterodynes are monitored, and, consequently, compensated by the carrier recovery device (CRD) in the signal demodulator.

In the works [7, 8], the requirements for the quality of oscillations of heterodynes, taking into account the functioning of the CRD, are considered in relation to simple types of modulation – two-position phase manipulation, and for signals with quadrature amplitude modulation – without such consideration. The purpose of the article is to evaluate the influence of the quality of functioning of synthesizers of heterodyne oscillations on the noise immunity of signal reception systems with high positional quadrature amplitude modulation.

To assess the influence of the quality of heterodyning, taking into account the functioning of the CRD, we use expression 1 [6]

$$P_b(h) = \int_{-\psi_L}^{\psi_L} P_b(h, \varphi) w(\varphi) d\varphi, \quad (1)$$

where $P_b(h, \varphi)$ – conditional probability of a bit error;

$w(\varphi)$ – density function of phase difference distribution;

$\psi_L = \arctg(L - 1)$;

L – the number of amplitude levels of the quadrature components of the M-positional QAM signal, equal \sqrt{M} , if the multiplicity of the signal is $\log_2 M$ – even, and $\sqrt{1,125M}$, if it is odd [9].

To calculate the conditional probability of a bit error, we use the expression 2 [10]

$$P_b(h, \varphi) = \frac{1}{L^2 \log_2 L} \sum_r \sum_l \operatorname{erfc} \times \left\{ \sqrt{\frac{1,5h^2}{M-1}} [1 + (l-1)(1 - \cos \varphi) + r \sin \varphi] \right\}, \quad (2)$$

where $\operatorname{erfc}(y) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \cdot \int_y^{\infty} \exp(-x^2) dx$ – additional error function;

$h^2 = \frac{\bar{E}}{N_0}$ – signal-to-noise ratio (the ratio of the average energy

of the symbol \bar{E} to the one-way spectral power density of Gaussian noise N_0);

$r = -(L-1), -(L-3), \dots, (L-1)$; $l = -(L-2), -(L-4), \dots, (L-2)$.

Let us determine the statistical parameters of the tracking error of the carrier phase of the input signal. To do this, we present the block diagram of the CRD (Fig. 1).

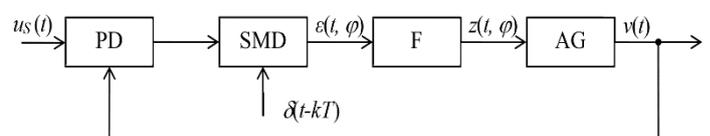


Fig. 1. Structural diagram of a carrier recovery device: PD – phase discriminator; SMD – sampling-memorizing device; F – filter; AG – adjustable generator

Let us write the output signal of the SMD device $\varepsilon(t, \varphi)$ in the form

$$\varepsilon(t, \varphi) = \bar{A}S_g [g_n(\varphi) + \xi(t, \varphi)] \quad (3)$$

Where \bar{A} – the average value of the amplitude of the input signal at the time of the decision;

$$S_g = \lim_{h \rightarrow \infty} \left. \frac{dg(\varphi)}{d\varphi} \right|_{\varphi=0} - \text{PD transmission coefficient at signal-}$$

to-noise ratio $h \rightarrow \infty$;

$g(\varphi)$ – discriminatory characteristics of the PD;

$g_n(\varphi) = g(\varphi) / S_g$ – normalized discriminatory characteristic of the PD;

$\xi(t, \varphi)$ – equivalent additive Gaussian interference with power spectral density

$$S_\xi(\Omega) = h_\xi(\varphi) [\sin(\Omega T/2) / \Omega T/2]^2; \quad (4)$$

$h_\xi(\varphi)$ – fluctuation characteristic of PD [11].

Then the signal at the filter output $z(t, \varphi)$ and the instantaneous frequency of the adjustable generator ω_V in the operator form, respectively, will have the following form:

$$z(t, \varphi) = \bar{A}S_g K(p) [g_n(\varphi) + \xi(t, \varphi)]; \quad (5)$$

$$z(t, \varphi) = \bar{A}S_g K(p) [g_n(\varphi) + \xi(t, \varphi)] \quad (6)$$

where $K(p)$ – transmission coefficient of the CRD filter;

$$p = \frac{d}{dt} - \text{differentiation operator};$$

$\omega_{V0}, \delta\omega_V$ – respectively median value of the frequency of free oscillations and the integral frequency instability of the adjustable CRD generator;

φ_V – phase fluctuations of the adjustable CRD generator;

$S = S_g S_V$ – transmission coefficient CRD with open feed-

back at $h \rightarrow \infty$;

S_V – the transmission coefficient of the adjustable generator.

Considering that the instantaneous frequency difference of the input and output CRD signal is the derivative of their phase difference, i.e. $\omega_s - \omega_v = p\varphi$, we write the basic CRD equation in the form [12]

$$\varphi = \varphi_s - \varphi_v - \frac{\bar{A}S}{p} \{ K(p) [g_n(\varphi) + \xi(t, \varphi)] - \gamma_0 \}, \quad (7)$$

where $\omega_s = \omega_T - \omega_R$ – instantaneous CRD input frequency;

ω_T, ω_R – instantaneous frequencies of the respectively received signal and the oscillation synthesizer of the heterodyne;

$\varphi_s = \varphi_T - \varphi_R$ – phase fluctuations of the CRD input signal;

φ_T, φ_R – phase fluctuations of the respectively received signal and oscillation of the heterodyne.

The normalized initial frequency detuning is determined by the expression 8

$$\gamma_0 = \Omega_0 / \bar{A}S \quad (8)$$

where $\Omega_0 = \omega_{T0}(1 + \delta\omega_T) - \omega_{R0}(1 + \delta\omega_R) - \omega_{V0}(1 + \delta\omega_V)$ – initial frequency detuning – initial frequency detuning;

ω_{T0}, ω_{R0} – median values of frequencies of the respectively received signal and the oscillation synthesizer of the heterodyne;

$\delta\omega_T, \delta\omega_R$ – integral relative frequency instabilities of the respectively received signal and the oscillation synthesizer of the heterodyne.

The functional scheme of the CRD described by equation (7), is shown in Figure 2.

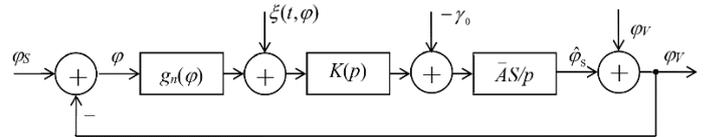


Fig. 2. Functional diagram of a carrier recovery device

Ideally, CRD can be represented as a linear phase synchronization system (PSS) of the second order, for which the discriminative, fluctuation, and transfer characteristics are described respectively by the following expressions:

$$g(\varphi) = S_g \varphi; \quad (9)$$

$$h_\xi(\varphi) = N_0 / S_g^2 \bar{A}^2 = T / S_g^2 h^2; \quad (10)$$

$$H_\varphi(p) = \frac{\bar{A}SK(p)}{p + \bar{A}SK(p)}. \quad (11)$$

For such a CRD, the solution of equation (7) in operator form will have the form

$$\varphi = \frac{p}{p + \bar{A}SK(p)} \left(\varphi_s - \varphi_v + \frac{\bar{A}S\gamma_0}{p} \right) - \frac{\bar{A}SK(p)}{p + \bar{A}SK(p)} \xi(t, \varphi) \quad (12)$$

or

$$\varphi = [1 - H_\varphi(p)] \left(\varphi_s - \varphi_v + \frac{\bar{A}S\gamma_0}{p} \right) - H_\varphi(p) \xi(t, \varphi) \quad (13)$$

and a steady-state phase error in the absence of noise [13] –

$$m_\varphi = \gamma_0 = \Omega_0 / \bar{A}S. \quad (14)$$

The analysis of the expression (13) shows that the resulting phase error consists of the following components:

– phase fluctuations of the received signal, the oscillation synthesizer of the heterodynes and the tuned CRD generator, the spectrum of which is beyond the CRD bandwidth;

– initial frequency detuning;

– component, caused by additive noise in the CRD bandwidth.

As a result, the variance of the CRD phase error can be determined by the expression 15

$$\sigma_\varphi^2 = \frac{1}{2\pi} \int_0^{T/2} |1 - \dot{H}_\varphi(\Omega)|^2 S_T(\Omega) d\Omega + \frac{1}{2\pi} \int_0^{T/2} |1 - \dot{H}_\varphi(\Omega)|^2 S_R(\Omega) d\Omega +$$

$$+ \frac{1}{2\pi} \int_0^{T/2} |1 - \dot{H}_\varphi(\Omega)|^2 S_V(\Omega) d\Omega + \frac{TB_i}{h^2} \quad (15)$$

where $S_T(\Omega), S_R(\Omega), S_V(\Omega)$ – spectral power densities of phase noise of the master generator of the carrier of the transmitting path of the digital communication line (DCL), the oscillation synthesizer of hetero-dynes and the adjustable CRD generator;

$\dot{H}_\varphi(\Omega)$ – complex transfer characteristic of CRD;

$$B_i = \frac{1}{2\pi} \int_0^{T/2} |\dot{H}_\varphi(\Omega)|^2 d\Omega - \text{one-way noise band of CRD.}$$

In CRD, a proportionally integrating filter (PIF) is most often used as a filter, the scheme of which is shown in Figure 3 [14, 15].

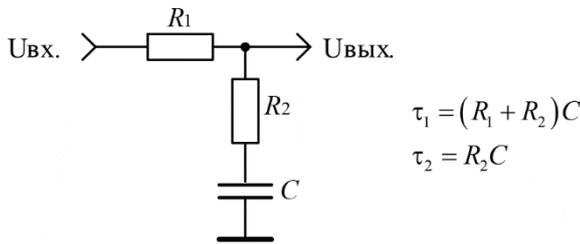


Fig. 3. Scheme of proportionally integrating filter

Such PIF has a transfer characteristic of the form

$$K(p) = \frac{1 + \tau_2 p}{1 + \tau_1 p}, \quad (16)$$

where τ_1, τ_2 – filter time constants.

The coefficient of proportionality of the PIF $F_0 = \tau_2/\tau_1 \ll 1$.

Transfer characteristic for CRD with PIF for the case when $\tau_2 \bar{A}S \gg 1$, what takes place in real communication systems, will have the form [16]

$$H_\varphi(p) = \frac{1 + \frac{r+1}{4B_i} p}{1 + \frac{r+1}{4B_i} p + \frac{1}{r} \left(\frac{r+1}{4B_i} \right)^2 p^2}, \quad (17)$$

where

$$r = 4\zeta^2 = \tau_2 F_0 \bar{A}S; \quad (18)$$

$$B_i \approx \frac{r+1}{4\tau_2}; \quad (19)$$

ζ^2 – damping (attenuation) coefficient.

The expression (14) for the static phase error taking into account (18) and (19) can be written as follows

$$m_\varphi = \frac{\Omega_0 F_0}{4B_i} \left(1 + \frac{1}{r} \right). \quad (20)$$

For CRD, the value of the noise band B_i is selected, as a rule, in the range from $0,001/T$ to $0,02/T$, the PIF proportionality coefficient F_0 – from 0,02 to 0,1, and the optimal value

r_{opt} is approximately equal to 7 ($\zeta=1,32$) [11, 16]. With the specified ratios between the noise band B_i and the signal band $B_s = 1/T$, the phase error distribution law can be assumed to be Gaussian with a distribution density function of the form

$$w(\varphi) = \frac{1}{\sigma_\varphi \sqrt{2\pi}} \cdot \exp \left[-\frac{(\varphi - m_\varphi)^2}{2\sigma_\varphi^2} \right]. \quad (21)$$

Results and discussions

Figures 4 and 5 show the dependences of equivalent energy losses, respectively, on the integral relative instability of the frequency and spectral power density of phase noise oscillations of heterodynes, normalized during detuning from the carrier at 10 kHz, obtained by iterative method in *MathCAD 11* using the expressions (1), (2), (15), (20), (21). The calculation was carried out for the clock frequency of the 1 MHz signal, typical values of the CRD ($B_i = 0,01/T, F_0 = 0,05$) parameters, the oscillation frequency of the 10 GHz heterodyne and the typical distribution profile of the spectral power density of its phase noise with the following slope characteristics in the tuning range: from 1 to 10 kHz – 5 dB/decade; from 1 to 100 kHz – 10 dB/decade; from 100 kHz to 1 MHz – 20 dB/decade; more than 1 MHz – 0 dB/decade (Fig. 6).

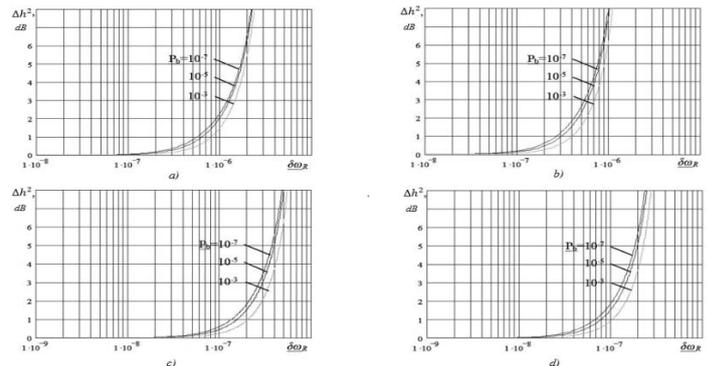


Fig. 4. Dependence of equivalent energy losses upon reception on the integrated instability of the oscillation frequency of the local oscillators for signals: a – QAM-16; b – QAM-64; c – QAM-256; d – QAM-1024

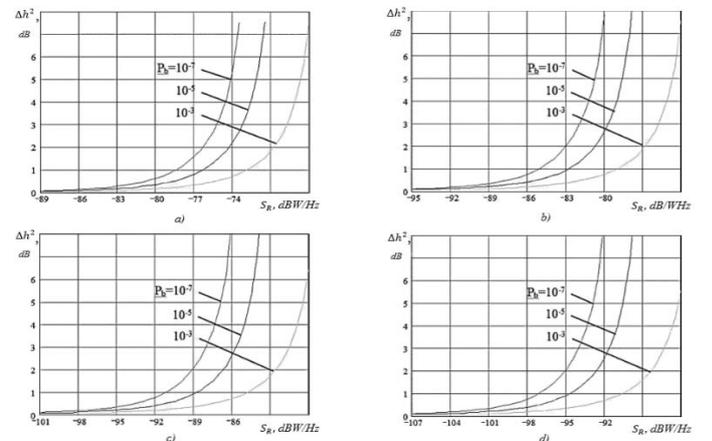


Fig. 5. Dependence of equivalent energy losses upon reception on the spectral power density of the phase noise of local oscillations for signals: a – QAM-16; b – QAM-64; c – QAM-256; d – QAM-1024

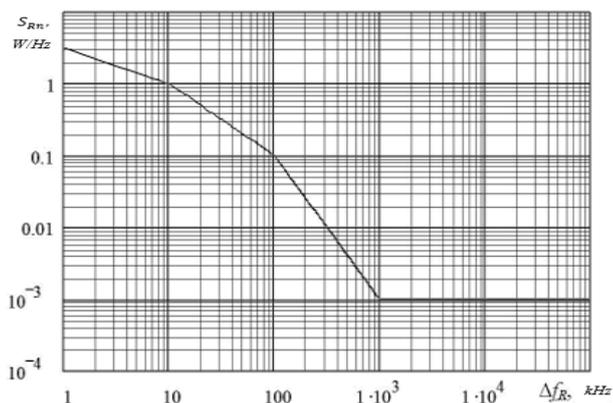


Fig. 6. Typical profile of the distribution of the spectral power density of phase noise, normalized to the value at the offset from the carrier at 10 kHz

In the calculation, it was assumed that the integral relative frequency instability and the spectral power density of the phase noise of the received signal and the CRD reference oscillator are significantly lower than those of the heterodyne oscillation synthesizer. If we assume that the parameters under consideration for the master oscillator of the carrier wave and the synthesizer of heterodyne oscillations are commensurate, then the requirements should be doubled (for the spectral power density of phase noise – by 3 dB).

Conclusion

From the analysis of the obtained dependencies, it follows that the permissible level of equivalent energy losses (from 0,2 to 0,3 dB) is provided for the values of the integral relative frequency instability $3 \cdot 10^{-7}$; $1,5 \cdot 10^{-7}$; $7 \cdot 10^{-8}$; $3 \cdot 10^{-8}$ and the spectral power density of phase noise is no more than minus 85, 91, 97 and 103 dBW/Hz for signals with modulation types QAM-16, QAM-64, QAM-256 and QAM-1024, respectively.

The developed analytical model and the obtained graphical dependences make it possible to assess the degree of influence of the integral relative frequency instability and the spectral power density of the phase noise of heterodyne oscillations on the noise immunity of receiving multi-position QAM-signals, as well as theoretically substantiate the requirements for the quality of functioning of oscillation synthesizers of heterodynes of radio receiving systems of digital communication lines.

References

1. Dovbnaya V.G., Asiatsev V.E., Mikhailov S.N. Noise immunity of radio receiving systems of digital communication lines: monograph. Southwest. state un-t. Kursk, 2017. 175 p.
2. Tikhonov V.I., Kulman N.K. Nonlinear filtering and quasi-coherent signal reception. Moscow: Sov. radio, 1975. 704 p.
3. Safaryan O.A., Sakhara I.A. v, Boldyrikhin N.V., Yengibaryan I.A. Method of Reducing Phase Noise in the System Simultaneously and Independently Operating the High-Frequency Signal Generators. *Engineering Computations*. Emerald Group Publishing Ltd. 2017 Vol. 34, no. 8, pp. 2586-2594.
4. Sklyar B. Digital communication. Theoretical foundations and practical application. 2nd, rev. Moscow: Publishing house Williams, 2003. 1104 p.
5. Framing structure, channel coding and modulation for second generation digital terrestrial television broadcasting system (DVB-T2) [El. resource] // DVB. URL: <https://dvb.org/?standard=frame-structure-channel-coding-and-modulation> (Accessed 01.24.2023).
6. Sidelnikov G.M. Noise immunity of signal demodulators with phase and relative phase modulation in channels with multipath. *Omsk Scientific Bulletin*. 2017. No. 5 (155), pp. 146-151.
7. Sidelnikov G.M. Comparative analysis of the efficiency of diversity reception of signals with quadrature amplitude and phase modulation in a channel with discrete multipath. *Vestnik PSTU. Series Radio engineering and information systems*. 2020. No. 2 (46), pp. 18-30. DOI: <https://doi.org/10.25686/2306-2819.2020.2.18>
8. Glushko A.N., Litvinenko V.P., Matveev B.V., Chernoyarov O.V., Salnikova A.V. Basic Algorithm for the Coherent Digital Processing of the Radio Signals. *Proceeding of the 2015 International Conference on Space Science & Communication*. Malaysia, Langkawi, 2015. 5 p.
9. Gerasimenko E.S. Algorithm for digital coherent demodulation of phase shift keying signals and its characteristics. *Bulletin of the Voronezh Institute of the Ministry of Internal Affairs of Russia*. 2017. No. 1, pp. 137-143.
10. Sergienko A.B. Digital signal processing. Textbook. St. Petersburg: Peter, 2002. 608 p.
11. Dvornikov S.V. et al. Improving the noise immunity of KAM-16 signals with transformed constellations. *Questions of radio electronics. Series: TV Technique*. 2014. No. 2, pp. 51-56.
12. Dovbnaya V.G., Koptev D.S. Influence of the quality of functioning of local oscillators on the noise immunity of receiving signals with quadrature amplitude modulation. *Radiotekhnika*. 2020. Vol. 84. No. 9 (17), pp. 40-48.
13. Dvornikov S.V., Pshenichnikov A.V., Burykin D.A. Structural and functional model of a signal constellation with increased noise immunity. *Information and space*. 2015. No. 2, pp. 4-7.
14. Zheng B., Dan L., Sawahashi M., Kamiya N. Characteristics of phase noise estimation and compensation using pilot symbols and PLL for high-order cyclic QAM [Electronic resource]. URL: <https://ieeexplore.ieee.org/document/8303987> (accessed 08.19.2022).
15. Grishin I.V., Kalinkina A.A. Review of methods of multifrequency signal modulation in modern wireless communication networks. *Information technologies and telecommunications*. 2020. Vol. 8. No. 2, pp. 55-66. DOI 10.31854/2307-1303-2020-8-2-55-66.
16. Pechnikov S.S., Shersyukov S.A. Analysis of methods and devices for optimizing the structure of spectrally efficient radio signals with vector modulation. *Security, safety, communications – 2020*. 2021. No. 6-1, pp. 185-191.
17. Lukyanov A.S., Pechnikov S.S., Popov A.V. Optimization of the signal-to-noise ratio for colored noise. *Bulletin of the Voronezh Institute of High Technologies*. 2019. No. 1 (28), pp. 4-7.

ОЦЕНКА ВЕЛИЧИНЫ ЭКВИВАЛЕНТНЫХ ЭНЕРГЕТИЧЕСКИХ ПОТЕРЬ, ОБУСЛОВЛЕННЫХ КАЧЕСТВОМ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ СИНТЕЗАТОРОВ ЧАСТОТЫ В ЦИФРОВЫХ СИСТЕМАХ СВЯЗИ ПРИ КВАЗИКОГЕРЕНТНОМ ПРИЁМЕ СИГНАЛОВ С КВАДРАТУРНОЙ АМПЛИТУДНОЙ МАНИПУЛЯЦИЕЙ

Довбня Виталий Георгиевич, Юго-Западный государственный университет, г. Курск, Россия, vit_georg@mail.ru

Коптев Дмитрий Сергеевич, Юго-Западный государственный университет, г. Курск, Россия, d.s.koptev@mail.ru

Леон Реа Жерман Флоресмило, Юго-Западный государственный университет, г. Курск, Россия, leon.german1987@hotmail.com

Подхалдин Георгий Игоревич, Юго-Западный государственный университет, г. Курск, Россия, www.gog605@yandex.ru

Аннотация

Полезная передаваемая информация при использовании цифровых систем передачи с квадратурной амплитудной манипуляцией кроется в изменении амплитудных и фазовых посылок сигнала. Данное обстоятельство обуславливает существенно более высокие требования к величине дестабилизирующих факторов, а именно фазовых шумов сигнальных посылок на входе демодулирующего устройства сигналов с квадратурной амплитудной манипуляцией, влияющих на полезный сигнал, результатом чего является снижение достоверности приёма. В данной статье ограничимся рассмотрением требований к кратковременной стабильности частоты синтезаторов цифровых линий передачи, в которых используются сигналы многопозиционной квадратурно-амплитудной манипуляции в совокупности с квазикогерентным приемом. Несущее колебание выделяется на приемной стороне непосредственно с помощью устройства восстановления несущей из принимаемого КАМ-сигнала путем его демодуляции, с последующей узкополосной фильтрацией. Система фазовой автоподстройки частоты в данном случае функционирует как узкополосный перестраиваемый фильтр выделения несущего колебания. Рост качества процессов демодуляции и фильтрации сигнала приводит к уменьшению флуктуации фазы восстановленной несущей, снижению уровня аддитивного шума, уменьшению величины энергетических потерь при использовании квазикогерентного приёма по сравнению с идеальным, требующим полного отсутствия фазовой ошибки выделенного опорного сигнала. Подобное приближение помехоустойчивости реальных когерентных демодуляторов КАМ-сигналов к теоретической ограничивает фазовый шум сигнала на входе демодулятора, связанный с неидеальностью работы синтезаторов частоты на передающей и приемной сторонах цифровых линий связи. Методы исследования, используемые в статье, базируются на основах теорий потенциальной помехоустойчивости, синхронизации демодуляторов, систем фазовой автоподстройки частоты. Для устройства восстановления несущей значение шумовой полосы выбиралось в диапазоне от 0,001/Т до 0,02/Т (где Т - длительность символа), так как при указанных соотношениях закон распределения фазовой ошибки можно считать нормальным. В работе полагалось, что устройства автоматической регулировки усиления и тактовой синхронизации в радиоприемной системе функционируют идеально, а частотная характеристика канала соответствует условию Найквиста.

Ключевые слова: цифровые системы связи, квадратурная амплитудная модуляция, интегральная относительная нестабильность частоты, синтезаторы колебаний гетеродинов, спектральная плотность мощности фазовых шумов, потенциальная помехоустойчивость.

Литература

1. Довбня В.Г., Азиатцев В.Е., Михайлов С.Н. Помехоустойчивость радиоприёмных систем цифровых линий связи: монография. Юго-Зап. гос. ун-т. Курск, 2017. 175 с.
2. Тихонов В.И., Кульман Н.К. Нелинейная фильтрация и квазикогерентный прием сигналов. М.: Сов. радио, 1975. 704 с.
3. Safaryan O.A. Method of Reducing Phase Noise in the System Simultaneously and Independently Operating the High-Frequency Signal Generators / I.A. Sakharov, N.V. Boldyrikhin, I.A. Yengibaryan // Engineering Computations. Emerald Group Publishing Ltd. 2017. Vol. 34, no. 8. Pp. 2586-2594.
4. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение: пер. с англ. Изд. 2-е, испр. М.: Издат. дом "Вильямс", 2003. 1104 с.
5. Framing structure, channel coding and modulation for second generation digital terrestrial television broadcasting system (DVB-T2) [Эл. ресурс] // DVB. URL: <https://dvb.org/?standard=frame-structure-channel-coding-and-modulation> (дата обращения 24.01.2023).
6. Сидельников Г.М. Помехоустойчивость демодуляторов сигналов с фазовой и относительной фазовой модуляцией в каналах с многолучевостью // Омский научный вестник. 2017. №5 (155). С.146-151.
7. Сидельников Г.М. Сравнительный анализ эффективности разнесенного приема сигналов с квадратурной амплитудной и с фазовой модуляцией в канале с дискретной многолучевостью // Вестник ПГТУ. Серия Радиотехнические и информационные системы. 2020. №2 (46). С.18-30. DOI: <https://doi.org/10.25686/2306-2819.2020.2.18>
8. Basic Algorithm for the Coherent Digital Processing of the Radio Signals/ A.N. Glushkov, V.P. Litvinenko, B.V. Matveev, O.V. Chernoyarov, A.V. Salnikova // Proceeding of the 2015 International Conference on Space Science & Communication. Malaysia, Langkawi, 2015. 5 p.
9. Герасименко Е.С. Алгоритм цифровой когерентной демодуляции фазоманипулированных сигналов и его характеристики // Вестник Воронежского института МВД России. 2017. №1. С. 137-143.
10. Сергиенко А.Б. Цифровая обработка сигналов. Учебник. СПб: Питер, 2002. 608 с.
11. Дворников С.В. и др. Повышение помехоустойчивости сигналов КАМ-16 с трансформированными созвездиями // Вопросы радиоэлектроники. Серия: Техника телевидения. 2014. № 2. С. 51-56
12. Довбня В.Г., Коптев Д.С. Влияние качества функционирования гетеродинов на помехоустойчивость приема сигналов с квадратурной амплитудной модуляцией // Радиотехника. 2020. Т. 84. № 9 (17). С. 40-48.
13. Дворников С.В., Пшеничников А.В., Бурыкин Д.А. Структурно-функциональная модель сигнального созвездия с повышенной помехоустойчивостью // Информация и космос. 2015. № 2. С. 4-7.
14. Чжэн Б., Дэн Л., Савахаши М., Камия Н. Характеристики оценки и компенсации фазового шума с помощью пилот-символов и ФАПЧ для циклической QAM высокого порядка [Электронный ресурс]. URL: <https://ieeexplore.ieee.org/document/8303987> (дата обращения: 29.05.2021).
15. Гришин И.В., Калинин А.А. Обзор методов многочастотной модуляции сигналов в современных сетях беспроводной связи // Информационные технологии и телекоммуникации. 2020. Том 8. № 2. С. 55-66. DOI 10.31854/2307-1303-2020-8-2-55-66.
16. Печников С.С., Шершукоев С.А. Анализ способов и устройств оптимизации структуры спектрально-эффективных радиосигналов с векторной модуляцией // Охрана, безопасность, связь – 2020. 2021. № 6-1. С. 185-191.
17. Лукьянов А.С., Печников С.С., Попов А.В. Оптимизация отношения сигнал/шум при цветных шумах // Вестник Воронежского института высоких технологий. 2019. №1 (28). С. 4-7.

Информация об авторах:

Довбня Виталий Георгиевич, д.т.н., доцент, профессор кафедры космического приборостроения и систем связи, Юго-Западный государственный университет, г. Курск, Россия

Коптев Дмитрий Сергеевич, старший преподаватель кафедры космического приборостроения и систем связи, Юго-Западный государственный университет, г. Курск, Россия

Леон Реа Жерман Флоресмило, магистрант 2-го курса кафедры космического приборостроения и систем связи, Юго-Западный государственный университет, г. Курск, Россия

Подхалдин Георгий Игоревич, магистрант 2-го курса кафедры вычислительной техники, Юго-Западный государственный университет, г. Курск, Россия

организаторы:
RUSSIA SECTION ED/MTT/AES JOINT CHAPTER
RUSSIA SECTION CAS CHAPTER
INSTITUTE OF RADIO AND INFORMATION SYSTEMS ASSOCIATION (IRIS)

МЕЖДУНАРОДНАЯ КОНФЕРЕНЦИЯ
**“2023 Systems of Signal Synchronization, Generating
and Processing in Telecommunications”**
SYNCHROINFO

28 – 30 июня 2023
г. Псков, Россия

The papers which are discussed at the conference can be divided into the following chapters:

- 1) Synchronization Systems and Devices;**
- 2) Signal Generating and Shaping Devices;**
- 3) Signal Processing Devices.**
- 4) Special chapter: “Problems of microwave electronics” named after V.A. Solntsev**
- 5) Photonics and mathematics for moving objects**



All accepted and presented Papers following the conference will be submitted for inclusion into IEEE Xplore

Materials are available in English

<http://media-publisher.ru/en/conference/>