

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

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

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 Паблшер"

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 Паблшер". Перепечатка, цитирование, дублирование на сайтах допускаются только с разрешения издателя

© ООО "ИД Медиа Паблшер", 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 (РИНЦ); Google Scholar; CyberLeninka (Open Science); Bielefeld Academic Search Engine (BASE); OCLC WorldCat; Registry of Open Access Repositories (ROAR)

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

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

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 Detecor 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 Detecor), 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

- Хмелюк Ю.А., Шустерман Ф.Д., Середа К.Е.**
Антенная система для FM радиовещания с круговой поляризацией и возможностью одновременной работы двумя группами передатчиков **4**
- Павлов И.И., Павлова М.С., Абрамова Е.С., Абрамов С.С., Хан В.А., Щербаков Ю.С.**
Модифицированная инвариантная амплитудная модуляция и демодуляция с двумя опорными сигналами **13**
- Бойков К.А.**
Исследование параметров окна частотно-временного преобразования при проведении декомпозиции сигнала радиопрофиля **23**

СВЯЗЬ

- Аджемов С.А., Васильев А.П.**
Эффективный выбор основания кода при первичном кодировании **29**

ТРАНСПОРТ

- Белов Н.В., Репинский В.Н.**
Моделирование полета беспилотного летательного аппарата в Matlab Simulink **37**

ПУБЛИКАЦИИ НА АНГЛИЙСКОМ ЯЗЫКЕ

СВЯЗЬ

- Гасанов М.Г., Мамедов Ф.Г., Тагиев А.Д., Гурбанова Г.Х.**
Оценка качественных характеристик обслуживания аналогового трафика в сетях мобильной связи стандарта GSM **48**

ТРАНСПОРТ

- Исаева С.М., Шобанов Е.А.**
Особенности разработки алгоритма визуализации оптимальной расстановки груза в грузовом полуприцепе **54**

CONTENT

ELECTRONICS. RADIO ENGINEERING

- Khmeluk Yu.A., Shusterman F.D., Sereda K.E.**
The antenna system for FM broadcasting with circular polarization and the possibility of simultaneous work by two groups of transmitters 4
- Pavlov I.I., Pavlova M.C., Abramova E.S., Abramov S.S., Khan V.A., Shcherbakov Yu.S.**
Modified invariant amplitude modulation with two reference signals 13
- Boikov K.A.**
Investigation of the parameters of the frequency-time conversion window during the decomposition of the signal radio profile 23

COMMUNICATIONS

- Adzhemov S.A., Vasiliev A.P.**
Efficient code choice base in primary coding 29

TRANSPORT

- Belov N.V., Repinsky V.N.**
Simulation of an unmanned aircraft flight in Matlab Simulink 37

PUBLICATIONS IN ENGLISH

COMMUNICATIONS

- Hasanov M.H., Mammadov F.H., Taghiyev A.D., Gurbanova G.H.**
Assessment of quality of service characteristics of similar traffic in gsm standard mobile telecommunication networks 48

TRANSPORT

- Isajeva S.M., Shobanov E.A.**
The peculiarities of optimal groupage cargo arrangement in a semitrailer algorithm 54

T - C o m m

Telecommunications and transport
Volume 17. No. 6-2023

Release date: 15.06.2023

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

АНТЕННАЯ СИСТЕМА ДЛЯ FM РАДИОВЕЩАНИЯ С КРУГОВОЙ ПОЛЯРИЗАЦИЕЙ И ВОЗМОЖНОСТЬЮ ОДНОВРЕМЕННОЙ РАБОТЫ ДВУМЯ ГРУППАМИ ПЕРЕДАТЧИКОВ

DOI: 10.36724/2072-8735-2023-17-6-4-12

Хмельюк Юрий Аркадьевич,
ФГУП "Российская телевизионная и радиовещательная сеть" (РТРС), Москва, Россия, filisu@yandex.ru

Manuscript received 12 May 2023;
Accepted 05 June 2023

Шустерман Феликс Давидович,
ФГУП "Российская телевизионная и радиовещательная сеть" (РТРС), Москва, Россия

Середа Константин Евгеньевич,
ФГУП "Российская телевизионная и радиовещательная сеть" (РТРС), Москва, Россия

Ключевые слова: радиовещание, комбайнер, панельные антенны, диаграмма направленности, круговая поляризация, направленный ответвитель

На крупных радиоцентрах с большим количеством радиовещательных передатчиков СВЧ диапазона, работающих в диапазоне 87.5-108 МГц, наиболее распространённым типом антенн являются панельные антенны. Преимуществом этих антенн является большая вмещающая мощность – до сотен киловатт, возможность формирования диаграмм направленности различной формы, исходя из особенностей зоны обслуживания, распределения плотности населения в этой зоне и санитарных требований для районов жилой застройки. Для выполнения этих требований в ряде случаев требуется использование антенн, занимающих значительное место на металлоконструкциях. Выполнению этих требований часто мешает отсутствие достаточного свободного места на несущих металлоконструкциях. Кроме того, на крупных радиоцентрах существует серьёзная проблема размещения большого количества мощных FM радиовещательных передатчиков на одной антенне. Одной из причин ограничения количества последовательно включенных через системы фильтров передатчиков являются достаточно большие потери в этой цепочке фильтров. Одним из вариантов увеличения количества передатчиков, работающих на одну антенну, является использование панельных антенн с удвоенным количеством диполей в каждой панели, имеющих разную поляризацию - вертикальную и горизонтальную. Такие антенны позволяют одновременно работать двумя группами передатчиков с разными поляризациями на два фидера. Недостатком подобного решения является то, что разные радиостанции, работающие на одной антенне с разными линейными поляризациями, в разных условиях распространения радиоволн при одинаковых мощностях могут создавать разные уровни поля в точках приема, что ставит их в неравные условия. Такая антенна также может работать с круговой поляризацией, но при этом имеет единственный вход только для одной группы передатчиков. Предложена схема питания антенны, которая позволяет одновременно работать двум независимым группам передатчиков на одну антенну с круговой поляризацией и использовать все преимущества распространения радиоволн круговой поляризации в городских условиях и при мобильном приеме.

Информация об авторах:

Хмельюк Юрий Аркадьевич, заместитель директора Департамента, ФГУП "Российская телевизионная и радиовещательная сеть" (РТРС), Москва, Россия

Шустерман Феликс Давидович, начальник отдела, ФГУП "Российская телевизионная и радиовещательная сеть" (РТРС), Москва, Россия

Середа Константин Евгеньевич, начальник лаборатории, ФГУП "Российская телевизионная и радиовещательная сеть" (РТРС), Москва, Россия

Для цитирования:

Хмельюк Ю.А., Шустерман Ф.Д., Середа К.Е. Антенная система для FM радиовещания с круговой поляризацией и возможностью одновременной работы двумя группами передатчиков // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2023. Том 17. №6. С. 4-12.

For citation:

Khmeluk Yu.A., Shusterman F.D., Sereda K.E. (2023) The antenna system for FM broadcasting with circular polarization and the possibility of simultaneous work by two groups of transmitters. *T-Comm*, vol. 17, no.6, pp. 4-12. (in Russian)

Введение

Известно, что на крупных объектах радиовещания в ОВЧ диапазоне 87,5-108 МГц наиболее распространенным элементом антенных систем являются антенные панели, состоящие из прямоугольного плоского рефлектора, на котором установлены один или несколько диполей.

В свою очередь, вся антенная система состоит из отдельных панелей, расположенных вокруг несущей металлоконструкции и в зависимости от ее формы и заданной диаграммы направленности (ДН) имеет соответствующую конфигурацию [1], [15].

Данный тип антенных систем фактически является отраслевым стандартом и при правильном проектировании позволяет с высокой степенью достоверности получить заданную ДН антенной системы, поскольку в этом случае влиянием несущей металлоконструкции можно пренебречь [1], [9].

Подобного преимущества, несмотря на их простоту, лишены антенные системы, состоящие из линеек коллинарных вертикальных диполей, расположенных с одной или нескольких сторон мачты или башни [11]. В этом случае их реальную ДН возможно рассчитать только с помощью специализированных программ, учитывающих все элементы металлоконструкции в зоне расположения антенны. Как показала практика, производители антенн и проектировщики по разным причинам подобные вычисления не производят, и в этом случае вещатель рискует получить глубокие повалы ДН в отдельных и заранее неизвестных направлениях.

При всех преимуществах панельных антенн имеются серьёзные ограничения в их использовании как на строящихся объектах, так и при модернизации действующих.

Известно, что в большинстве крупных городах количество радиостанций превышает количество передатчиков, которые могут быть подключены к одной антенне через систему фильтров.

С одной стороны, это требует установки дополнительных антенн, а с другой стороны в ряде случаев имеются ограничения на их установку. Эти ограничения обусловлены отсутствием достаточного свободного места на участках мачты или башни, пригодных для установки подобных антенных систем, особенно многоэтажных.

Обзор способов организации одновременной работы нескольких передатчиков на одну общую антенну

Наиболее частым способом организации одновременной работы большого числа передатчиков на одну общую антенну является использование так называемых комбайнеров, построенных по схеме направленного фильтра [10].

Вся схема состоит из ряда последовательно включенных комбайнеров, каждый из которых состоит из двух полосовых фильтров, двух 3-дБ направленных ответвителей (НО) и одной балластной нагрузки. Типовая схема одного комбайнера показана на рисунке 1. Общий вид комбайнера показан на рисунке 2 [8].

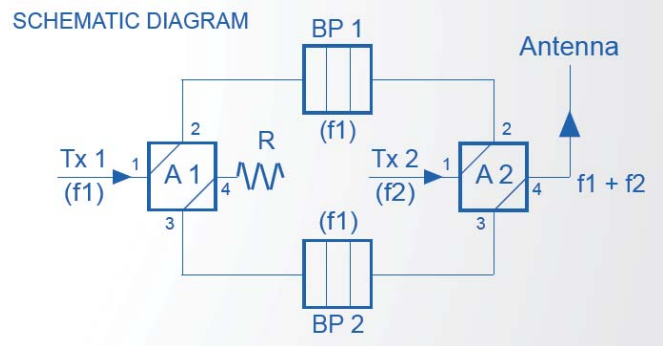


Рис. 1. Типовая блок-схема комбайнера по схеме направленного фильтра



Рис. 2. Общий вид комбайнера по схеме направленного фильтра

Сигнал, генерируемый передатчиком на частоте f_1 , подается на порт 1 (узкополосный вход NB) 3-дБ направленного ответвителя A1. Направленный ответвитель A1, делит сигнал пополам между портами 2 и 3 со сдвигом фаз 90° , в то время как на порт 4 в балластную нагрузку сигнал не поступает. Два сигнала половинной мощности проходят через полосовые фильтры BP1 и BP2, настроенные на f_1 и поступают на порты 2 и 3 ответвителя A2.

Из-за разности фаз между двумя сигналами они суммируются на 3-дБ ответвителе A2, так что вся мощность передатчика f_1 (за вычетом потерь в полосовых фильтрах BP1 и BP2) поступает на порт 4 ответвителя A2, который является выходом сумматора.

Сигнал от другого передатчика (f_2) поступает на порт 1 (широкополосный вход WB) ответвителя A2, разделяется на две равные части со сдвигом фаз 90° ответвителем A2 и поступает к полосовым фильтрам. Поскольку полосовые фильтры BP1 и BP2 настроены на частоту f_1 , то сигналы с частотой f_2 отражаются от них и после сложения в ответвителе A2 поступают на выход 4 в антенну.

Таким образом, оба сигнала передатчика на частотах f_1 и f_2 суммируются на выходе, а сами передатчики остаются развязанными.

Значение типовой развязки между узкополосным входом NB и широкополосным входом WB составляет не менее 30 дБ, а в обратную сторону развязка между широкополосным входом WB и узкополосным входом NB – не менее 50 дБ (к развязке за счет фильтров добавляется развязка ответвителя A1 за счет поступления сигнала от WB в балластную нагрузку).

Описанные свойства данной схемы позволяют подключить каждый следующий комбайнер к широкополосному входу предыдущего и, таким образом, до определенных пределов увеличивать количество последовательно соединенных комбайнеров со своими частотами.

Максимальное количество последовательно соединенных комбайнеров может быть ограничено как попускаемой мощностью со стороны широкополосного входа, так и величиной тепловых потерь, которые суммируются от отдельных комбайнеров и могут достигать величины, с которой приходится считаться из-за уменьшения мощности, поступающую в антенну.

Другой способ организации одновременной работы нескольких передатчиков на одну общую антенну является использование комбайнера, построенного по схеме «звезда».

Данная схема показана на рисунке 3.

Общий вид комбайнера по схеме звезда для четырёх передатчиков показан на рисунке 4 [8].

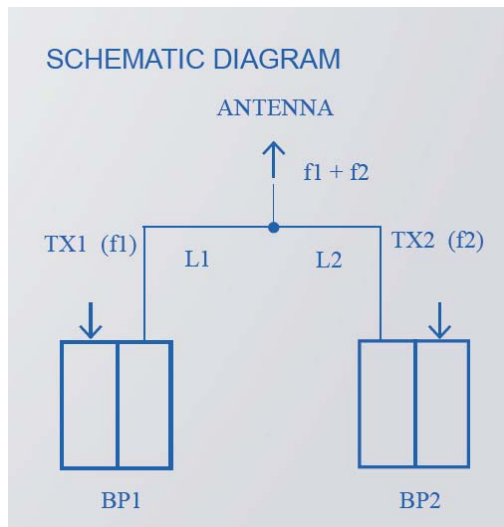


Рис. 3. Типовая блок-схема комбайнера по схеме «Звезда»

Комбайнер этого типа состоит из параллельного соединения нескольких передатчиков к одной антенной системе через полосовые фильтры, настроенные на частоту передатчика, к которому они подключены. Параллельное соединение достигается с помощью коаксиальных линий, длины которых L_1 и L_2 выбираются из условия согласования антенны общей точке на всех объединяемых частотах.

Из-за сложности достижения высоких электрических характеристик в этой схеме количество передатчиков в этой схеме, как правило, не превышает четырёх-шести.



Рис. 4. Общий вид комбайнера по схеме «Звезда»

Еще одним из способов частично обойти подобные ограничения и дополнительно произвести «уплотнение» антенны является использование антенных панелей, имеющих диполи двух разных поляризации – вертикальной и горизонтальной. В качестве примера на рисунке 5 приведена антенная панель фирмы Kathrein [12].

**Panel Antenna
Polarization**

87.5–108 MHz
H V X

KATHREIN
Antennen · Electronic

- Optionally for circular, horizontal, vertical or slant polarization.
- Especially suitable for square masts.

Order No.	601 788 K 53 32 187	601 979 K 53 32 188
Input	4 x 7-16 female	4 x 7/8 EIA-flange
Max. power	2.5 kW per input	4 kW per input
Frequency	87.5 – 108 MHz	
VSWR	< 1.25 (linear polarization) < 1.1 (circular polarization)	
Gain (at mid-band)	7.5 dBd (linear polarization) 4.5 dBd (circular polarization)	
Impedance	50 Ω	
Polarization	Horizontal, vertical, circular	
Weight	89 kg	
Wind load (at 160 km/h)	Frontal: 1600 N Lateral: 1130 N	
Max. wind velocity	225 km/h	

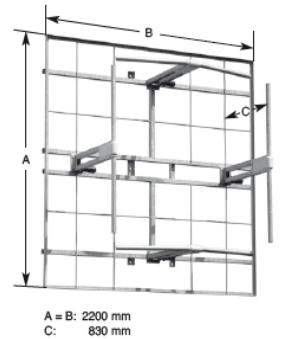


Рис. 5. Антенная панель фирмы Kathrein

Данная панель имеет отдельные входы для горизонтальных и вертикальных диполей и позволяет в зависимости от способа питания панели получить следующие виды поляризации поля: вертикальную, горизонтальную, наклонную и круговую поляризацию.

При необходимости питание антенной системы осуществляется двумя главными фидерами, при этом антенна делится на две одинаковые части, один фидер подводит энергию к вертикальным диполям, а второй – к горизонтальным.

Величина развязки между вертикальными и горизонтальными диполями равна не менее 30 дБ, что позволяет подвести к этим фидерам две независимые группы передатчиков, в каждой из которых передатчики могут быть объединены с помощью комбайнеров, описанные выше, и избежать интермодуляции из-за взаимных наводок через диполи в панелях.

Недостатком подобного решения является то, что разные радиостанции, работающие на одной антенне с разными поляризациями, в разных условиях распространения радиоволн при одинаковых мощностях могут создавать разные уровни поля в точках приема, что ставит их в неравные условия.

Разработка схемы антенной системы с круговой поляризацией и возможностью одновременной работы двумя группами передатчиков

Как было сказано выше, подобные панели позволяют работать в режиме круговой поляризации. В последнее время во многих странах Европы и Северной Америке, коммерческие FM радиостанции в своей работе стали переходить от использования линейной поляризации к круговой. Данный выбор обусловлен рядом преимуществ круговой поляризации перед линейной, которые она предоставляет конечному потребителю [2], [13], [14].

Особенностью приема радиосигналов с полем круговой поляризации является то, что в отличие от линейной поляризации, в каждой точке пространства вектор электрического поля вращается в плоскости, перпендикулярной направлению волны с периодичностью, равным периоду рабочей частоты. Таким образом, положение вектора электрического поля в конкретной точке пространства не фиксировано. При этом направление этого вращения может быть, как по часовой стрелке, так и против (правая и левая поляризация).

Из этого свойства следуют следующие преимущества поля с круговой поляризацией перед полем с линейной поляризацией:

1. Устойчивость приема.

Приемная антенна конечного пользователя может быть ориентирована произвольным образом, тогда как вектор входящего поля также может быть ориентирован случайным образом. Это происходит по причине переотражений от зданий в условиях городской застройки, а также внутри помещения от стен. Особенно, это актуально для автомобильных антенн, положение которых фиксировано в самом автомобиле, однако сам автомобиль может быть произвольно ориентирован относительно направления приема, что приводит к рассогласованию по поляризации приемной антенны и принимаемого сигнала. Современные автомобили имеют различную конструкцию приемных антенн, и в определенном положении автомобиля приемная антенна может иметь провал ДН для одной поляризации, но принимать другую. Кроме того, возможна ситуация, когда приемная антенна находится за препятствием, которое экранирует рабочую поляризацию.

Например, приемная антенна конечного пользователя находится за вертикальным металлическим столбом, который сильно ослабляет сигнал с вертикальной поляризацией. Однако, в случае круговой поляризации, если приемная ан-

тенна может принимать обе поляризации, стабильный прием сохранится.

Таким образом, использование круговой поляризации создает возможность для устойчивого приема в условиях, когда линейная поляризация не позволяет этого сделать.

2. Уменьшение интерференционных замираний и замираний, обусловленных высотной застройкой.

В условиях городской застройки, а также внутри помещения хорошо известен эффект наличия интерференционных замираний, который происходит из-за того, что падающая и отраженные волны в определенных точках пространства складываются в противофазе [3]. Это приводит к уменьшению суммарного поля в точке приема, а если эти волны близки по амплитуде и противофазны, то провалы уровня сигнала могут быть весьма значительны.

При использовании круговой поляризации интерференционные замирания значительно меньше. Это происходит из-за того, что для разных поляризаций условия для появления интерференционных минимумов в одном и том же месте различны. Что также важно: при отражении от препятствий круговая поляризация меняет направление вращения на противоположенное, что значительно уменьшает интерференционные минимумы при сложении падающей и отраженной волны.

Кроме того, в условиях нахождения внутри городских «колодцев» переотражение от кромок крыш горизонтальной составляющей в ряде случаев позволяет избежать глубоких провалов сигнала.

3. Лучшее проникновение внутрь помещений.

Препятствия для проникновения сигнала внутрь помещений также могут разную конфигурацию и материалы, что влияет на разные поляризации поля по-разному, поэтому круговая поляризация увеличивает вероятность и глубину проникновения сигнала внутрь помещения.

4. Меньшее влияние погодных условий.

Имеются сведения, что распространение сигнала круговой поляризации в меньшей степени подвержено влиянию таких погодных явлений, как дождь и снег.

Поскольку мощность в поле круговой поляризации изначально распределена поровну между вертикальной и горизонтальной поляризациями пополам, теоретически при приеме на линейный вибратор теряется половина мощности, т.е. 3 дБ. В связи с этим распространено мнение, что при работе с круговой поляризацией эти 3 дБ теряются.

Тем не менее, это верно только для идеальных условий приема, когда положение приемной антенны полностью соответствует положению вектора электрического поля принимаемого сигнала. Как показано в п.п. 1-4, в реальных условиях, особенно городских, преимущества работы с круговой поляризацией перевешивают гипотетическую потерю этих 3 дБ.

Реализация режима круговой поляризации в панельных антеннах, как правило, осуществляется объединением вертикальных и горизонтальных диполей в отдельных панелях через фазосдвигающий отрезок кабеля электрической длины 90° на центральной частоте. При этом питание всей антенны осуществляется одним кабелем.

Недостатком работы такой схемы в режиме круговой поляризации по сравнению с режимом работы с двумя раздельными поляризациями является сокращение вдвое возможного количества передатчиков, работающих на одной антенне.

Специалистами Департамента радиовещания и радиосвязи РТРС предложено решение, позволяющее реализовать режим круговой поляризации при сохранении двух независимых входов антенны с возможностью одновременной работы двумя группами передатчиков.

Схема антенны показана на рисунке 6.

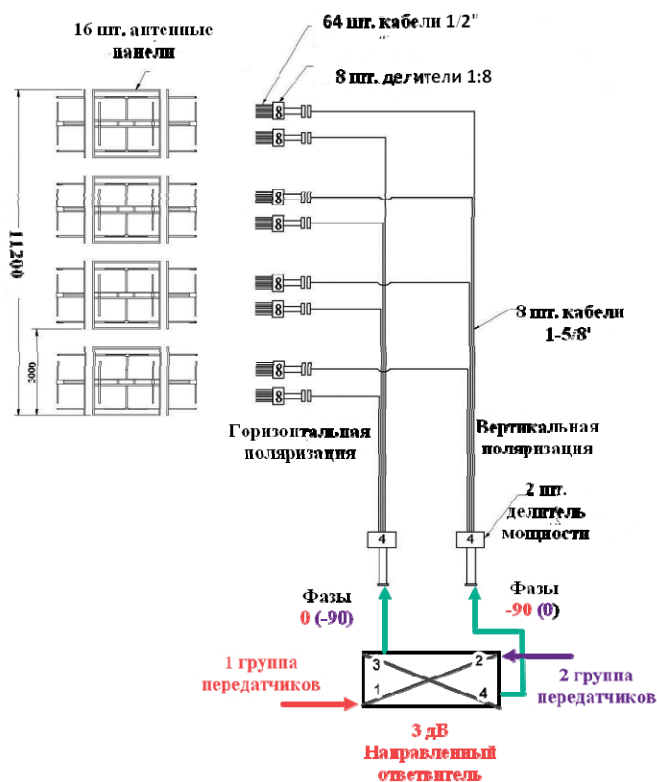


Рис. 6. Схема антенны с возможностью одновременной работы двумя группами передатчиков

На рис.6 к стандартной схеме антенной системы, состоящей из диполей двух поляризаций, добавлен 3 дБ направленный ответвитель (гибридный мост), являющийся стандартным компонентом мостов сложения FM передатчиков. В одну диагональ моста (1-2) включены два фидера от систем сложения передатчиков, а в другую (3-4) – два фидера, идущие от половин антенн с вертикальными и горизонтальными диполями.

Задача получения круговой поляризации от обеих групп передатчиков решается за счет следующих свойств 3-дБ направленного ответвителя: сдвиг фаз между выходами моста 3 и 4 равен 90° или -90° в зависимости от точки питания второй диагонали (1 или 2) [4], [7].

На рисунке 2 красным и фиолетовым цветом показаны фазы сигналов от 1-ой и 2-ой группы передатчиков. В результате передатчики 1-ой и 2-ой группы одновременно излучают круговую поляризацию разных направлений (правую и левую).

При реализации подобной схемы возникает вопрос о развязке между группами передатчиков, подключенных к выходам моста, о согласовании передатчиков, а также о распределении мощности между вертикальной и горизонтальной поляризациями для каждой группы передатчиков.

Анализ работы схемы

Для анализа работы схемы рассмотрим часть схемы питания антенны с направленным ответвителем на рисунке 7.

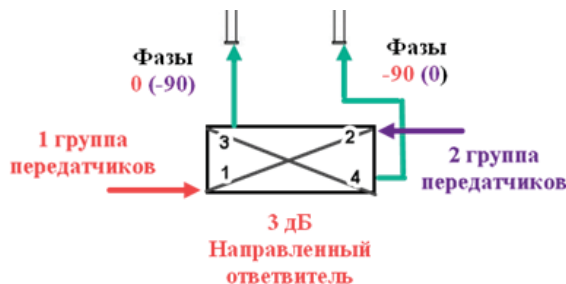


Рис. 7. Схема питания антенны через направленный ответвитель

1. Развязка между двумя группами передатчиков.

Поскольку поляризационная развязка между половинами антенны по данным производителя составляет не менее 35 дБ, то развязка между двумя группами передатчиков в основном будет определяться развязкой между диагоналями моста.

Сам мост при хорошем исполнении обеспечивает развязку между передатчиками, подключенными к диагоналям, не менее 30 дБ, однако это справедливо только при идеальном согласовании.

Как следует из свойств направленного ответвителя, при неидеальном согласовании антенны и равных длинах питающих фидеров двух половин антенн, мощность отраженной волны от первой группы передатчиков (порт 1) поступает в другую диагональ к выходу второй группы передатчиков (порт 2). И наоборот, мощность отраженной волны от второй группы передатчиков (порт 2) поступает в другую диагональ к выходу первой группы передатчиков (порт 1).

При этом величина отраженной мощности равна коэффициенту отражения антенны. Другими словами, величина развязки S_{12} между широкополосными входами мостов сложения двух групп передатчиков равна коэффициенту отражения на входе главных фидеров [5].

$$\Gamma_{ant} = 20 * \text{Log} \left(\frac{KCB - 1}{KCB + 1} \right) \text{ (дБ)} \quad (1)$$

В частности, при $KCB = 1.2$ $S_{12} = \Gamma_{ant} = -20.8$ дБ.

Поскольку передатчики в каждой группе подключаются к антенне через мосты сложения с фильтрами, то величина Rotr на входе каждого передатчика уменьшится на величину коэффициента подавления соответствующего фильтра для частот передатчиков другой группы (стандартная величина для фильтров комбайнеров равна не менее 30 дБ).

Из вышеизложенного следует, что подключение передатчика к широкополосному входу без фильтра целесообразно только при достаточно хорошем согласовании.

При оценке взаимной развязки нужно также учитывать, что в двух разных группах могут быть передатчики с близкими частотами соседних каналов, которые по этой причине не могли быть размещены в одной группе. Эти частоты могут находиться на скате АЧХ собственных фильтров и иметь меньший коэффициент подавления.

2. Неравномерность деления мощностей передатчиков между выходами моста.

Особенностью работы направленного ответвителя на рисунке 7 является отсутствие балластной нагрузки в одном из портов. Поэтому, группа передатчиков, подключенных к порту 1 с частотами $f_{1,1} \dots f_{1,n}$ работает на мост, у которого порт 2 нагружен на комбайнеры с частотами пропускания второй группы передатчиков $f_{2,1} \dots f_{2,k}$, а частоты $f_{1,1} \dots f_{1,n}$ находятся в полосе подавления.

Таким образом, обе группы передатчиков работают на мост, у которого вместо согласованной балластной нагрузки в противоположенную диагональ включено практически чистое реактивное сопротивление Z_ϕ со стороны соответствующих фильтров комбайнера. С учетом произвольных длин соединительных линий нагрузка на разных частотах может принимать произвольные значения.

По этой причине амплитудно-фазовое распределение токов между двумя главными фидерами, т.е. между вертикальной и горизонтальной поляризацией (порты 3 и 4), носит сложный характер.

Рассматриваемый гибридный мост (3-х дБ направленный ответвитель) является направленным восьмиполноусником 2-го типа.

Для него (рис. 7) удовлетворяется условие $S_{12}=S_{21}=0$, а вся матрица рассеяния имеет следующий вид [4]:

$$S = \begin{pmatrix} 0 & 0 & \beta & \alpha \\ 0 & 0 & \alpha & \beta \\ \beta & \alpha & 0 & 0 \\ \alpha & \beta & 0 & 0 \end{pmatrix}, \text{ где } \alpha = \frac{e^{-i\pi/2}}{\sqrt{2}}, \beta = \frac{1}{\sqrt{2}} \quad (2)$$

После решения системы линейных уравнений, полученных из матрицы (2), относительно падающих и отраженных волн для портов 1-4 направленного ответвителя получена следующая формула для отношения амплитуд токов на выходе портов 3 и 4, т.е. амплитуд токов разных поляризаций.

$$T = \frac{I_3}{I_4} = i * \frac{1 + \Gamma_a * \Gamma_t}{1 - \Gamma_a * \Gamma_t} \quad (3)$$

где Γ_a – комплексный коэффициент отражения каждой из половин антенн в предположении их равенства;

Γ_t – комплексный коэффициент отражения со стороны выхода комбайнера другой группы передатчиков (порт 2) на частотах передатчиков порта 1. В данном случае питание идет со стороны порта 1.

Если принять $|\Gamma_t|=1$, то формула (3) преобразуется в формулу

$$|T| = \left| \frac{I_3}{I_4} \right| = i * \frac{1 + |\Gamma_a|}{1 - |\Gamma_a|} = KCB \quad (4)$$

Как было отмечено выше, реактивная нагрузка Z_ϕ на разных частотах может принимать произвольные значения.

По этой причине распределение токов между двумя главными фидерами, т.е. между вертикальной и горизонтальной поляризацией (порты 3 и 4), носит сложный характер.

На рисунке 8 приведен полученный из (3) 3-D график зависимости отношения абсолютных значений токов $|T| = \left| \frac{I_1}{I_2} \right|$ от фазы коэффициента отражения фидера (F_a) и фазы коэффициента отражения комбайнеров со стороны второго порта (F_t) [6].

График построен для значения КСВ фидера антенны, равного 1.2 с учетом того, что все возможные значения фазы коэффициента отражения лежат в пределах $0^\circ-180^\circ$. Абсолютное значение коэффициента отражения со стороны порта 2 принято равным $|\Gamma_t|=1$ (практически чисто реактивное сопротивление).

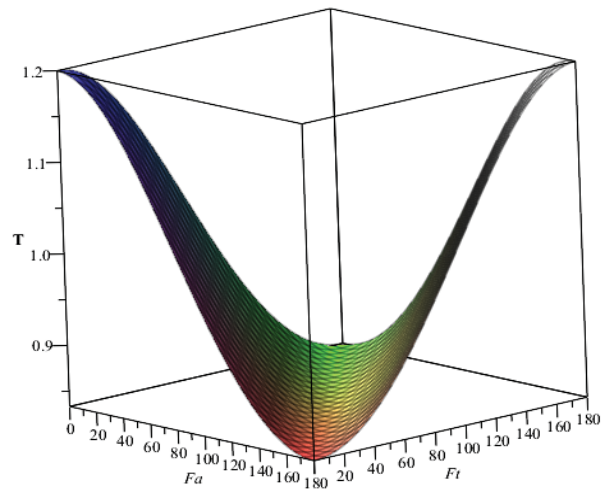


Рис. 8. график зависимости отношения абсолютных значений токов $|T| = \left| \frac{I_1}{I_2} \right|$ от фазы коэффициента отражения фидера (F_a) и фазы коэффициента отражения комбайнеров со стороны второго порта (F_t)

На графике (рис. 8) видно, что максимальный коэффициент неравномерности распределения токов на выходах моста равен величине КСВ.

На рисунке 9 приведен 3-D график зависимости разницы фаз в градусах токов I_1 и I_2 для тех же условий, что и на рисунке 8.

Анализ формулы (3) показал, что разница фаз между токами I_1 и I_2 при допустимых для работы передатчиков КСВ в первом приближении равен удвоенному коэффициенту отражения антенны в радианах.

$$\Delta\varphi \approx 2 * |\Gamma_a| \quad (\text{рад}). \quad (5)$$

В данном примере для КСВ=1.2 величина $\Gamma_a=0.091$. При этом $\Delta\varphi=2*0.091*57.3=10.4^\circ$.

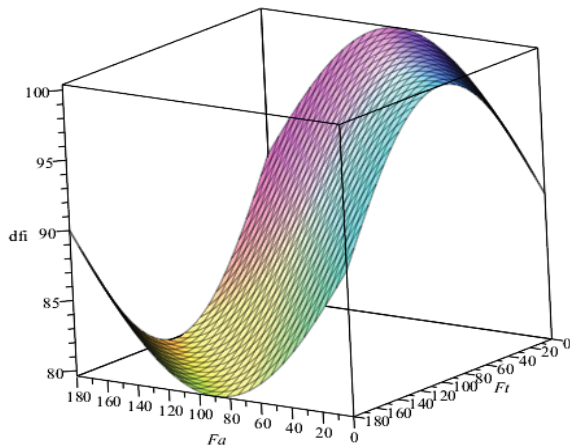


Рис. 9. График зависимости разницы фаз токов I1 и I2 (dfi) от фазы коэффициента отражения фидера (F_a) и фазы коэффициента отражения комбайнеров со стороны второго порта (F_t) (в градусах)

Сравнивая рисунки 8 и 9, видно, что участки с максимальным значением $|T|$ соответствуют минимальному отклонению разницы фаз токов от 90° и наоборот, в результате этого антенной для любых значений фаз F_a и F_t излучается эллиптическая поляризация с коэффициентом эллиптичности, равным $1/KCB$.

3. Согласование на входах моста.

В предложенной схеме происходит частичная взаимная компенсация отражений, приходящих со стороны двух половин антенн.

С этой точки зрения 3-дБ мост эквивалентен широко применяемой схеме с четвертьволновой вставкой в один из двух питающих фидеров. Наиболее полная компенсация отражений будет происходить при равенстве сопротивления обеих половин антенн, которые нагружают выходы моста.

Следует иметь в виду, что при свободном широкополосном входе и отсутствии в схеме фильтров, построенных по схеме «звезда», имеется возможность значительно улучшить согласование и развязку путем установки поглощающей нагрузки, куда будет уходить отраженная мощность (порядка -20дБ от общей мощности).

На рисунке 10 приведен график КСВ в диапазоне рабочих частот на входе 1 направленного ответвителя (рис. 6) со стороны первой группы передатчиков, снятый после реализации антенной системы.

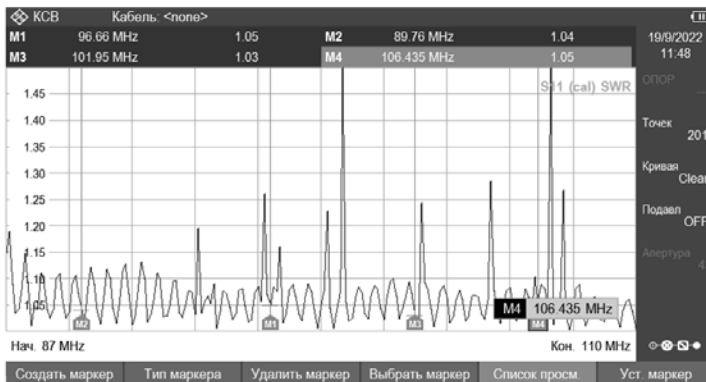


Рис. 10. График КСВ в диапазоне рабочих частот на входе 1 направленного ответвителя со стороны первой группы передатчиков

Результаты реализации предложенной схемы

Данная антенная система была реализована Челябинским ОРТПЦ в 2022 году.

На рисунках 11 и 12 представлены структурная схема организации вещания представлены и расположение антенной системы АМС РТПС Челябинск.

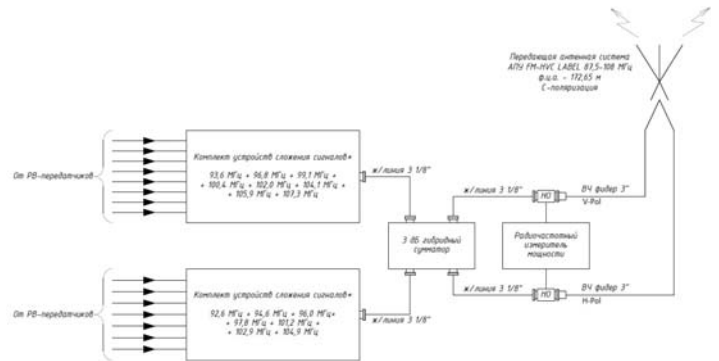


Рис. 11. Структурная схема организации вещания

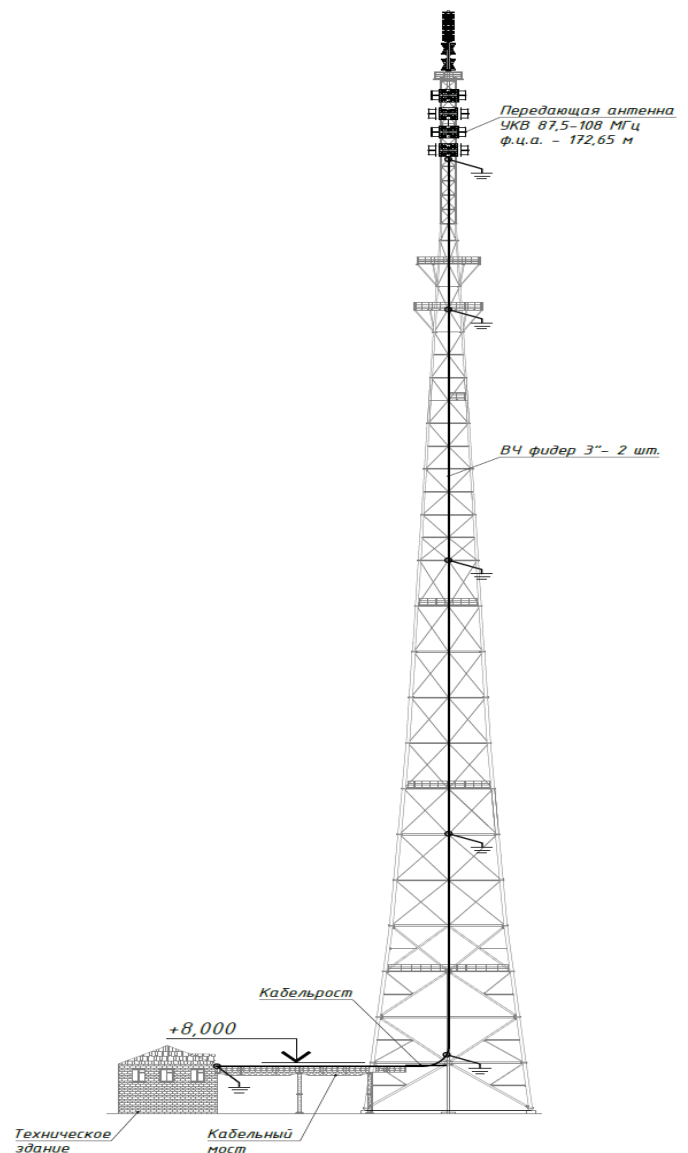


Рис. 12. Расположение антенной системы АМС РТПС Челябинск

После завершения проекта модернизации антенно-фидерного устройства в Челябинском ОРТПЦ, были проведены измерения параметров фидерных линий, квадратурного моста, а также проведены измерения параметров излучения РВ станций по г. Челябинску и окружной автодороге вокруг г. Челябинска.

Измерения подтвердили расчетные электрические характеристики антенной системы. КСВ на входе передатчиков и развязка между ними соответствовала ГОСТу на эти параметры.

В отчете Челябинского ОРТПЦ по результатам измерений отмечено:

1. В плотной городской застройке минимальный уровень напряженности поля радиовещательных передатчиков, работающих с новой антенной системы в одних и тех же точках измерений оказывается гораздо выше уровня сигнала передатчиков, работающих на другие антенны, размещенные на АМС.

При слуховом контроле вышеуказанных передатчиков в точках измерений не наблюдается искажения принимаемого сигнала.

2. При слуховом контроле РВ станций, работающих с антенн, имеющих линейную поляризацию (при прослушивании в автомобиле) существуют места, где наблюдаются интерференционные замирания сигнала в городской застройке (слышится шум). В этих же местах, при прослушивании радиостанций, вещающих с антенны с круговой поляризацией, подобных проблем замечено не было.

3. При слуховом контроле приема радиостанций, работающих с новой антенной системы круговой поляризации, внутри помещений зафиксировано отсутствие влияния расположения (ориентации) приемника/приемной антенны в пространстве. При этом для частот, работающих с антенн с линейной поляризацией ориентация приемника/приемной антенны в пространстве отражалась на качестве приема сигнала вплоть до отсутствия приема (перемещение между помещениями внутри здания).

4. При анализе графиков зависимости напряженности поля в точках измерений от типа поляризации антенны, можно сделать вывод о существенном уменьшении разницы напряженности поля между видами линейной поляризации приемной антенны (измерительная антенна DP-1). Поэтому, в условиях городской застройки, когда приемная антенна находится в точке измерений без прямой видимости излучающей антенны, и закрыта искусственными препятствиями, наблюдается значительное увеличение уровня напряженности сигнала, по сравнению с антеннами линейной поляризации, что положительно сказывается на качестве приема. В тоже время, при слуховом контроле передатчиков, работающих на антенны с линейными поляризациями в зоне с отсутствием прямой видимости и

наличием переотраженных сигналов, при слуховом контроле, наблюдаются значительные помехи приему, выражающиеся в появлении шумов/неразборчивости трансляции.

5. Новая антенная система обеспечивает уравнивание вещателей, предоставляя им максимально близкие по характеристикам зоны обслуживания, ликвидируются неравные условия оказания услуг действующим вещателям.

6. За время с августа по конец ноября 2022 года (перевод первых частот на новую антенну) филиал не имеет обращений с претензиями по качеству приема РВ-станций, работающих с новой антенной системы. Опрос технических директоров вещателей также подтверждает улучшение качества покрытия. Проблемных мест с приемом своих станций вещателями не найдено.

Литература

1. Варбанский А.М. Передающие телевизионные станции. М.: Связь, 1980. С. 23, 208, 214.
2. Отчет МККР 464-5* «Поляризация излучений в радиовещании с частотной модуляцией».
3. Шур «Ближний и дальний прием телевидения». С. 59-61.
4. Фельдштейн А.П., Явич Л.Р., Смирнов В.П. Справочник по элементам волноводной технике. М.: Советское радио, 1967. С. 56-60.
5. Айзенберг Г.З., Белоусов С.П., Журбенко Э.М., Клигер Г.А., Курашев А.Г. Коротковолновые антенны, М.: Радио и связь, 1985. С. 11-12.
6. Анре Анго. Математика для электро и радиоинженеров. М.: Наука, 1967. С. 24-29.
7. Sazonov D.M. Microwave circuits and antennas. М.: Изд. Высшая школа, 1988. С. 129-135.
8. Каталог SIRA RADIO SYSTEMS. <https://siraradiosystems.com/categoria-prodotto/filters-and-combiners/>
9. Radiation pattern shaping for FM broadcast-optimizing coverage. 2010 IEEE Symposium on Industrial Electronics and Applications (ISIEA), pp. 222-225. DOI: 10.1109/ISIEA.2010.5679465
10. Richard J. Cameron, Chandra M. KudsiaRaafat, R. Mansour. Multiplexer Theory and Design. Microwave Filters for Communication Systems, 2018, pp. 569-608. Doi: 10.1002/9781119292371.ch18.
11. Gerino Mappatao. Patterns of sidemount four-bay FM antenna system. April 2020. TELKOMNIKA (Telecommunication Computing Electronics and Control). DOI:10.12928/telkomnika.v18i2.14877
12. Каталог Kathrein. <https://www.kathrein-bca.com/en/products/kathrein-products/catalogues-and-brochures>. FM Antenna Systems. P. 14.
13. BBC Research Department. BBC RD 1986/13. "VHF-FM Radio Broadcasting: Tests to compare horizontal, vertical and mixed polarization", pp. 1-17.
14. Gregorac L., Schramm R. EBU Technical Review Winter 1992, pp. 1-15. https://tech.ebu.ch/docs/techreview/trev_254-gregorac.pdf. "Comparation between mixed and horizontal polarization vhf/fm sound broadcasting".
15. Recommendation ITU-R BS.1195-1. (01/2013). "Transmitting antenna characteristics at VHF and UHF".

THE ANTENNA SYSTEM FOR FM BROADCASTING WITH CIRCULAR POLARIZATION AND THE POSSIBILITY OF SIMULTANEOUS WORK BY TWO GROUPS OF TRANSMITTERS

Yuri A. Khmeluk, FSUE "Russian television and broadcasting network" (RTRN), Moscow, Russia, filso@yandex.ru

Felix D. Shusterman, FSUE "Russian television and broadcasting network" (RTRN), Moscow, Russia

Konstantin E. Sereda, FSUE "Russian television and broadcasting network" (RTRN), Moscow, Russia

Abstract

In large radio centers with a large number of broadcasting transmitters of the VHF band operating in the range of 87.5-108 MHz the most common type of antennas are panel antennas. The advantage of these antennas is a large capacity – up to hundreds of kilowatts, the ability to form radiation patterns of various shapes based on the characteristics of the service area, the distribution of population density in this zone and sanitary requirements for residential areas. To meet these requirements, in some cases, the use of antennas that occupy a significant place on masts is required. The implementation of these requirements often interferes with the absence of sufficient free space on masts. In addition, at large radio centers there is a serious problem of placing a large number of powerful FM broadcasting transmitters on one antenna. One of the reasons for the limitation of the number of transmitters is large losses in in-series included combiners. One of the ways to increase the number of transmitters working on one antenna is the use of panel antennas with a doubled number of dipole in each panel having different polarization – vertical and horizontal. Such antennas allow you to work simultaneously with two groups of transmitters with different polarizations on two feeders. The disadvantage of such a solution is that different radio stations operating on the same antenna with different linear polarizations in different conditions of propagation of radio waves at the same power can create different field levels at reception points, which puts them in unequal conditions. Such an antenna can also work with circular polarization but has the only input for only one group of transmitters. An antenna supply scheme is proposed which allows two independent groups of transmitters to work simultaneously on one antenna with circular polarization and use all the advantages of the propagation of circular polarization radio waves in urban conditions and with mobile reception.

Keywords: *broadcasting, combiner, panel antennas, radiation pattern, circular polarization, directional coupler.*

References

1. A.M. Varbansky "Transmitting television stations", Moscow: Svyaz, 1980, pp. 23, 208, 214.
2. CCIR Report 464-5* "Emission Polarization in FM Broadcasting".
3. Shur "Near and distant reception of television," pp. 59-61.
4. A.P. Feldstein, L.R. Yavich, V.P. Smirnov "Handbook of the elements of waveguide technology," Moscow: Soviet radio, 1967, pp. 56-60.
5. G.Z. Aizenberg, S.P. Belousov, E.M. Zhurbenko, G.A. Kliger, A.G. Kurashev. Shortwave Antennas, Moscow: Radio and Communications, 1985, pp. 11-12.
6. Andre Ango. Mathematics for electrical and radio engineers. Ed. "Science", 1967, pp. 24-29.
7. D.M. Sazonov. "Microwave circuits and antennas," Moscow: Ed. High School, 1988, pp. 129-135.
8. Catalog SIRA RADIO SYSTEMS. <https://siraradiosystems.com/categoria-prodotto/filters-and-combiners/>
9. Radiation pattern shaping for FM broadcast-optimizing coverage. 2010 IEEE Symposium on Industrial Electronics and Applications (ISIEA) pp.222-225. DOI: 10.1109/ISIEA.2010.5679465
10. Richard J. Cameron, Chandra M. KudsiaRaafat, R. Mansour. Multiplexer Theory and Design. *Microwave Filters for Communication Systems*, 2018, pp. 569-608. Doi: 10.1002/9781119292371.ch18.
11. Gerino Mappatao. "Patterns of sidemount four-bay FM antenna system". April 2020. TELKOMNIKA (Telecommunication Computing Electronics and Control) DOI:10.12928/telkomnika.v18i2.14877
12. Catalog Kathrein. <https://www.kathrein-bca.com/en/products/kathrein-products/catalogues-and-brochures>. FM Antenna Systems, p. 14.
13. BBC Research Department. BBC RD 1986/13. "VHF-FM Radio Broadcasting: Tests to compare horizontal, vertical and mixed polarization", pp. 1-17.
14. L. Gregorac, R. Schramm. EBU Technical Review Winter 1992, pp.1-15. https://tech.ebu.ch/docs/techreview/trev_254-gregorac.pdf. "Comparation between mixed and horizontal polarization vhf/fm sound broadcasting".
15. Recommendation ITU-R BS.1195-1. (01/2013). "Transmitting antenna characteristics at VHF and UHF".

Information about authors:

Yuri A. Khmeluk, Deputy Director of the Department, FSUE "Russian television and broadcasting network" (RTRN), Moscow, Russia

Felix D. Shusterman, Head of Section, FSUE "Russian television and broadcasting network" (RTRN), Moscow, Russia

Konstantin E. Sereda, Head of Laboratory, FSUE "Russian television and broadcasting network" (RTRN), Moscow, Russia

МОДИФИЦИРОВАННАЯ ИНВАРИАНТНАЯ АМПЛИТУДНАЯ МОДУЛЯЦИЯ И ДЕМОДУЛЯЦИЯ С ДВУМЯ ОПОРНЫМИ СИГНАЛАМИ

Павлов Иван Иванович,
Павлова Мария Сергеевна,
Абрамова Евгения Сергеевна,
Абрамов Сергей Степанович,
 ФГБОУ ВО "Сибирский государственный университет телекоммуникаций и информатики", г. Новосибирск, Россия,
iipavlov02@mail.ru, mstpavlova@ngs.ru,
evgenka_252@mail.ru, abramov@sibsutis.ru

DOI: 10.36724/2072-8735-2023-17-6-13-22

Manuscript received 12 May 2023;
Accepted 07 June 2023

Хан Валерий Алексеевич,
 Национальный исследовательский Томский политехнический университет, Институт оптики атмосферы им. В.Е. Зуева СО РАН, г. Томск, Россия, nt.centre@mail.ru

Хан Валерий Алексеевич,
 ФГБОУ ВО "Сибирский государственный университет телекоммуникаций и информатики", г. Новосибирск, Россия,
ampal55@mail.ru

Ключевые слова: модифицированная инвариантная амплитудная модуляция, модифицированная инвариантная амплитудная демодуляция, амплитудная модуляция, аддитивный белый гауссовский шум, среднее квадратичное отклонение, вероятность битовой ошибки, отношение сигнал/шум

Рассматриваемая в статье модель модифицированной инвариантной амплитудной модуляции и демодуляции с двумя опорными сигналами относится к области систем, сетей и устройств телекоммуникаций и радиотехники и может быть использована в радиопередающих устройствах, телекоммуникационных системах и устройствах, где требуется амплитудно-модулированный передаваемый сигнал для передачи через канал связи. Достигаемый технический результат модифицированной инвариантной амплитудной модуляции и демодуляции с двумя опорными сигналами направлен на возможность формирования амплитудно-модулированного передаваемого сигнала с повышенными характеристиками помехозащищенности к конкретному виду помех. Предложены алгоритмы модифицированной инвариантной амплитудной модуляции и демодуляции с двумя опорными сигналами и на основании этих алгоритмов были разработаны структурные схемы модифицированного инвариантного амплитудного модулятора и демодулятора с двумя опорными сигналами. Чтобы получить экспериментальные данные для анализа модифицированной инвариантной амплитудной модуляции и демодуляции с двумя опорными сигналами при воздействии на нее помехи в канале связи, было проведено моделирование системы

связи и расчет необходимых данных в среде Matlab. В качестве помехи в канале связи был выбран аддитивный белый гауссовский шум. В статье представлена упрощенная структурная схема системы связи экспериментальной модели. Для сравнения результатов в качестве модулятора и демодулятора будут использоваться в первом случае – модифицированная инвариантная амплитудная модуляция и демодуляция с двумя опорными сигналами, а во втором случае - амплитудная модуляция и демодуляция. В результате были получены оценки зависимости среднее квадратичное отклонение от значений отношения сигнал/шум и вероятности битовой ошибки от значений отношения сигнал/шум. Среднее квадратичное отклонение для модифицированной инвариантной амплитудной модуляции и демодуляции с двумя опорными сигналами обладает существенно меньшими значениями, чем среднее квадратичное отклонение для амплитудной модуляции и демодуляции. Передача информации с одинаковой надежностью через канал связи с использованием модифицированной инвариантной амплитудной модуляцией и демодуляцией с двумя опорными сигналами требует значительно большего отношения сигнал/шум, чем передача через канал связи с амплитудной модуляцией [1].

Информация об авторах:

Павлов Иван Иванович, ФГБОУ ВО "Сибирский государственный университет телекоммуникаций и информатики", доцент кафедры радиотехнических устройств и техносферной безопасности, доцент, к.т.н., академик МАС, г. Новосибирск, Россия

Павлова Мария Сергеевна, ФГБОУ ВО "Сибирский государственный университет телекоммуникаций и информатики", доцент кафедры радиотехнических устройств и техносферной безопасности, к.т.н., г. Новосибирск, Россия

Абрамова Евгения Сергеевна, ФГБОУ ВО "Сибирский государственный университет телекоммуникаций и информатики", доцент кафедры радиотехнических устройств и техносферной безопасности, доцент, к.т.н., г. Новосибирск, Россия

Абрамов Сергей Степанович, ФГБОУ ВО "Сибирский государственный университет телекоммуникаций и информатики", заведующий кафедрой радиотехнических устройств и техносферной безопасности, доцент, д.т.н., академик МАС, г. Новосибирск, Россия

Хан Валерий Алексеевич, Национальный исследовательский Томский политехнический университет, Институт оптики атмосферы им. В.Е. Зуева СО РАН, г. Томск, Россия

Щербakov Юрий Сергеевич, ФГБОУ ВО "Сибирский государственный университет телекоммуникаций и информатики", доцент кафедры радиотехнических устройств и техносферной безопасности, доцент, к.т.н., г. Новосибирск, Россия

Для цитирования:

Павлов И.И., Павлова М.С., Абрамова Е.С., Абрамов С.С., Хан В.А., Щербakov Ю.С. Модифицированная инвариантная амплитудная модуляция и демодуляция с двумя опорными сигналами // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2023. Том 17. №6. С. 13-22.

For citation:

Pavlov I.I., Pavlova M.C., Abramova E.S., Abramov S.S., Khan V.A., Shcherbakov Yu.S. (2023) Modified invariant amplitude modulation with two reference signals. T-Comm, vol. 17, no.6, pp. 13-22. (in Russian)

Введение

В современном обществе потребность в передаче сообщений (фото, видео) за последние года значительно повысилась, это привело к росту объема информации отправляемой по каналам связи. Данное обстоятельство заставляет операторов связи взглянуть на рынок мобильной связи с новой стороны и поэтому возникает необходимость в повышении скорости передачи данных и соответственно улучшения качества передаваемых данных.

Если учитывать, что фактический канал связи – это канал с изменяющимися параметрами, а обычно современные системы связи применяют адаптивные схемы приема-передачи, то эта сложная проблема, которая может быть решена с помощью комбинированных мер, в которые входит такие мероприятия как устранение избыточности передаваемой информации, помехоустойчивое кодирование, увеличение скорости передачи информации за счет улучшения схем модуляции и т.д.

Вышеперечисленные комбинированные меры изменения в параметрах каналов связи во время сеанса связи может привести к следующим существенным недостаткам:

- за промежуток времени между соседними отсчетами в масштабе времени потребуется внушительный объем операций умножения и сложения;

- для хранения уже ранее найденных и вычисленных всех вероятных вариации сигналов потребуется значительный объем памяти [2, 3].

Про анализируемые алгоритмы нуждаются в большом количестве сверточных операций, являющиеся очень сложными для выполнения, и учитывая, что устройства, на которых будет реализовываться их выполнение являются носителем достаточно высокого уровня собственных помех. Влияние помех в канале связи и шумов в среде распространения также не рассматривается должным образом.

Рассмотренные недостатки послужили стимулом для исследования новых способов в организации систем связи. Возможным вариантом из рассматриваемых способов может быть метод, который нашел применение нового математического аппарата, использующего теорию групп преобразования, для представления преобразования сигналов по каналам связи [2, 3].

На сегодняшний день отмечено, что влияние канала связи на проходящий через него сигнал возможно отразить соответствующей группой преобразований [4, 5, 6]. В качестве примера рассмотрим группу ортогональных преобразований с подгруппой аффинных преобразований, с помощью которой представляется описание изменения сигналов, проходящих через линейные каналы связи.

Применение инвариантов группы преобразований, то есть применение характерных соответствий между параметрами сигналов, проходящих через канал связи, и при этом остающимися постоянными, несмотря на то что сами сигналы подверглись изменению в канале связи, позволяют рассматривать новый способ безыскаженной передачи информации [4, 7, 8].

Если рассмотреть использование инвариантов в «классических» модуляциях, таких как амплитудная, частотная и ортогональная фазовая модуляции, то можно сказать, что за счет сохранения длины векторов и разности углов между

передаваемыми сигналами в них происходит использование обычной ортогональной группы преобразований.

Рассматриваемая в статье модель модифицированной инвариантной амплитудной модуляции и демодуляции с двумя опорными сигналами относится к области систем, сетей и устройств телекоммуникаций и радиотехники и может быть использована в радиопередающих устройствах, телекоммуникационных системах и устройствах, где требуется амплитудно-модулированный передаваемый сигнал для передачи через канал связи.

Достижимый технический результат модифицированной инвариантной амплитудной модуляции и демодуляции с двумя опорными сигналами направлен на возможность формирования амплитудно-модулированного передаваемого сигнала с повышенными характеристиками помехозащищенности к определенной категории помех, не говоря уже о скрытности отправляемой информации в сравнении с прототипом и аналогами [1, 9, 10, 11].

Это достигается тем, что в модифицированном инвариантном амплитудном модуляторе используются два опорных сигнала из которых, формируется амплитудно-модулированный передаваемый (информационный) сигнал, в котором возможно содержание большого многообразия форм использованных сигналов, по сравнению со знакомой ранее инвариантной амплитудной модуляцией, где используются сигналы подобной формы. А в векторном представлении линия, на которой расположены концы векторов опорных сигналов и вектора информационного сигнала, в системе координат рассматриваемого сигнального пространства может принимать любое положение относительно начала координат рассматриваемой системы координат (рис. 1).

В модифицированной инвариантной амплитудной модуляции и демодуляции с двумя опорными сигналами предложен следующий подход для передачи значений информационных элементов, была взята ранее известная инвариантная амплитудная модуляция, где концы векторов опорных сигналов и вектора информационного сигнала расположены на одной прямой, и эта прямая обязательно должна проходить через начало системы координат рассматриваемого сигнального пространства, а для передачи значений информационных элементов используем отношение длин векторов, которые лежат на этой прямой [4, 9]. Рассматриваемая модифицированная инвариантная амплитудная модуляция и демодуляция с двумя опорными сигналами позволяет передавать значения информационных элементов с использованием отношения длин векторов, которые находятся на одной прямой, но данная прямая не обязательно должна проходить через начало системы координат рассматриваемого сигнального пространства [1].

Синтез модифицированной инвариантной амплитудной модуляции.

При процессе синтеза модифицированной инвариантной амплитудной модуляции с двумя опорными сигналами для того, чтобы создать большую ясность картинки будем использовать двумерное сигнальное пространство. В данном рассматриваемом двумерном сигнальном пространстве координатные оси будут соответствовать определенным ортонормированным базисным функциям времени, в частности,

можно представить функциями Котельникова $\varphi_1(t)$ и $\varphi_2(t)$, характеризующимися временным сдвигом, который должен гарантировать их ортогональность [1]. Таким образом в рассматриваемом двухмерном сигнальном пространстве сигналы могут быть описаны двумя временными отсчетами, значения величин можно определить по координатам концов векторов данных сигналов.

На рисунке 1 в пространстве входных сигналов представлена прямая линия, на которой расположены концы векторов сигналов. Представленная прямая линия принимает любое положение в системе координат рассматриваемого сигнального пространства и при этом не проходит через начало координат данной системы координат. Из рисунка 1 видно, что концы векторов трех входных сигналов \bar{S}_1 , \bar{S}_2 и \bar{S}_3 задаются с помощью точек A, B, и C [4, 7, 10, 11].

Ранее в работах [1, 9, 12, 13] описывалось, что с помощью группы ортогональных преобразований с подгруппой аффинных преобразований входные сигналы можно преобразовать в выходные сигналы.

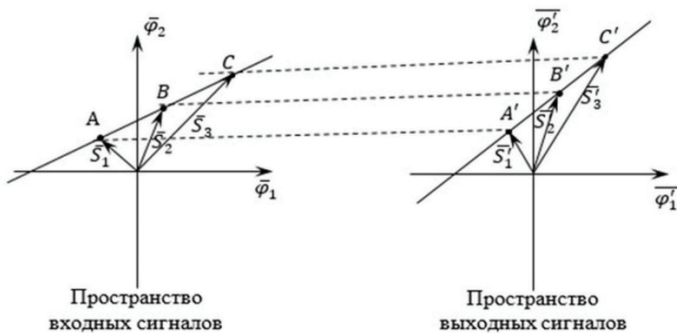


Рис. 1. Схема аффинного преобразования входных сигналов в выходные сигналы для модифицированной инвариантной амплитудной модуляции с двумя опорными сигналами

Группы ортогональных преобразований с подгруппой аффинных преобразований обладают следующими свойствами [7, 14].

1. В процессе передачи информации по каналам связи сигналы подвергаются аффинным преобразованиям в результате чего прямые линии преобразуются в прямые линии.
2. То же самое происходит с плоскостями они преобразуются в процессе преобразования в другие плоскости.
3. В процессе передачи информации по каналам связи сигналы подвергаются аффинным преобразованиям в результате чего сохраняются отношение длин отрезков, лежащих на одной прямой.
4. То же самое происходит с отношением площадей треугольников в результате аффинного преобразования.
5. То же самое происходит с отношением объемов многогранников результате аффинного преобразования [9, 15].

Все вышеперечисленные свойства аффинных преобразований считаются инвариантами группы ортогональных преобразований с подгруппой аффинных преобразований [7, 14]. Постоянство значения величин инвариантов касательно группы ортогональных преобразований с подгруппой аффинных преобразований может быть применено в качестве неискажаемого переносчика информации через канал связи.

На рисунке 1 можно увидеть схему аффинного преобразования концов векторов входных сигналов \bar{S}_1 , \bar{S}_2 и \bar{S}_3 в концы векторов аналогичных выходных сигналов \bar{S}'_1 , \bar{S}'_2 и \bar{S}'_3 , которая представлена в виде пунктирных линии [9].

Из рассматриваемого в этом примере инварианта аффинного преобразования с использованием конфигурации «отношения трех точек», можно будет записать одну из возможных форм в следующем виде:

$$J = \frac{BC}{AB} = \frac{B'C'}{A'B'} = \frac{|\bar{S}_3 - \bar{S}_2|}{|\bar{S}_2 - \bar{S}_1|} = \frac{|\bar{S}'_3 - \bar{S}'_2|}{|\bar{S}'_2 - \bar{S}'_1|}. \quad (1)$$

Таким же образом, если использовать другие концы векторов сигналов, то можно записать инвариант в следующем виде:

$$J = \frac{AC}{AB} = \frac{A'C'}{A'B'} = \frac{|\bar{S}_3 - \bar{S}_1|}{|\bar{S}_2 - \bar{S}_1|} = \frac{|\bar{S}'_3 - \bar{S}'_1|}{|\bar{S}'_2 - \bar{S}'_1|}. \quad (2)$$

В рассматриваемом выражении (1) сигналы $S_1(t)$ и $S_2(t)$ можно сказать осуществляют функцию «опорных сигналов», а сигнал $S_3(t)$ – информационного сигнала $S_i(t)$. Заменяя соответствующие сигналы и произведя математические преобразования в выражении (1), можно получить первый алгоритм модифицированной инвариантной амплитудной модуляции с двумя опорными сигналами [1, 9, 12, 13]: $\bar{S}_i = J_i (\bar{S}_2 - \bar{S}_1) + \bar{S}_2$ – первый алгоритм модифицированной инвариантной амплитудной модуляции с двумя опорными сигналами, где J_i – величина значения отправляемого информационного элемента; \bar{S}_i – вектор информационного сигнала $S_i(t)$, который одновременно с опорными сигналами $S_1(t)$ и $S_2(t)$ передает величину значения информационного элемента J_i ; \bar{S}_1 – вектор первого опорного сигнала $S_1(t)$; \bar{S}_2 – вектор второго опорного сигнала $S_2(t)$; i – номер временных интервалов, за период которого производится передача величины значения информационного элемента J_i .

Из выражения (2) также заменив соответствующие сигналы и произведя математические преобразования, как с выражением (1) можно получить второй алгоритм модифицированной инвариантной амплитудной модуляции с двумя опорными сигналами [1, 9, 12, 13]: $\bar{S}_i = J_i (\bar{S}_2 - \bar{S}_1) + \bar{S}_1$ – второй алгоритм модифицированной инвариантной амплитудной модуляции с двумя опорными сигналами.

Далее из найденного алгоритма модуляции выражения (1) с помощью математических преобразований получаем первый алгоритм модифицированной инвариантной амплитудной демодуляции с двумя опорными сигналами [1, 9, 12, 13]:

$$\hat{J}_i = \frac{\left| \hat{\bar{S}}'_i - \hat{\bar{S}}'_2 \right|}{\left| \hat{\bar{S}}'_2 - \hat{\bar{S}}'_1 \right|} - \text{первый алгоритм модифицированной}$$

инвариантной амплитудной демодуляции с двумя опорными сигналами, где \wedge – знак означает оценку принимаемой величины; \hat{J}_i – оценка величины значения принимаемого

информационного элемента; \hat{S}'_i – оценка величины вектора информационного сигнала; \hat{S}'_1 – оценка величины вектора первого опорного сигнала; \hat{S}'_2 – оценка величины вектора второго опорного сигнала;

i – номер временных интервалов, за период которого производится передача величины значения информационного элемента J_i .

Аналогично вышеизложенному методу из выражения (2) получаем второй алгоритм модифицированной инвариантной амплитудной демодуляции с двумя опорными сигналами [1, 9, 12, 13]:

$$\hat{J}_i = \frac{\left| \hat{S}'_i - \hat{S}'_1 \right|}{\left| \hat{S}'_2 - \hat{S}'_1 \right|} - \text{второй алгоритм модифицированной ин-}$$

вариантной амплитудной демодуляции с двумя опорными сигналами.

Структурная схема модифицированного инвариантного амплитудного модулятора с двумя опорными сигналами

Структурная схема модифицированного инвариантного амплитудного модулятора с двумя опорными сигналами представлена на рисунке 2.

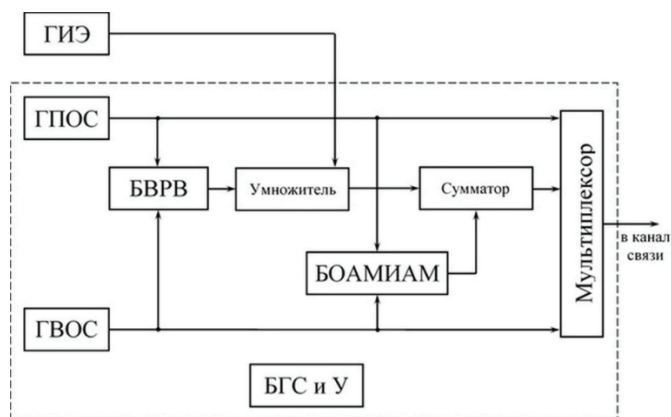


Рис. 2. Структурная схема модифицированного инвариантного амплитудного модулятора с двумя опорными сигналами

Схема состоит из:

ГИЭ – генератор информационных элементов;

ГПОС – генератор первого опорного сигнала;

ГВОС – генератор второго опорного сигнала;

БВРВ – блок вычисления разности векторов;

БОАМИАМ – блок определения алгоритма модифицированной амплитудной модуляции;

БГС и У – блок групповой синхронизации и управления;

Умножителя;

Сумматора;

Мультиплексора.

Работа модулятора начинается с формирования двух опорных сигналов разных форм генераторами первого и второго опорных сигналов. Опорные сигналы с выходов

генераторов поступают на блок вычисления разности векторов, далее полученный результат от блока вычисления разности векторов поступает на умножитель. Одновременно на умножитель поступают информационные элементы с генератора информационных элементов, которые необходимо передать в канал связи. Параллельно с поступлением опорных сигналов на блок вычисления разности векторов, опорные сигналы поступают на вход блока определения алгоритма модифицированной инвариантной амплитудной модуляции.

В блоке определения алгоритма модифицированной инвариантной амплитудной модуляции определяется алгоритм, по которому будет производиться модуляция по выражению (1) или (2). Если будет выбран 1 алгоритм модуляции, то с выхода блока определения алгоритма модифицированной инвариантной амплитудной модуляции будет подан второй опорный сигнал, если будет выбран 2 алгоритм модуляции, то с выхода блока определения алгоритма модифицированной инвариантной амплитудной модуляции будет подан первый опорный сигнал.

Выбранный опорный сигнал с блока определения алгоритма модифицированной инвариантной амплитудной модуляции и результат с умножителя поступают на сумматор, на выходе которого получаем информационный сигнал для передачи в канал связи. Для последовательной передачи в канал связи первого и второго опорного сигнала, а также информационного сигнала используется мультиплексор [12, 13].

Согласованная работа всех блоков модифицированного инвариантного амплитудного модулятора обеспечивается блоком групповой синхронизации и управления. Для наглядности на рисунке 2 от блока групповой синхронизации и управления до всех блоков модифицированного инвариантного амплитудного модулятора не показаны соединительные линии [12, 13].

Структурная схема модифицированного инвариантного амплитудного демодулятора с двумя опорными сигналами

Структурная схема модифицированного инвариантного амплитудного демодулятора с двумя опорными сигналами представлена на рисунке 3.

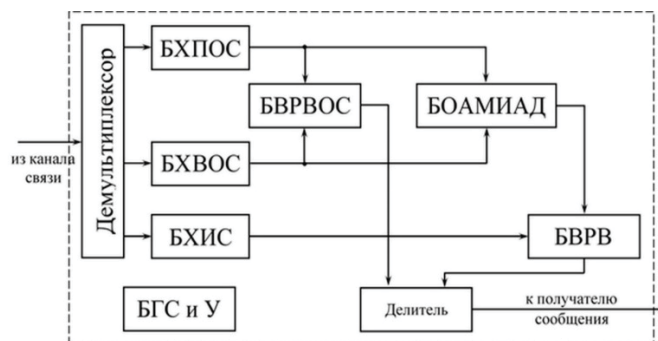


Рис. 3. Структурная схема модифицированного инвариантного амплитудного демодулятора с двумя опорными сигналами

Схема состоит из:

БХИС – блок хранения информационного сигнала;

БХПОС – блок хранения первого опорного сигнала;

БХВОС – блок хранения второго опорного сигнала;

БВРВОС – блок вычисления разницы векторов опорных сигналов;

БОАМИАД – блок определения алгоритма модифицированной амплитудной демодуляции;

БВРВ – блок вычисления разности векторов;

БВВО – блок вычисления вероятности ошибки;

БГС и У – блок групповой синхронизации и управления; Делителя;

Демультимплектора.

Работа демодулятора начинается с приема из канала связи оценки информационного сигнала, оценки первого и оценки второго опорного сигналов, которые последовательно поступают на вход демультимплектора. Со входа демультимплектора оценки информационного сигнала, оценки первого и оценки второго опорного сигналов поступают на входы блоков хранения информационного сигнала, блок хранения первого опорного сигнала и блок хранения второго опорного сигнала. Далее оценки первого и второго опорного сигналов поступают на блок вычисления разности векторов опорных сигналов и блок определения алгоритма модифицированной амплитудной демодуляции.

В блоке определения алгоритма модифицированной амплитудной демодуляции определяется алгоритм, по которому будет производиться демодуляция по выражению (1) или (2). Если будет выбран 1 алгоритм модуляции, то с выхода блока определения алгоритма модифицированной амплитудной демодуляции будет подан второй опорный сигнал, если будет выбран 2 алгоритм модуляции, то с выхода блока определения алгоритма модифицированной амплитудной демодуляции будет подан первый опорный сигнал. Выбранный опорный сигнал с блока определения алгоритма модифицированной амплитудной демодуляции и оценка информационного сигнала поступают на блок вычисления разности векторов.

Полученный результат с блока вычисления разности векторов одновременно с результатом из блока вычисления разности векторов опорных сигналов поступает на делитель. Полученное частное из делителя поступает на блок вычисления вероятности ошибки, в котором определяется правильность информационного элемента и принимается решение о передаче принятого информационного элемента получателю сообщения или о запросе повтора у передающей части [12, 13].

При получении первой оценки информационного сигнала на БОАМИАД из блока групповой синхронизации и управления (БГС и У) поступает сигнал о том, что модифицированная инвариантная амплитудная демодуляция производится по 1 алгоритму. Во время приема оценок информационного сигнала с БВВО о каждом неправильно принятом информационном элементе информация передается в БГС и У, где ведется подсчет неверно принятых информационных элементов и полученное количество неверно принятых информационных элементов сравнивается с пороговым значением, хранящимся в БГС и У. Когда количество неверно принятых информационных элементов превысит пороговое значение из БГС и У на БОАМИАД и на передающую сторону

отправляется сигнал о том, что модифицированная инвариантная амплитудная демодуляция меняется с 1 алгоритма на 2 алгоритм и счетчик неверно принятых информационных элементов обнуляется. Далее работа модифицированного инвариантного амплитудного демодулятора осуществляется по 2 алгоритму пока количество неверно принятых информационных элементов не превысит пороговое значение, хранящегося в БГС и У. В этом случае БГС и У отправляет сигнал на БОАМИАД и на передающую сторону о том, что модифицированная инвариантная амплитудная демодуляция меняется со 2 алгоритма на 1 алгоритм и счетчик неверно принятых информационных элементов обнуляется. Работа продолжается пока не будет закончен сеанс связи.

Согласованная работа всех блоков модифицированного инвариантного амплитудного демодулятора обеспечивается блоком групповой синхронизации и управления. Для наглядности на рис. 3 от блока групповой синхронизации и управления до всех блоков модифицированного инвариантного амплитудного демодулятора не показаны линии [12, 13].

Оценка зависимости среднеквадратичного отклонения от значений отношения сигнал/шум

Для получения экспериментальных данных, которые необходимы для анализа модифицированной инвариантной амплитудной модуляции с двумя опорными сигналами при воздействии на нее помехи в канале связи, проведено моделирование системы связи и расчет необходимых данных в среде Matlab.

В качестве помехи в канале связи возьмем аддитивный белый гауссовский шум.

На рисунке 4 представлена упрощенная структурная схема системы связи экспериментальной модели, которая была смоделирована в среде Matlab. Для сравнения результатов в качестве модулятора и демодулятора будет использоваться, в первом случае – модифицированная инвариантная амплитудная модуляция и демодуляция с двумя опорными сигналами, а во втором случае – амплитудная модуляция и демодуляция.



Рис. 4. Упрощенная структурная схема системы связи экспериментальной модели

Чтобы убедиться, что смоделированная экспериментальная модель работает правильно, рассмотрим влияние значений отношения сигнал/шум на сигналы с выхода модулятора, проходящие через канал связи.

На рисунках 5, 6 и 7 можно увидеть, как с увеличением значений отношения сигнал/шум, изменяется «зашумление» сигналов, проходящих через канал связи. В качестве модулятора используется модифицированная инвариантная модуляция с двумя опорными сигналами.

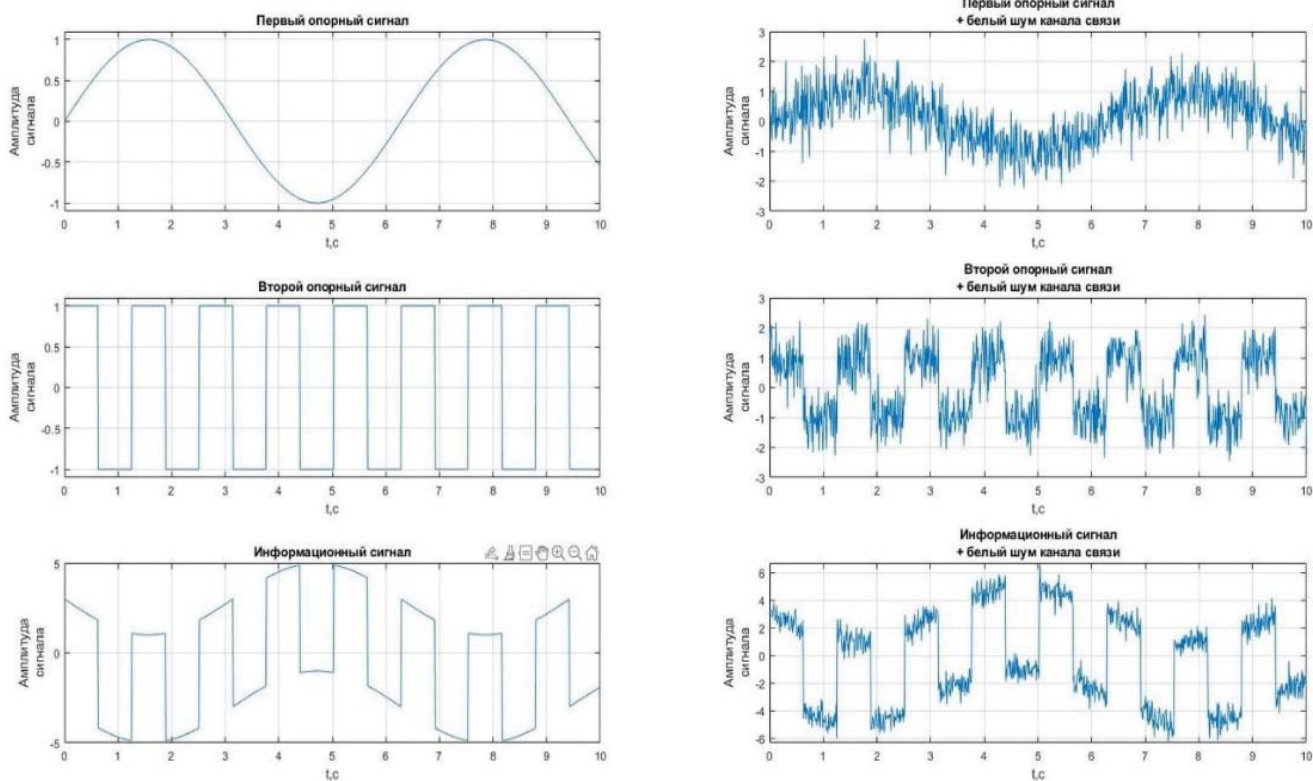


Рис. 5. Графики зависимости при прохождении сигналов через канал связи, при значениях отношения сигнал/шум равным 5 дБ

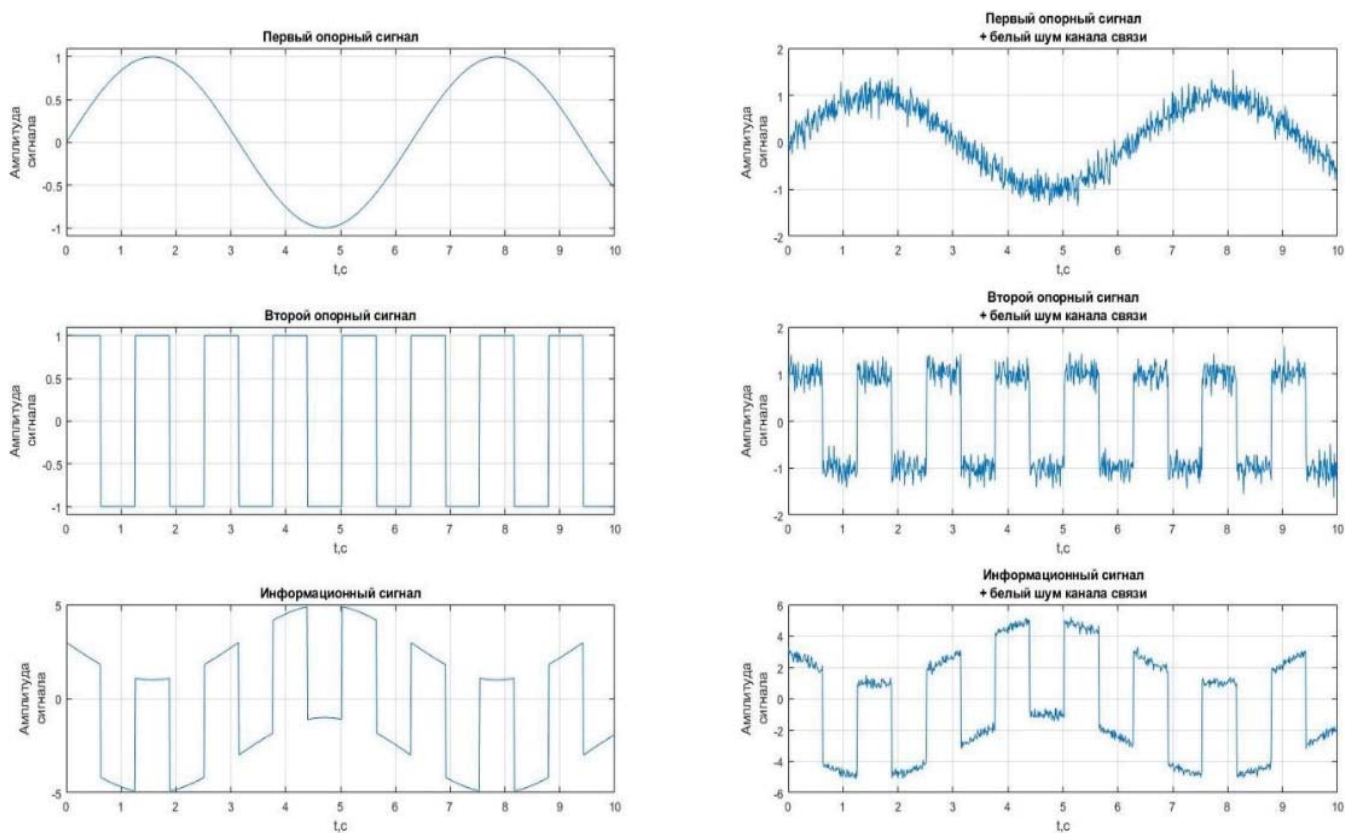


Рис. 6. Графики зависимости при прохождении сигналов через канал связи, при значениях отношения сигнал/шум равным 15 дБ

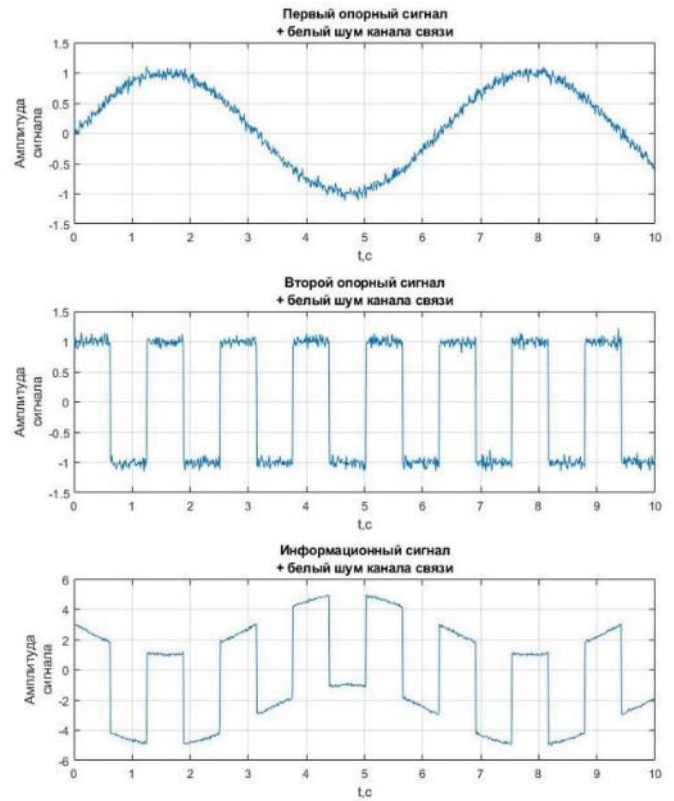
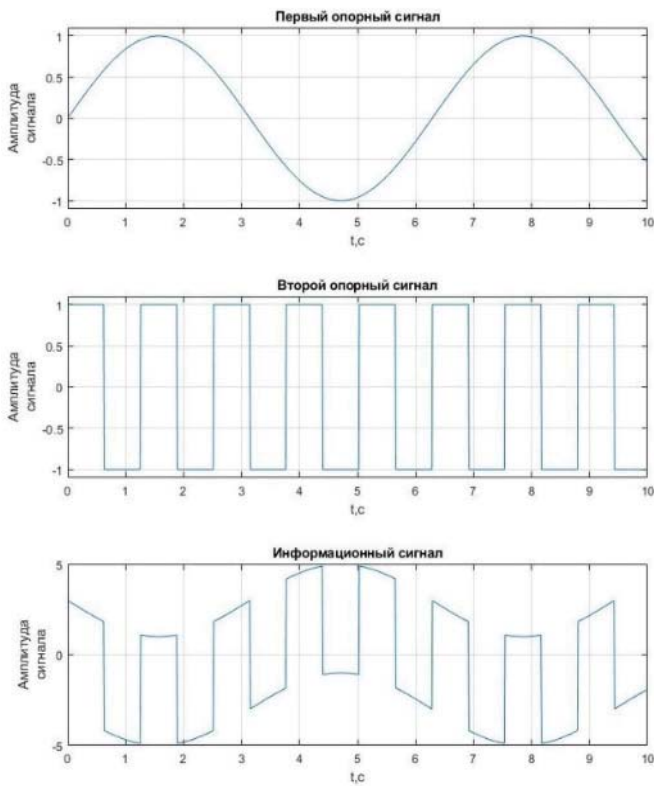


Рис. 7. Графики зависимости при прохождении сигналов через канал связи, при значениях отношения сигнал/шум равным 25 дБ

На верхних графиках показан первый опорный сигнал, в качестве которого используется синусоидальный сигнал. На средних графиках показан второй опорный сигнал, в качестве которого используется прямоугольный сигнал. И на нижних графиках представлен модифицированный инвариантный амплитудный сигнал с двумя опорными сигналами.

Итак, из рисунков 5-7 можно увидеть, что при увеличении значений отношения сигнал/шум в канале связи, «зашумленность» сигналов, проходящих через канал связи, уменьшается. Это свидетельствует о том, что основы теории связи для экспериментальной модели работают правильно.

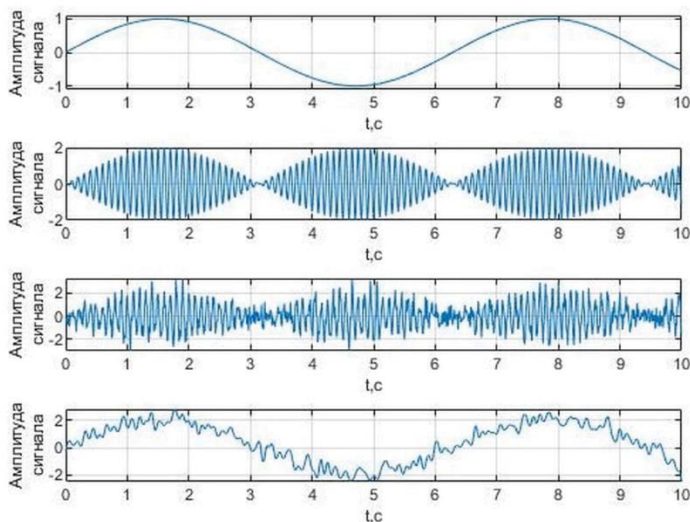


Рис. 8. Графики зависимости при прохождении сигналов через канал связи, при значениях отношения сигнал/шум равным 5 дБ

Далее рассмотрим влияние значений отношения сигнал/шум на сигналы с выхода модулятора, проходящие через канал связи для амплитудной модуляции. На рисунках 8, 9 и 10 можно увидеть, как с увеличением значений отношения сигнал/шум, изменяется «зашумление» сигналов, проходящих через канал связи для амплитудной модуляции.

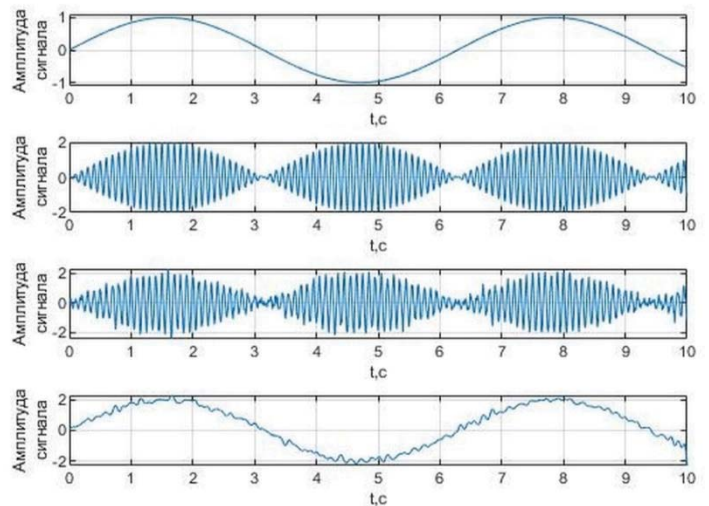


Рис. 9. Графики зависимости при прохождении сигналов через канал связи, при значениях отношения сигнал/шум равным 15 дБ

Также из рисунков 8-10 можно увидеть, что при увеличении значений отношения сигнал/шум в канале связи, «зашумленность» сигналов, проходящих через канал связи уменьшается. Это свидетельствует о том, что основы теории связи для экспериментальной модели работают правильно.

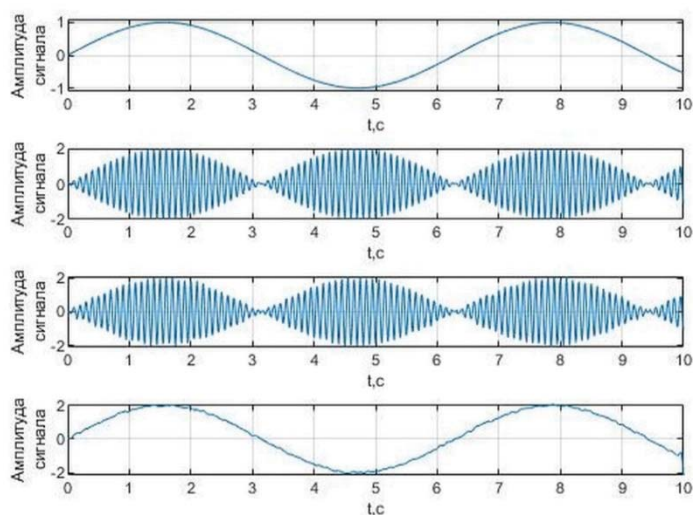


Рис. 10. Графики зависимости при прохождении сигналов через канал связи, при значениях отношения сигнал/шум равным 25 дБ

Далее в среде Matlab через экспериментальную модель от источника сообщений запустим 10000 информационных символов до получателя сообщений. На рисунке 11 представлены графики зависимости среднеквадратичного отклонения (СКО) от значений отношения сигнал/шум. В нашем случае СКО было рассчитано для системы связи с амплитудной модуляцией и модифицированной инвариантной амплитудной модуляцией с двумя опорными сигналами.

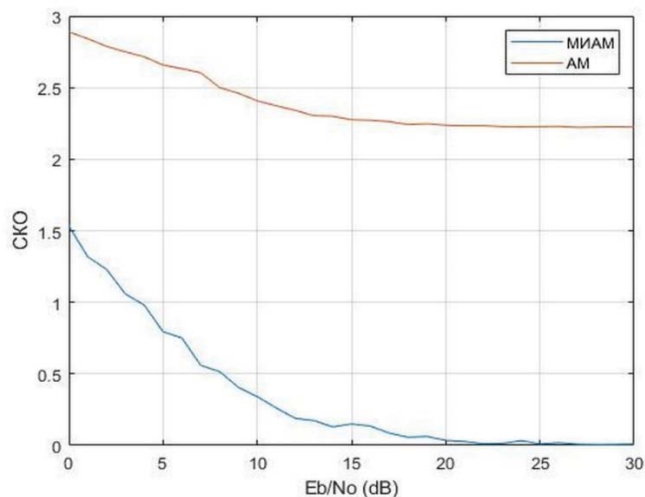


Рис. 11. Зависимость СКО от значений отношения сигнал/шум

Из рисунка 11 следует, что при значениях отношения сигнал/шум равной 5 дБ СКО для амплитудной модуляции равен 2,69, а для модифицированной инвариантной амплитудной модуляции с двумя опорными сигналами равен 0,81. При значениях отношения сигнал/шум равной 10 дБ СКО для амплитудной модуляции равен 2,43, а для модифицированной инвариантной амплитудной модуляции с двумя опорными сигналами равен 0,37. И при значениях отношения сигнал/шум равной 15 дБ СКО для амплитудной модуляции равен 2,26, а для модифицированной инвариантной амплитудной модуляции с двумя опорными сигналами равен 0,13.

Таким образом, СКО для модифицированной инвариантной амплитудной модуляции с двумя опорными сигналами

обладает существенно меньшими значениями, чем СКО для амплитудной модуляции. При меньших значениях отношения сигнал/шум до 10 дБ разница составляет примерно 3-6 раз. При значениях отношения сигнал/шум от 10-25 дБ разница составляет более 10 раз. При значениях отношения сигнал/шум более 25 дБ модифицированная инвариантная амплитудная модуляция с двумя опорными сигналами стремится к нулю.

Оценка зависимости вероятности битовой ошибки от значений отношения сигнал/шум

В заключении рассмотрим в смоделированной экспериментальной модели влияние значений отношения сигнал/шум на вероятность появления битовой ошибки (BER) для модифицированной инвариантной амплитудной модуляции с двумя опорными сигналами и для амплитудной модуляции. На рисунке 12 показана зависимость BER от значений отношения сигнал/шум.

Из рисунка 12 следует, что при значениях отношения сигнал/шум равной 5 дБ BER для амплитудной модуляции равен 0,29, а для модифицированной инвариантной амплитудной модуляции с двумя опорными сигналами равен 0,35. При значениях отношения сигнал/шум равной 10 дБ BER для амплитудной модуляции равен 0,07, а для модифицированной инвариантной амплитудной модуляции с двумя опорными сигналами равен 0,21. И при значениях отношения сигнал/шум равной 15 дБ BER для амплитудной модуляции равен 0,0001, а для модифицированной инвариантной амплитудной модуляции с двумя опорными сигналами равен 0,007.

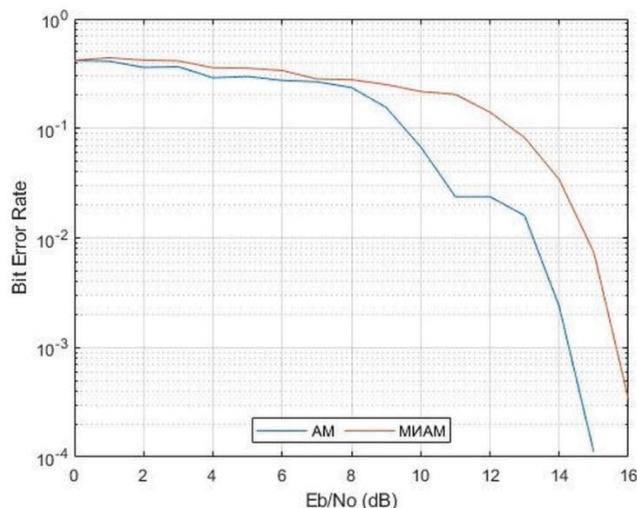


Рис. 12. Зависимость BER от значений отношения сигнал/шум

Видно, что передача информации с одинаковой надежностью через канал связи с модифицированной инвариантной амплитудной модуляцией с двумя опорными сигналами требует значительно большего отношения сигнал/шум, чем передача через канал связи с амплитудной модуляцией. При меньших значениях отношения сигнал/шум до 10 дБ разница BER между модифицированной инвариантной амплитудной модуляцией с двумя опорными сигналами и амплитудной модуляцией составляет примерно до трех раз. При больших значениях отношения сигнал/шум от 10 дБ разница BER составляет более трех раз.

Заключение

Модифицированный инвариантный амплитудный модулятор и демодулятор с двумя опорными сигналами для системы связи с модифицированной инвариантной модуляцией и демодуляцией считается последующим универсальным итогом работы над известной системой с инвариантной амплитудной модуляцией [13].

Преимуществом данной экспериментальной модели, модифицированной инвариантной амплитудной модуляции и демодуляции с двумя опорными сигналами, заключается в том, что нет необходимости использования сигналов с подобными формами. В данном методе возможно содержание большого многообразия форм использованных сигналов. Линия, на которой располагаются концы векторов передаваемых опорных сигналов и информационного сигнала может занимать произвольное положение в системе координат рассматриваемого сигнального пространства. Данный положительный фактор экспериментальной модели, модифицированной инвариантной амплитудной модуляции и демодуляции с двумя опорными сигналами, может быть применено для увеличения степени секретности отправляемых сообщений [1, 9, 12, 13].

В модифицированной инвариантной амплитудной модуляции и демодуляции с двумя опорными сигналами в отличие от инвариантной амплитудной модуляции используются сигналы не одной формы, а трех разных форм – два разных опорных сигнала и информационный, также отличающийся по форме от опорных. Это означает, что для перехвата сообщений, передаваемых системой связи от источника сообщений к получателю с использованием модифицированной инвариантной амплитудной модуляцией и демодуляцией с двумя опорными сигналами, задача противника усложняется втрое. Для вычисления значения величины передаваемого информационного элемента, перехватчику сообщений, необходимо будет обнаружить и оценить параметры трех заранее неизвестных сигналов разной формы, а не одной формы, как в случае системы передачи с инвариантной амплитудной модуляцией. Таким образом, можно утверждать о втрое больших вычислительных затратах по перехвату сообщений в системе связи, которая использует модифицированную инвариантную амплитудную модуляцию и демодуляцию с двумя опорными сигналами по сравнению с системой-прототипом или, другими словами, о трехкратном увеличении информационной безопасности (скрытности) передачи.

Хотелось бы отметить и тот факт, что СКО для модифицированной инвариантной амплитудной модуляции с двумя опорными сигналами обладает существенно меньшими значениями, чем СКО для амплитудной модуляции. При меньших значениях отношения сигнал/шум до 10 дБ разница составляет примерно 3-6 раз. При значениях отношения сигнал/шум от 10-25 дБ разница составляет более 10 раз. При значениях отношения сигнал/шум более 25 дБ модифицированная инвариантная амплитудная модуляция с двумя опорными сигналами стремится к нулю.

Передача информации с одинаковой надежностью через канал связи с использованием модифицированной инвариантной амплитудной модуляцией и демодуляцией с двумя опорными сигналами требует значительно большего отношения сигнал/шум, чем передача через канал связи с амплитудной модуляцией. При меньших значениях отношения сигнал/шум до 10 дБ разница BER между модифицированной

инвариантной амплитудной модуляцией с двумя опорными сигналами и амплитудной модуляцией составляет примерно до 3 раз. При больших значениях отношения сигнал/шум от 10 дБ разница BER составляет более трех раз.

Литература

1. Лебедев В.В., Абрамов С.С., Павлов И.И. и др. Модифицированная инвариантная амплитудная модуляция // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2020. Т. 14, № 6. С. 13-19.
2. Павлов И.И. Анализ теории и практики существующих инвариантных систем связи // Научные технологии в космических исследованиях Земли. 2022. Т. 14, № 6. С. 27-34.
3. Павлов И.И., Павлова М.С., Абрамова Е.С., Абрамов С.С. Применение теории групп преобразований в инвариантных системах связи. Монография. Новосибирск: Сибирский государственный университет телекоммуникаций и информатики, 2022. 181 с.
4. Лебедев В.В. Разработка и исследование методов анализа и синтеза инвариантных систем связи : диссертация на соискание ученой степени доктора технических наук / Лебедев Валерий Васильевич. Новосибирск, 1995.
5. Лебедев М.В. Разработка и исследование инвариантной системы связи по нелинейному каналу : диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук / Лебедев Максим Валерьевич. Новосибирск, 2019. 136 с.
6. Абрамов С.С. Повышение помехозащищенности дуплексных систем на основе инвариантной адаптивной эхокомпенсации : диссертация на соискание ученой степени доктора технических наук / Абрамов Сергей Степанович. Новосибирск, 2016.
7. Ефимов Н.В. Высшая геометрия. М.: Наука, 1978. 576 с.
8. Лебедев В.В., Лебедев М.В., Андреев Н.В. Применение тензорной модели канала связи для исследования его энергетических характеристик // Современные проблемы телекоммуникаций : Материалы конференции, Новосибирск, 21-22 апреля 2016 года. Новосибирск: Сибирский государственный университет телекоммуникаций и информатики, 2016. С. 59-64.
9. Павлов И.И. Оценка помехоустойчивости системы связи с МИАМ // Вестник связи. 2020. № 5. С. 5-8.
10. Хорн Р., Джонсон Ч. Матричный анализ. Пер. с англ. М.: Советское радио, 1969. 752 с.
11. Левин Б.Р. Теоретические основы статической радиотехники. Книга первая. М.: Советское радио, 1969. 752 с.
12. Патент на полезную модель № 216552 U1 Российская Федерация, МПК H03C 1/02. Модифицированный инвариантный амплитудный модулятор с двумя опорными сигналами : № 2022129088 : заявл. 08.11.2022 : опубл. 14.02.2023 / И.И. Павлов, В.В. Лебедев ; заявитель Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования «Сибирский государственный университет телекоммуникаций и информатики».
13. Абрамов С.С., Абрамова Е.С., Павлов И.И., Павлова М.С. Методы синтеза инвариантных систем передачи сообщений с постоянными параметрами и инвариантных к аддитивной помехе // Актуальные проблемы инфотелекоммуникаций в науке и образовании (АПИНО 2022) : XI Международная научно-техническая и научно-методическая конференция, Санкт-Петербург, 15-16 февраля 2022 года. Том 1. Санкт-Петербург: Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, 2022. С. 54-61.
14. Заездный А.М. Основы расчетов по статической радиотехнике. М.: Связь, 1969. 448 с.
15. Лебедев В.В., Лебедев М.В. Теория инвариантных систем связи и перспектива ее развития // Актуальные проблемы электронного приборостроения : Труды XIII Международной научно-технической конференции. В 12-ти томах, Новосибирск, 03-06 октября 2016 года. Том 7. Новосибирск: Новосибирский государственный технический университет, 2016. С. 83-85.

MODIFIED INVARIANT AMPLITUDE MODULATION WITH TWO REFERENCE SIGNALS

Ivan I. Pavlov, Maria S. Pavlova, Evgenia S. Abramova, Sergey S. Abramov,
Siberian State University of Telecommunications and Information Science", Novosibirsk, Russia,
iipavlov02@mail.ru, mspavlova@ngs.ru, evgenka_252@mail.ru, abramov@sibsutis.ru

Valery A. Khan, Laboratory of Optical Location V.E. Zuev Institute of Atmospheric Optics SB RAS;
Division for Nuclear-Fuel Cycle Tomsk Polytechnic University, Tomsk, Russia, nt.centre@mail.ru

Yuriy S. Shcherbakov, Siberian State University of Telecommunications and Information Science", Novosibirsk, Russia, ampal55@mail.ru

Abstract

The model of modified invariant amplitude modulation and demodulation with two reference signals considered in the article belongs to the field of systems, networks and devices of telecommunications and radio engineering and can be used in radio transmitting devices, telecommunication systems and devices where an amplitude-modulated transmitted signal is required for transmission through a communication channel. The achieved technical result of the modified invariant amplitude modulation and demodulation with two reference signals is aimed at the possibility of forming an amplitude-modulated transmitted signal with increased noise immunity characteristics to a specific type of interference. Algorithms of modified invariant amplitude modulation and demodulation with two reference signals are proposed, and based on these algorithms, block diagrams of a modified invariant amplitude modulator and a demodulator with two reference signals were developed. In order to obtain experimental data for the analysis of a modified invariant amplitude modulation and demodulation with two reference signals when it is affected by interference in the communication channel, the communication system was simulated and the necessary data calculated in Matlab. Additive white Gaussian noise was chosen as an interference in the communication channel. The article presents a simplified block diagram of the communication system of the experimental model. To compare the results, modified invariant amplitude modulation and demodulation with two reference signals will be used as a modulator and demodulator, in the first case, and in the second case, amplitude modulation and demodulation. As a result, estimates of the dependence of the standard deviation on the value of the signal-to-noise ratio and the probability of a bit error on the value of the signal-to-noise ratio were obtained. The standard deviation for modified invariant amplitude modulation and demodulation with two reference signals has significantly lower values than the standard deviation for amplitude modulation and demodulation. The transmission of information with the same reliability through a communication channel with a modified invariant amplitude modulation with two reference signals requires a significantly higher signal-to-noise ratio than transmission through a communication channel with amplitude modulation.

Keywords: modified invariant amplitude modulation, modified invariant amplitude demodulation, amplitude modulation, additive white Gaussian noise, standard deviation, bit error probability, signal-to-noise ratio

References

1. V.V. Lebedyantsev, S.S. Abramov, I.I. Pavlov et al. Modified invariant amplitude modulation. *T-Comm*. 2020. Vol. 14, No. 6. P. 13-19.
2. I.I. Pavlov. Analysis of the theory and practice of existing invariant communication systems. *High-tech technologies in space research of the Earth*. 2022. Vol. 14, No. 6. P. 27-34.
3. I.I. Pavlov, M.S. Pavlova, E.S. Abramova, S.S. Abramov. Application of the theory of transformation groups in invariant communication systems. Novosibirsk: Siberian State University of Telecommunications and Informatics, 2022. 181 p.
4. V.V. Lebedyantsev. Development and research of methods of analysis and synthesis of invariant communication systems: dissertation for the degree of Doctor of Technical Sciences. Novosibirsk, 1995.
5. M.V. Lebedyantsev. Development and research of an invariant communication system via a nonlinear channel: dissertation for the degree of Candidate of Technical Sciences. Novosibirsk, 2019. 136 p.
6. S.S. Abramov. Increasing the noise immunity of duplex systems based on invariant adaptive echo compensation : dissertation for the degree of Doctor of Technical Sciences. Novosibirsk, 2016.
7. N.V. Efimov. Higher Geometry. Moscow: Nauka, 1978, 576 p.
8. V.V. Lebedyantsev, M.V. Lebedyantsev, N.V. Andreev. Application of the tensor model of a communication channel for the study of its energy characteristics. *Modern problems of telecommunications: Conference Materials*, Novosibirsk, April 21-22, 2016. Novosibirsk: Siberian State University of Telecommunications and Informatics, 2016, pp. 59-64.
9. I.I. Pavlov. Evaluation of the noise immunity of the MIAM communication system. *Bulletin of Communications*. 2020. No. 5. P. 5-8.
10. R. Horn, C. Johnson. Matrix analysis. Translated from English. Moscow: Soviet Radio, 1969, 752 p.
11. B.R. Levin. Theoretical foundations of static radio engineering. The first book. Moscow: Soviet radio, 1969, 752 p.
12. Utility model Patent No. 216552 U1 Russian Federation, IPC H03C 1/02. Modified invariant amplitude modulator with two reference signals : No. 2022129088 : application 08.11.2022 : publ. 14.02.2023 / I.I. Pavlov, V.V. Lebedyantsev ; applicant Federal State Budgetary Educational Institution of Higher Education "Siberian State University of Telecommunications and Informatics".
13. S.S. Abramov, E.S. Abramova, I.I. Pavlov, M.S. Pavlova. Methods of synthesis of invariant message transmission systems with constant parameters and invariant to additive interference. *Actual problems of infotelecommunications in science and education (APINO 2022) : XI International Scientific-Technical and Scientific-Methodological Conference*, St. Petersburg, February 15-16, 2022. Volume 1. St. Petersburg: St. Petersburg State University of Telecommunications named after prof. M.A. Bonch-Bruевич, 2022, pp. 54-61.
14. A.M. Zaezdny. Fundamentals of calculations for static radio engineering. Moscow: Svyaz, 1969, 448 p.
15. V.V. Lebedyantsev, M.V. Lebedyantsev. Theory of invariant communication systems and the prospect of its development. *Actual problems of electronic instrumentation : Proceedings of the XIII International Scientific and Technical Conference*. In 12 volumes, Novosibirsk, 03-06 October 2016. Volu. 7. Novosibirsk: Novosibirsk State Technical University, 2016, pp. 83-85.

ИССЛЕДОВАНИЕ ПАРАМЕТРОВ ОКНА ЧАСТОТНО-ВРЕМЕННОГО ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ПРИ ПРОВЕДЕНИИ ДЕКОМПОЗИЦИИ СИГНАЛЬНОГО РАДИОПРОФИЛЯ

DOI: 10.36724/2072-8735-2023-17-6-23-28

Manuscript received 05 May 2023;
Accepted 03 June 2023

Бойков Константин Анатольевич,
МИРЭА – Российский технологический университет,
Москва, Россия, nauchnyi@yandex.ru

Ключевые слова: декомпозиция, оконное преобразование, сигнальный радиопрофиль, частотно-временное преобразование, корреляционный анализ

Известные методы частотно-временного преобразования сложны и громоздки в вычислениях, требуют корректного подбора (перебора) базовых функций разложения, могут иметь интерференционные точки и отрицательные значения функции спектральной плотности. Наличие пространственно-временной неопределенности, непременно присущей любому частотно-временному разложению, а также отсутствие возможности коррекции найденных коэффициентов разложения делают современные методы частотно-временного преобразования малоэффективными при анализе сигнальных радиопрофилей (СРП). Декомпозиция СРП с оконной корреляционной обратной связью устраняет указанные выше недостатки, посредством многократного перебора параметров, однако это происходит за счет существенного увеличения времени преобразования. Целью данной работы является повышение эффективности частотно-временного разложения СРП посредством анализа параметров окна преобразования при декомпозиции с оконной корреляционной обратной связью. В работе используются методы экспериментальных исследований для регистрации электрической составляющей излученного изделием электромагнитного поля – СРП. Методы корреляционного анализа для определения наилучшего совпадения реперного и восстановленного СРП. Методы цифровой обработки сигналов при частотно-временном разложении. Представлены зарегистрированные СРП и их параметры, проведен корреляционный анализ данных СРП. Приведены зависимости корреляционных функций от ширины и шага окна при различном числе точек дискретизации зарегистрированного СРП. Полученные результаты впервые показали возможность использования определенных параметров окна преобразования для повышения точности и существенного снижения времени декомпозиции СРП, что обуславливает новизну работы. Установлено, что при ширине окна равном половине протяженности самого СРП и шаге окна не более десятой части протяженности СРП можно добиться повышения взаимной корреляции между исходным и восстановленным СРП до 0,95. Даны рекомендации по быстройдействию регистрирующей аппаратуры при приеме СРП. Практическая значимость работы заключается в уменьшении числа итераций многопараметрического приближения при использовании корреляционной обратной связи в ходе декомпозиции СРП, что существенно снижает время на преобразование и повышает его точность.

Информация об авторе:

Бойков Константин Анатольевич, кандидат технических наук, доцент кафедры радиоволновых процессов и технологий Института радиоэлектроники и информатики ФГБОУ ВО "МИРЭА – Российский технологический университет", Москва, Россия

Для цитирования:

Бойков К.А. Исследование параметров окна частотно-временного преобразования при проведении декомпозиции сигнального радиопрофиля // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2023. Том 17. №6. С. 23-28

For citation:

Boikov K.A. (2023) Investigation of the parameters of the frequency-time conversion window during the decomposition of the signal radio profile. *T-Comm*, vol. 17, no.6, pp. 23-28. (in Russian)

Введение

Анализ динамики систем с меняющимися во времени характеристиками является одной из приоритетных задач цифровой обработки сигналов. Частотно-временной анализ касается обработки сигналов с изменяющимся во времени частотным содержанием. Такие сигналы лучше всего представлены в частотно-временной области, где демонстрируется распределение энергии в двумерном частотно-временном пространстве [1]. Обработка сигнала может использовать особенности, создаваемые концентрацией энергии в двух измерениях (время и частота), а не только в одном (время или частота).

Часто на практике декомпозиция сигнала проводится для максимально точного разложения на удобные для дальнейшего анализа функции и аппроксимации минимальным числом членов ряда при удовлетворении заданной степени точности. При исследовании темы декомпозиции сигналов по системе заданных функций часто возникает неправильное отождествление этой процедуры с процедурой разложения заданной функции в ряд. Декомпозиция в данной работе преследует своей целью разложение, зарегистрированного сложного СРП, на простые затухающие колебания с определением их числа и экстракцией основных параметров [2]. Классический подход к проведению исследований в данной области состоит в предположении квазистационарности – медленного изменения параметров во времени. В этом случае небольшие фрагменты регистрируемых процессов можно рассматривать как почти стационарные, применяя к ним классические радиофизические методы обработки и анализа сигналов [3]. Однако использование этих методов из-за введения допусков вносит ощутимые погрешности при разложении.

На сегодняшний день популярны несколько вариантов частотно-временного преобразования. Например, преобразование Габора, заключающееся в разделении всего временного интервала сигнала на оконные составляющие с последующим последовательным преобразованием для каждого окна в отдельности [4]. Тем самым осуществляется переход к частотно-временному представлению. При этом в качестве оконной функции для решения задач разложения используются простейшие гауссовы функции $\psi(t, h_k)$. Выражение для преобразования Габора можно представить следующим образом [5]:

$$X_{\Gamma}(f, h_k) = \int_{-\infty}^{\infty} f_U(t) \psi(t - h_k) \exp(-j2\pi ft) dt \quad (1)$$

где $\psi(t - h_k)$ – функция окна сдвига по временной оси на фиксированные значения параметра h_k .

Отличительной особенностью известного вейвлет-анализа является то, что в нем можно использовать семейства функций, реализующих различные варианты соотношения неопределенности. Соответственно, исследователь имеет возможность гибкого выбора между ними и применением тех вейвлетных функций, которые наиболее эффективно решают поставленные задачи. Вейвлет-преобразования подразделяют на дискретное и непрерывное. Для непрерывного вейвлет-анализа используется выражение [6]:

$$X_B(a, h_n) = \frac{1}{\sqrt{a}} \int_{-\infty}^{\infty} f_U(t) \psi^* \left(\frac{t - h_n}{a} \right) dt \quad (2)$$

где $a > 0$ – параметр растяжения, задающий масштабирование, h_n – параметр положения, соответствующий временному сдвигу, ψ^* – комплексно сопряженная функция для материнского (или базисного) вейвлета ψ .

Данные методы частотно-временного разложения сложны и громоздки в вычислениях, требуют корректного подбора базовых функций разложения. Эти недостатки являются следствием высокой точности нахождения коэффициентов разложения, а также хорошего пространственно-временного разрешения. Априори известная форма составляющих СРП приводит к необходимости создания новых инструментов анализа, которые могли бы эффективно применяться для обработки нестационарных сигналов с использованием возможности коррекции.

Декомпозиция с оконной корреляционной обратной связью, впервые представленная в работе [7], за счет многопараметрической подгонки параметров СРП, за несколько итераций позволяет восстановить исходный СРП со взаимной корреляцией с репером не менее 0,9. Однако такой многопараметрический анализ занимает много времени из-за объемных вычислений.

Для решения указанных проблем в данной работе определяются наилучшие параметры окна преобразования (ширина окна и шаг окна), позволяющие снизить число итераций и ускорить сам процесс декомпозиции СРП.

Постановка задачи и методы исследования

Как уже было отмечено, целью представленного исследования является повышение эффективности частотно-временного разложения СРП посредством анализа параметров окна преобразования при декомпозиции.

Под окном преобразования здесь понимается прямоугольная функция $O(t)$, которая с определенным шагом перемещается по оси времени от начала координат:

$$O(t) = \begin{cases} 1, & t \leq |t_0| \\ 0, & t > |t_0| \end{cases} \quad (3)$$

Известно, что спектр такого окна представляет собой функцию вида $\sin(x)/x$ и имеет лепестковый характер [8], (ширина лепестков равна $2\pi/t_0$, то есть обратно пропорциональна ширине окна). Значение спектральной функции на нулевой частоте равно площади импульса $O \cdot t_0$. Спектральная функция является вещественной, поэтому фазовый спектр принимает лишь два значения – 0 и π , в зависимости от знака функции.

Под шириной окна в данной работе понимается число точек дискретизации, попадающих в прямоугольную функцию окна, что эквивалентно протяженности функции по временной оси – t_0 . Не следует путать ширину окна преобразования и ширину основного лепестка спектра (эффективную ширину при лепестковом характере спектра).

Под шагом окна понимается число точек дискретизации, на которые перемещается прямоугольная функция окна (окно преобразования) при частотно-временном разложении.

Для достижения поставленной цели необходимо решить задачи по декомпозиции исходного СРП, экстракции его основных параметров и корреляционному анализу восстановленного и исходного СРП.

При проведении анализа можно воспользоваться СРП радиоэлектронного устройства (РЭУ), уже полученного ранее. Следует заметить, что электронный узел состоит из группы компонентов, итоговый СРП узла – суперпозиция СРП входных и выходных цепей его составляющих [9]:

$$U(t) = \sum_{i=1}^N U_{CBi}(t) = \sum_{i=1}^N U_{0i} e^{-\delta_i(t-t_{0i})} \sin[\omega_i(t-t_{0i})], \quad (4)$$

где U_0 – начальная амплитуда колебаний (постоянная интегрирования, зависящая от значений параметров накопителей), δ – коэффициент затухания, ω – угловая частота колебаний t – текущий момент времени, t_0 – момент времени начала излучения i -го колебания.

Таким образом при декомпозиции представленного СРП будут получены его составляющие – затухающие колебания, соответствующие определенным излучателям (рис. 1)

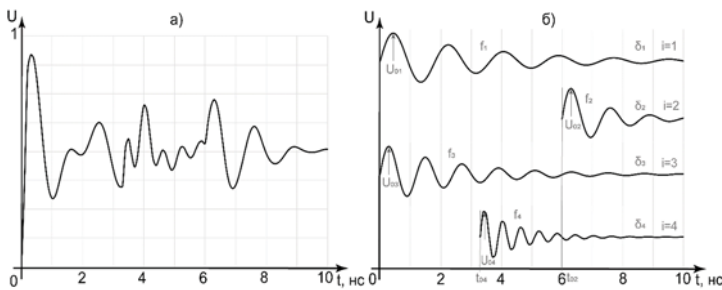


Рис. 1. СРП: а) суперпозиция излучений; б) сигнальные составляющие СРП

Далее необходима экстракция параметров СРП посредством частотно-временного преобразования [10]:

$$X(f, h) = \sum_{c=0}^{K-O} \left[\sum_{h=0}^{O-1+h} U(O) \exp\left(-j \frac{2\pi f c}{O}\right) \right], \quad (5)$$

где $X(f, h)$ – дискретный частотно-временной спектр сигнала, h – номер отсчета положения окна преобразования ($0 < h < K - O$), K – общее число отсчетов СРП, $U(O)$ – сигнал, дискретизированный во времени, c – номер отсчета, f – частота, O – число точек, образующих окно преобразования.

Ожидается, что в результате наличия пространственно-временной неопределенности, при восстановлении СРП по экстрагированным ранее параметрам будет наблюдаться его отклонение от исходного СРП (рис. 2).

Изучение отклонения предполагается провести методом корреляционного анализа, полученного и исходного СРП, путем построения корреляционной функции $r(h)$ [11,12]:

$$r(h) = \frac{\sum_{i=h}^{M+h} (Y_{1,i} - \bar{Y}_1) \cdot (Y_{2,i} - \bar{Y}_2)}{\sqrt{\sum_{i=h}^{M+h} (Y_{1,i} - \bar{Y}_1)^2 \cdot \sum_{i=h}^{M+h} (Y_{2,i} - \bar{Y}_2)^2}}, \quad (6)$$

где M – число выборок («окно» преобразования), h – номер отсчета положения окна преобразования ($0 < h < K - M$), $Y_1 = \frac{U}{U_M}$ – выб ки значений СРП a , $Y_2 = \frac{U_B}{U_{MB}}$ – ыборки

значений СРП b , $\bar{Y}_1 = \frac{1}{M} \sum_{i=h}^{M+h} Y_{1,i}$, $\bar{Y}_2 = \frac{1}{M} \sum_{i=h}^{M+h} Y_{2,i}$ – средние

значения выборок, U – значение СРП a в точке выборки, U_M – максимальное значение СРП a , U_B – значение СРП b в точке выборки, U_{MB} – максимальное значение СРП b .

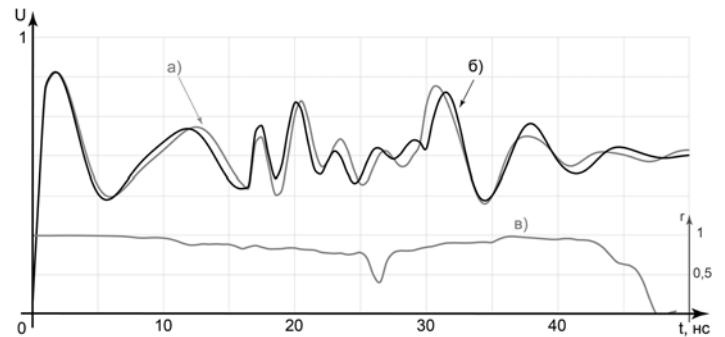


Рис. 2. Корреляционная функция (в) восстановленного (а) и исходного (б) СРП

Очевидно, что от параметров окна преобразования будет зависеть точность экстракции параметров СРП. Так, при увеличении ширины окна повышается точность определения частоты и снижается точность определения времени включения очередного излучения и наоборот. При увеличении шага окна увеличивается скорость выполнения декомпозиции, но снижается точность определения времени включения излучения. Следует заметить, что использование современной сверхбыстродействующей регистрирующей аппаратуры с частотой дискретизации 40 Гвыб/с позволяет получить шаг окна до 25 пс (одна точка дискретизации).

Для определения наиболее эффективных параметров окна предлагается воспользоваться оценкой площади под кривой корреляционной функции:

$$S_r = \int_0^{t_0} r(t) dt \quad (7)$$

Поскольку исследуется СРП уже дискретизированный во времени, то интегрирование в выражении

(7) можно заменить на сумму площадей S_{ri} в каждой точке дискретизации СРП:

$$S_r = \sum_{i=1}^K S_{ri} = \sum_{i=1}^K r(h) \cdot (t_i - t_{0i}) \quad (8)$$

Когда СРП совпадают полностью, то есть $r(h) = 1$, то считаем площадь под кривой корреляционной функции единичной. Все вычисленные площади будут приведены к единичной (приведенная или относительная площадь). Чем выше-приведенное значение S_{ri} тем точнее произведено восстановление СРП посредством декомпозиции с корреляционной обратной связью.

Полученные результаты

В результате проведенных испытаний было получено несколько СРП с различной частотой дискретизации – 128, 256, 512, 1024 точек. Частота дискретизации задавалась для каждой группы измерений настройками сверхбыстродействующего измерительного осциллографа реального времени

RTO2032 (производство Rohde & Schwarz). На рисунке 3 приведены зависимости относительной площади под кривой корреляционной функции от ширины окна.

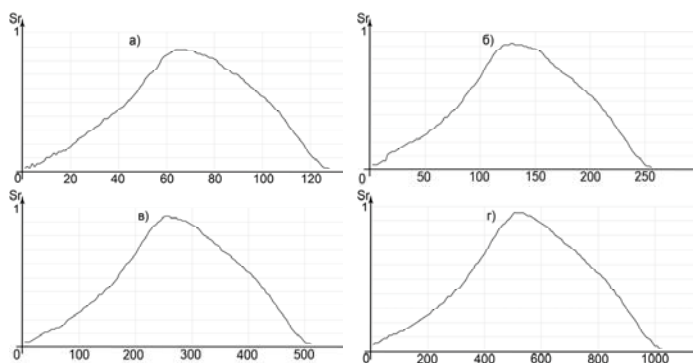


Рис. 3. Зависимость относительной площади под корреляционной кривой от ширины окна для числа точек дискретизации: а) 128, б) 256, в) 512, г) 1024

Как видно из данного рисунка относительная площадь под корреляционной кривой имеет несущественную зависимость от частоты дискретизации и максимальна в районе точек, лежащих в окрестности $K/2$.

По приведенным зависимостям также можно проследить рост S_r с увеличением числа точек дискретизации (рис. 4).

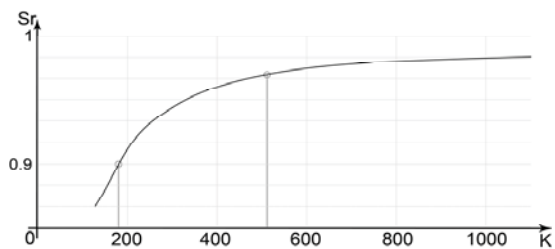


Рис. 4. Зависимость относительной площади под корреляционной кривой от числа точек дискретизации

На представленном рисунке, при дискретизации ниже 512 точек кривая S_r начинает резко убывать. При средней длительности СРП $t = 50$ нс, данная дискретизация соответствует приблизительно 10 Гвыб/с. Дальнейшее уменьшение точек дискретизации ведет к «провалу» $S_r < 0,9$ (180 точек), что говорит о существенном ослаблении корреляционной связи между исходным и восстановленным сигналом.

Аналогичным образом были построены зависимости относительной площади под кривой корреляционной функции от шага окна. На рисунке 5 показана данная зависимость для случая 1024 точки дискретизации.

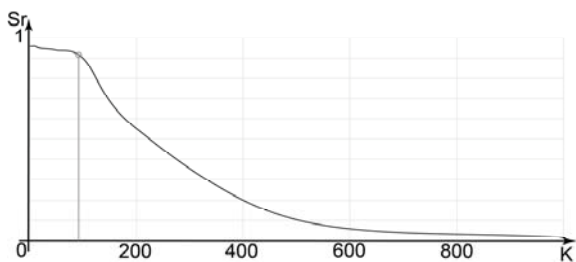


Рис. 5. Зависимость относительной площади под корреляционной кривой от шага окна

Резкий спад относительной площади под корреляционной кривой идет после увеличения шага окна до 100 точек, то есть $K/10$ (ниже этого порога значение S_r практически неизменно). Аналогичные зависимости были построены для случая 128, 256 и 512 точек дискретизации, которые показали также резкий спад при шаге окна более $K/10$ точек. Чем меньше шаг окна, тем более точно можно определить время начала излучения (t_0), однако в этом случае число операций преобразования существенно возрастает. Так для шага окна $K/10$ время декомпозиции будет на порядок меньше единичного шага окна, при несущественном снижении значения S_r .

Проведение декомпозиции

Для проверки полученных при исследовании данных необходимо провести декомпозицию СРП с уже известными параметрами (рис. 2), и сравнить с результатами, полученными ранее. В таблице 1 представлены известные параметры исходного СРП, параметры, полученные в работе [13] с произвольным размером и шагом окна, а также параметры, полученные для окна с шириной $K/2$ и шагом $K/10$. В скобках показано число итераций последовательного приближения (многопараметрический подгон значений посредством корреляционной обратной связи) для каждого из окон.

Таблица 1

Параметры излучателей СРП

Параметры	Исходный СРП	Произвольные параметры	Окно $K/2$
f_1 , ГГц	0,65	0,68 (10)	0,63 (5)
f_2 , ГГц	0,90	0,98 (7)	0,95 (4)
f_3 , ГГц	0,85	0,86 (12)	0,83 (5)
f_4 , ГГц	1,90	1,8 (15)	1,95 (6)
δ_1 , нс ⁻¹	-0,30	-0,31 (10)	-0,30 (4)
δ_2 , нс ⁻¹	-0,40	-0,43 (8)	-0,39 (4)
δ_3 , нс ⁻¹	-0,73	-0,75 (14)	-0,71 (5)
δ_4 , нс ⁻¹	-0,80	-0,85 (17)	-0,81 (7)
t_{01} , нс	0	0 (1)	0 (1)
t_{02} , нс	0	0 (1)	0 (1)
t_{03} , нс	5,5	5,3 (9)	5,6 (5)
t_{04} , нс	3,0	3,1 (11)	3,1 (6)

Как видно из данной таблицы использование ширины окна $K/2$ с шагом $K/10$ позволяет снизить разброс параметров между исходным и восстановленным СРП до 5%, а число итераций сократить практически вдвое по сравнению с окном с произвольными параметрами.

При проведении декомпозиции с оконной корреляционной обратной связью это дает выигрыш по времени преобразования в два раза для каждого параметра. Если рассматривать СРП радиоэлектронного узла, состоящего из четырех излучателей, каждый из которых имеет три оценочных параметра (справедливо на практике), то выигрыш по времени на преобразование будет около 20 раз.

На рисунке 6 представлены корреляционные функции между исходным и восстановленным сигналом при декомпозиции с окном с произвольными параметрами и с окном $K/2$.

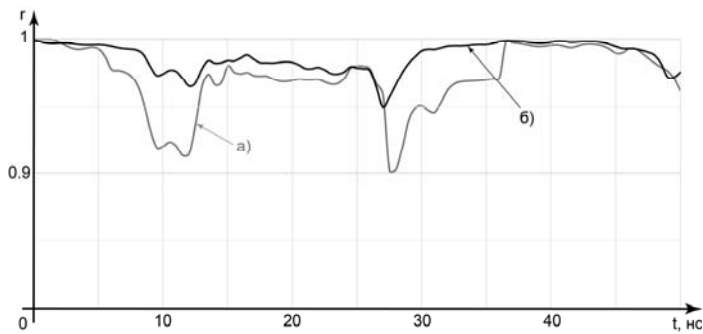


Рис. 6. Корреляционные функции:
а) произвольное окно, б) окно $K/2$

Из данного рисунка видно, что при использовании фиксированного окна $K/2$ минимальное значение взаимной корреляционной функции между исходным и восстановленным сигналом не опускается ниже 0,95, что по шкале Чаддока означает сильную корреляционную связь [14].

Следует заметить, что при использовании фиксированного окна $K/2$ возрастает не только минимальное значение взаимной корреляционной функции, но и существенно сужается временная область корреляционного несоответствия. Данная особенность способствует наилучшей локализации параметров, требующих коррекции, что также приведет к общему снижению времени на декомпозицию СРП.

Заключение

В работе представлено исследование параметров окна частотно-временного преобразования при декомпозиции СРП. Установлено, что при ширине окна равной половине точек дискретизации всего СРП ($K/2$) и при шаге окна не более десятой части точек дискретизации ($K/10$) существенно снижается время на декомпозицию СРП (приблизительно в два раза на каждый параметр), повышается минимальное значение взаимной корреляционной функции между исходным и восстановленным сигналом (не ниже 0,95), а также сужается временная область корреляционного несоответствия.

На практике это означает повышение эффективности декомпозиции СРП и как следствие повышение скорости, достоверности идентификации при пассивной радиосенсорной технической диагностики РЭУ. Как показал анализ при проведении аналогичных исследований не рекомендуется использовать регистрирующую технику с частотой дискретизации ниже 10 Гвыб/с. Данное условие в настоящее время может быть удовлетворено, поскольку современные сверхбыстродействующие осциллографы реального времени позволяют провести дискретизацию СРП с частотами до 40 Гвыб/сек.

При исследовании менее протяженных СРП (например, длительностью 2 нс и менее), число точек дискретизации даже для сверхбыстродействующей аппаратуры будет менее 100, что существенно снижает значение корреляционной функции между исходным и восстановленным СРП. Однако в данном случае можно использовать преобразования эквивалентного времени, в частности с регенеративными системами, для повышения числа точек дискретизации на интересующих участках СРП [15].

Дальнейшим развитием темы является исследование влияния формы окна частотно-временного преобразования на декомпозицию СРП и анализ возможного перекрытия окон.

Это должно дать ответ на вопрос о целесообразности использования окон различных функций (простейшие Гауссовы функции, окно Барлетта, синус-окно, приподнятый косинус Хемминга и другие) по сравнению с представленным в данной работе прямоугольным окном, что открывает новые перспективы в исследовании частотно-временного разложения нестационарных СРП.

Литература

1. Li G., Yu D., Yuan L., Chen X. Single Pulse Manipulations in Synthetic Time-Frequency Space // *Laser & Photonics Reviews*. 2022. Vol. 16, No. 1. P. 2100340. DOI 10.1002/lpor.202100340. EDN BCPLME.
2. Бойков К.А. Декомпозиция сигнального радиопрофиля в пассивной радиосенсорной технической диагностике и аутентификации электронных устройств // *Вестник Воронежского государственного технического университета*, 2022 Т. 18. № 1. С. 129-134.
3. Porsani M.J., Silva M.G., Ursin B. Signal decomposition and time-frequency representation using iterative singular spectrum analysis // *Geophysical Journal International*. 2019. Vol. 217, No. 2. P. 748-765. DOI 10.1093/gji/ggz046.
4. Rossa F. D., Guerrero J., Orlando G., Tagliatalata G. Applied Spectral Analysis // *Dynamic Modeling and Econometrics in Economics and Finance*. 2021. Vol. 29. P. 123-139. DOI 10.1007/978-3-030-70982-2_9. EDN LFBWOE.
5. Chaitra Y. L., Dinesh R. An Impact of Radon Transforms and Filtering Techniques for Text Localization in Natural Scene Text Images // *Smart Innovation, Systems and Technologies*. 2022. Vol. 248. P. 563-573. DOI 10.1007/978-981-16-4177-0_55. EDN AQKIF.
6. Āuriš V., Semenov V.I., Chumarov S.G. Application of continuous fast wavelet transform for signal processing. London: Sciecee Publishing, 2021. 188 p. ISBN 978-1-9993071-9-6. EDN TCGQRU.
7. Бойков К.А. Способ декомпозиции сложного сигнала с использованием корреляционной обратной связи: пат. 2772607 Рос. Федерации МПК H04B 1/06 / заявитель и правообладатель Бойков К.А. № 2021130198; заявл. 16.02.2021; опубл. 13.09.2021, Бюл. № 15.
8. Shevgunov T.Ya., Gushchina O.A. Using two-dimensional fast Fourier transform for estimating spectral correlation function // *T-Comm*. 2021. Vol. 15, No. 11. P. 54-60. DOI 10.36724/2072-8735-2021-15-11-40-44. EDN FXONCP.
9. Бойков К.А. Определение параметров электронных устройств методом пассивной радиосенсорной технической диагностики // *Известия высших учебных заведений России. Радиоэлектроника*, 2021. Т. 24. №6. С. 63-70. <https://doi.org/10.32603/1993-8985-2021-24-6-63-70>.
10. Iskhakova A.O., Alekhin M.D., Bogomolov A.O. Time-frequency transforms in analysis of non-stationary quasi-periodic biomedical signal patterns for acoustic anomaly detection // *Information and Control Systems*. 2020. No. 1(104). P. 15-23. DOI 10.31799/1684-8853-2020-1-15-23. EDN KSWNQK.
11. Huang R., Cui H. Consistency of chi-squared test with varying number of classes // *Journal of Systems Science and Complexity*, 2015. № 28(2). P. 439-450. <https://doi.org/10.1007/s11424-015-3051-2>.
12. Thanh T. K., Vinh T.T. The application of correlation function in forecasting stochastic processes // *Herald of Advanced Information Technology*, 2019. № 2(4). P. 268-277. <https://doi.org/10.15276/hait04.2019.3>.
13. Бойков К.А. Радиосенсорная идентификация и аутентификация радиоэлектронных устройств // *T-Comm: Телекоммуникации и транспорт*. 2022. Том 16. №5. С. 15-20.
14. Шкодуи П.К. Разработка комплекса диагностических параметров оценки технического состояния тяговых электродвигателей подвижного состава // *Известия Транссиба*, 2020. № 4(44). С. 56-65.
15. Бойков К.А. Регенеративная система в пассивной радиосенсорной технической диагностике электронных устройств // *T-Comm: Телекоммуникации и транспорт*, 2022. Том 16. № 2. С. 16-21.

INVESTIGATION OF THE PARAMETERS OF THE FREQUENCY-TIME CONVERSION WINDOW DURING THE DECOMPOSITION OF THE SIGNAL RADIO PROFILE

Konstantin A. Boikov, MIREA - Russian Technological University, Moscow, Russia, nauchnyi@yandex.ru

Abstract

Known methods of time-frequency transformation, such as the Gabor-Ville transform, wavelet transform, are complex and cumbersome in calculations, require the correct selection of basic expansion functions, may have interference points and negative values of the spectral density function. The presence of space-time uncertainty inherent in any frequency-time decomposition, as well as the lack of the possibility of correcting the found expansion coefficients, make modern methods of frequency-time transformation ineffective in the analysis of signal radio profiles (SRP). Decomposition of SRP with windowed correlation feedback eliminates the above disadvantages by multiple enumeration of parameters, however, this occurs at the expense of a significant increase in the transformation time. The transformation window here is understood as a rectangular function that moves along the time axis from the origin. In this work, the window width is understood as the number of sampling points falling into the rectangular window function, which is equivalent to the length of the function along the time axis. The window step is the number of sampling points to which the rectangular window function (transformation window) moves in the time-frequency decomposition. The purpose of this work is to increase the efficiency of the frequency-time decomposition of the SRP by analyzing the parameters of the transformation window in decomposition with windowed correlation feedback. In the study, experimental research methods are used to register the electrical component of the electromagnetic field radiated by the product - SRP. Correlation analysis methods for determining the best match between the reference and reconstructed SRP. Methods of digital signal processing with frequency-time decomposition. The paper presents the registered SRPs and their parameters, a correlation analysis of the SRP data is carried out. The dependences of the correlation functions on the width and step of the window are given for a different number of sampling points of the registered SRP. The results obtained for the first time showed the possibility of using certain parameters of the transformation window to improve the accuracy and significantly reduce the time of SRP decomposition, which makes the work novel. It has been established that with a window width equal to half the length of the SRP itself and a window step of not more than a tenth of the length of the SRP, it is possible to achieve an increase in the cross-correlation between the original and restored SRP up to 0.95. Recommendations are given on the speed of recording equipment when receiving PDS (sampling rate below 10 GS/s). The practical significance of the work lies in the reduction of iterations of the multi-parameter approximation when using correlation feedback in the course of SRP decomposition, which significantly reduces the conversion time and improves its accuracy.

Keywords: decomposition, window transformation, signal radio profile, time-frequency transformation, correlation analysis.

References

1. Li G., Yu D., Yuan L., Chen X. Single Pulse Manipulations in Synthetic Time-Frequency Space. *Laser & Photonics Reviews*. 2022. Vol. 16, No. 1. P. 2100340. DOI 10.1002/lpor.202100340.
2. Boikov K.A. Decomposition of the signal radio profile in passive radio sensor technical diagnostics and authentication of electronic devices. *Vestnik Voronezhskogo gosudarstvennogo tekhnicheskogo universiteta*, 2022. Vol. 18. No. 1. P. 129-134. (In Russ)
3. Porsani M.J., Silva M.G., Ursin B. Signal decomposition and time-frequency representation using iterative singular spectrum analysis. *Geophysical Journal International*. 2019. Vol. 217, No. 2. P. 748-765. DOI 10.1093/gji/ggz046.
4. Rossa F.D., Guerrero J., Orlando G., Tagliatela G. Applied Spectral Analysis. *Dynamic Modeling and Econometrics in Economics and Finance*. 2021. Vol. 29. P. 123-139. DOI 10.1007/978-3-030-70982-2_9.
5. Chaitra Y.L., Dinesh R. An Impact of Radon Transforms and Filtering Techniques for Text Localization in Natural Scene Text Images. *Smart Innovation, Systems and Technologies*. 2022. Vol. 248. P. 563-573. DOI 10.1007/978-981-16-4177-0_55.
6. Duris V., Semenov V.I., Chumarov S.G. Application of continuous fast wavelet transform for signal processing. London : Sciemcee Publishing, 2021. 188 p. ISBN 978-1-9993071-9-6.
7. Boikov K.A. The method of decomposition of a complex signal using correlation feedback: Pat. 2772607 Ros. Federation IPC H04B 1/06 / applicant and copyright holder K.A. Boykov. No. 2021130198; dec. 02/16/2021; publ. 09/13/2021, Bull. No. 15.
8. Shevgunov T.Ya., Gushchina O.A. Using two-dimensional fast Fourier transform for estimating spectral correlation function. *T-Comm*. 2021. Vol. 15, No. 11. P. 54-60. DOI 10.36724/2072-8735-2021-15-11-40-44.
9. Boikov K.A. Determination of the parameters of electronic devices by the method of passive radio-sensor technical diagnostics. *Izvestiya vysshikh uchebnykh zavedeniy Rossii. Radioelektronika*, 2021. Vol. 24. No. 6. P. 63-70. <https://doi.org/10.32603/1993-8985-2021-24-6-63-70>. (In Russ)
10. Iskhakova A.O., Alekhin M.D., Bogomolov A.O. Time-frequency transforms in analysis of non-stationary quasi-periodic biomedical signal patterns for acoustic anomaly detection. *Information and Control Systems*. 2020. No. 1(104). P. 15-23. DOI 10.31799/1684-8853-2020-1-15-23.
11. Huang R., Cui H. Consistency of chi-squared test with varying number of classes. *Journal of Systems Science and Complexity*, 2015. No. 28(2). P. 439-450. <https://doi.org/10.1007/s11424-015-3051-2>.
12. Thanh T.K., Vinh T.T. The application of correlation function in forecasting stochastic processes. *Herald of Advanced Information Technology*, 2019. No. 2(4). P. 268-277. <https://doi.org/10.15276/hait04.2019.3>.
13. Boikov K.A. Radio sensor identification and authentication of radio electronic devices. *T-Comm*. 2022. Vol. 16. No. 5. P. 15-20. (In Russ)
14. Shkodun P.K. Development of a set of diagnostic parameters for assessing the technical condition of traction electric motors of rolling stock. *Izvestiya Transsiba*, 2020. No. 4 (44). P. 56-65. (In Russ)
15. Boikov K.A. Regenerative system in passive radiosensor technical diagnostics of electronic devices. *T-Comm*, 2022. Vol. 16. No. 2. P. 16-21. (In Russ)

Information about author:

Konstantin A. Boikov, Candidate of Technical Sciences, Associate Professor of the Department of Radio Wave Processes and Technologies of the Institute of Radioelectronics and Informatics of the Federal State Budgetary Educational Institution of Higher Education "MIREA - Russian Technological University", Moscow, Russia

ЭФФЕКТИВНЫЙ ВЫБОР ОСНОВАНИЯ КОДА ПРИ ПЕРВИЧНОМ КОДИРОВАНИИ

DOI: 10.36724/2072-8735-2023-17-6-29-36

Manuscript received 02 May 2023;
Accepted 10 June 2023

Аджемов Сергей Артемович,
Московский технический университет связи и информатики,
Москва, Россия, sadzhemov@starkorp.ru

Васильев Александр Протальонович,
Московский технический университет связи и информатики,
Москва, Россия

Ключевые слова: Кодовая комбинация,
эффективность кодирования, первичное кодирование
сообщений источника, скорость кодирования, энтропия
источника, основание кода, неравномерное кодирование

Современные достижения в микроэлектронике и широкое использование средств вычислительной техники с целью программной реализации различных телекоммуникационных и информационных устройств являются надежным обоснованием представления сообщений от различных источников в цифровой форме, то есть в виде соответствующих кодовых комбинаций, являющихся по существу числами в определенной системе счисления. Рассматривая эффективное первичное кодирование сообщений от источника, стремятся достичь прежде всего скорости кодирования, максимально близкой к энтропии источника, что было доказано в широко известных теоремах Клода Шеннона, обосновавших данное положение относительно минимального значения средней длины кодовой комбинации. Поскольку различные сообщения от источника появляются, как правило, с различной вероятностью, то достижение минимальной скорости кодирования возможно с использованием неравномерных способов кодирования, например, согласно алгоритму, предложенному Дэвидом Хаффманом. Стремясь достичь минимальной скорости кодирования, следует учитывать также сложность реализации устройства первичного кодирования, учитывать то количество элементов, которое потребуется для его практического воплощения и так далее. Исходя из этого эффективность того или иного способа первичного кодирования определяется не одним, а рядом, зачастую противоречащих друг другу, факторов. Одним из таких факторов является выбор основания кода, что позволяет оптимизировать затраты на практическую реализацию способа первичного кодирования, что и явилось предметом рассмотрения в данной работе.

Для цитирования:

Аджемов С.А., Васильев А.П. Эффективный выбор основания кода при первичном кодировании // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2023. Том 17. №6. С. 29-36.

For citation:

Adzhemov S.A., Vasiliev A.P. Efficient code choice base in primary coding. *T-Comm*, vol. 17, no.6, pp. 29-36. (in Russian)

1. Равномерное кодирование

Теория кодирования сообщений от различных источников берет свое начало от фундаментальных работ К. Шеннона [1]. Доказанная им первая теорема для канала без помех устанавливает связь между минимально необходимым числом символов n_{min} для кодирования каждого элемента исходного сообщения $u_i \in U$ и энтропией источника $H(U)$ при использовании кода по основанию m .

$$n_{min} = \frac{H(U)}{\log_b m}, \quad (1)$$

где $H(U) < \infty$, а b – выбранная логарифмическая мера.

Выражение (1) определяет минимальную скорость первичного кодирования, обеспечивающую в этом смысле предельную эффективность преобразования, то есть наименьшее количество символов некоторого кода по основанию m , затрачиваемых для кодирования одного элемента исходного сообщения.

Хотя наибольшее распространение получили двоичные системы кодирования элементов исходного сообщения, однако в ряде случаев предпочтение отдается недвоичным последовательностям [2-8]. Кроме того, важным оказывается способ сопоставления кодовых комбинаций элементам сообщения [9-11].

В этой связи, рассматривая источник, порождающий N сообщений, можно поставить задачу наиболее «экономного» способа их отображения в виде кодовой комбинации из n символов в зависимости от значения основания кода m , когда $N = m^n$.

Поставив эту задачу, необходимо определить в чем будет выражаться названная «экономия» и как количественно оцениваться. Можно, например, в качестве такой количественной оценки выбрать длину кодовой комбинации. В этом случае очевидно, что максимальная длина кодовой комбинации $n = \lceil \log_2 N \rceil$ будет, если основание кода $m = 2$, а минимальная длина кодовой комбинации $n = 1$, соответственно, когда основание кода равно $m = N$. Однако при такой оценке не учитывается количество значений основания кода m , что безусловно влияет на оценку «экономности» реализации того или иного кода. Поэтому целесообразно рассмотреть это в совокупности.

Для определения наиболее «экономного» способа предположим, что в результате кодирования будут образованы L чисел (символов), принимающих значения от 2 до m , с помощью которых будут формироваться кодовые комбинации, каждая из которых будет соответствовать определенному сообщению N . Если L поделить на m , то будет получено число символов в кодовой комбинации n , и тогда число $m^n = m^{\frac{L}{m}}$ будет соответствовать количеству разных кодовых комбинаций кода по основанию m при некотором заданном числе L символов, используемых для формирования кодовых комбинаций.

Найдем максимум данного выражения, воспользовавшись известной формулой дифференцирования сложной функции, а именно: $(u^v)' = u^v \cdot v' \cdot \ln u + v \cdot u^{v-1} \cdot u'$.

Применив эту формулу, получаем:

$$\left(m^{\frac{L}{m}}\right)' = m^{\frac{L}{m}} \cdot \left(-\frac{L}{m^2}\right) \cdot \ln m + \frac{L}{m} \cdot m^{\left(\frac{L}{m}-1\right)} \cdot 1 = L \cdot m^{\left(\frac{L}{m}-2\right)} \cdot (1 - \ln m).$$

Приравняв полученное выражение к 0, найдем точку экстремума, позволяющую утверждать, что максимум выражения достигается при $m = e = 2,718$. (Упрощенное доказательство этого можно найти в [12]).

Интересно отметить, что, если основание кода $m = 3$, то соответствующее выражение $3^{\frac{L}{3}}$ нарастает намного быстрее, чем выражение $2^{\frac{L}{2}}$, характерное для кода с основанием $m = 2$, при увеличении величины L .

Оценим это количественно в виде их относительного значения, которое обозначим через $\left(\delta_{\frac{3}{2}}\right)$. Применив известную формулу $a^x = b^{x \cdot \log_b a}$, после очевидных и несложных преобразований получаем окончательное выражение относительного выигрыша в зависимости от величины L .

$$\delta_{\frac{3}{2}} = \frac{\frac{L}{3^{\frac{L}{3}}}}{\frac{L}{2^{\frac{L}{2}}}} = \frac{\frac{L \cdot \log_2 3}{3^{\frac{L}{3}}}}{\frac{L}{2^{\frac{L}{2}}}} = 2^{\frac{L \cdot \log_2 3}{3} - \frac{L}{2}} = 2^{\frac{L \cdot (2 \cdot \log_2 3 - 3)}{6}} = 2^{0,028(3) \cdot L}. \quad (2)$$

Очевидно, что относительный выигрыш $\left(\delta_{\frac{3}{2}}\right)$ кода по основанию $m = 3$ по сравнению с кодом по основанию $m = 2$ стремится к бесконечности с ростом L (рис.1), что указывает на быстро нарастающие затраты при кодировании, если основание кода не равно оптимальному значению, выражаемому в целых числах через значение $m = 3$.

Весьма интересно отметить также, что величина $2^{\frac{L}{2}}$ в точности равна $4^{\frac{L}{4}}$, а все последующие элементы $m^{\frac{L}{m}}$ в натуральных числах оказываются меньше, стремясь к L , что следует из наличия только одного экстремума и соответствующей подстановке $m = L$. Это означает, что кодовые конструкции при основании кода $m = 2$ обладают той же эффективностью, что и при основании кода $m = 4$. Однако, в первом и во втором случае они одинаково уступают коду по основанию $m = 3$.

Для большей наглядности отобразим зависимость $\left(\delta_{\frac{3}{2}}\right)$ от L на графике (рис. 1), из которого заметен быстрый рост относительного выигрыша при росте величины L .

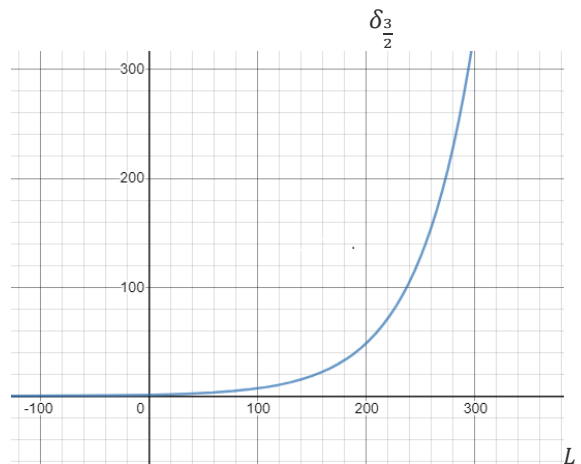


Рис. 1. Зависимость относительного выигрыша при выборе основания 3 по сравнению с основанием 2 в зависимости от количества чисел L

Рассмотрим весьма наглядную иллюстрацию, когда, выбирая различные основания кода m , можно получить различ-

ное число кодовых комбинаций для кодирования соответствующего числа сообщений N .

Пусть для данного примера имеется возможность использовать $L = 60$ чисел. Тогда, рассматривая в качестве делителя этого числа только целые числа, для кода по основанию 2 получаем, что длина кодовой комбинации будет равна 30, для кода по основанию 3 длина кодовой комбинации соответственно 20, для кода по основанию 4 будет равна 15, для кода по основанию 5-12, для кода по основанию 6-10 и для кода по основанию 10-6.

Воспользовавшись формулой $N = m^n = m^{\frac{L}{m}}$, получим число различных сообщений, которое может быть представлено данными кодами при фиксированном значении величины $L = 60$ и различных основаниях кода $m = 2, 3, 4, 5, 6, 10$. Результаты сведены в таблицу 1.

Таблица 1

m	N
2	1 073 741 824
3	3 486 784 401
4	1 073 741 824
5	244 140 625
6	60 466 176
10	1 000 000

Данные таблицы 1 указывают на весьма значимое преимущество кода по основанию $m = 3$ по получению максимального количества кодовых комбинаций N , отображающих различные сообщения при фиксированном значении величины L . При этом очевидно, что выигрыш с ростом величины L будет очень быстро нарастать, о чем свидетельствует график, изображенный на рис. 1.

Проведем аналогичное исследование, но с несколькими иными начальными условиями.

Пусть в качестве исходных данных имеется N различных сообщений. Очевидно, что их можно закодировать с помощью кодовых комбинаций, причем основание кода может быть разным. Обозначим его через x .

Несложно определить, что длина кодовой комбинации равна $\log_x N$.

Тогда общее число символов M для кодирования N сообщений с помощью различных кодовых комбинаций по основанию x вычислим по очевидной формуле:

$$M = N \cdot x \cdot \log_x N$$

После простых преобразований имеем обновленное выражение:

$$M = N \cdot x \cdot \log_x N = N \cdot x \cdot \frac{\ln N}{\ln x} \quad (3)$$

Найдем производную по x для определения минимума выражения (3)

$$\frac{dM}{dx} = \left(N \cdot x \cdot \frac{\ln N}{\ln x} \right)' = \frac{N \cdot \ln N}{\ln x} - \frac{N \cdot x \cdot \ln N}{(\ln x)^2 \cdot x} = \frac{N \cdot \ln N \cdot (\ln x - 1)}{(\ln x)^2} \quad (4)$$

Приравняв выражение (4) к нулю, найдем точку экстремума, что очевидно произойдет, когда $x = e$. А, следовательно, минимальное количество символов, которые надо затратить для кодирования N сообщений, будет достигнуто в коде по основанию $x = e$.

Ближайшим целым числом является число 3. В кодах по основанию $x = 2$ и $x = 4$ число затрачиваемых символов больше, чем при $x = 3$, и при этом число этих символов одинаково.

Проиллюстрируем полученный результат с помощью рисунка. На рисунке 2 показана зависимость M из выражения (3) от x при разных значениях N .

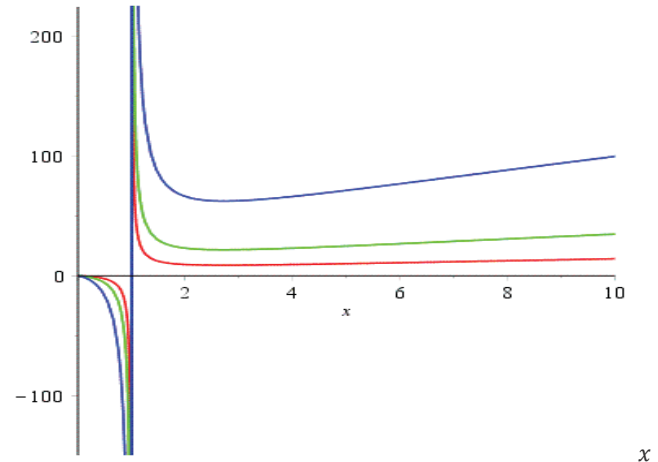


Рис. 2. Зависимость числа символов M от основания кода x для разного числа сообщений $N = 3, 5, 10$ (цвета: красный, зеленый, синий)

Следует отметить, что отличия в числе затрачиваемых символов при кодировании, при $x = 2$ и $x = 4$ от оптимального значения при малых N , незначительны. Однако с ростом N они нарастают, что может служить важным фактором при выборе основания кода x с учетом «размерности» источника, вырабатывающего множество из N сообщений.

Оценим относительный «проигрыш» при выборе основания кода, равного 2 по сравнению с кодом по основанию 3.

Для этого, согласно (2), найдем $\delta_{\frac{3}{2}}$, учитывая, что

$$\log_a b = \frac{\log_c b}{\log_c a}, \text{ по следующей формуле:}$$

$$\delta_{\frac{3}{2}} = \frac{N \cdot 2 \cdot \log_2 N}{N \cdot 3 \cdot \log_3 N} = \frac{2 \cdot \log_2 N \cdot \log_2 3}{3 \cdot \log_2 N} = 1,057. \quad (5)$$

Полученный результат указывает на то, что «проигрыш» в относительном выражении не зависит от N и составляет сравнительно небольшую величину, а именно в 1,057 раз.

Если исследовать относительный «выигрыш» минимального числа символов в кодовой комбинации, когда $x = e$, относительно других различных значений x , то можно получить следующую зависимость:

$$\delta_{\frac{e}{x}} = \frac{N \cdot e \cdot \ln N}{N \cdot x \cdot \log_x N} = \frac{N \cdot e \cdot \ln N \cdot \ln x}{N \cdot x \cdot \ln N} = \frac{e \cdot \ln x}{x}. \quad (6)$$

На рисунке 3 представлена иллюстрация выражения (6).

Анализ приведенной зависимости показывает, что относительно минимального значения при выборе основания кода равного $m = 2$, будет незначительный проигрыш, а именно, согласно (6) в 1,065 раза. Десятичная система с основанием кода равном $m = 10$ проигрывает в 1,602 раза, что в 1,504 раза больше.

Используемая в ряде случаев восьмеричная система проигрывает в 1,416 раза, а шестнадцатеричная – в 2,123 раза.

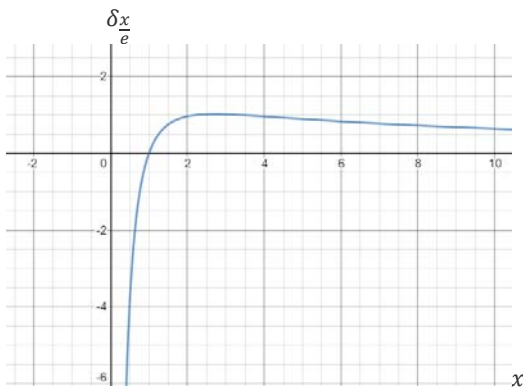


Рис. 3. Зависимость $\frac{\delta_x}{\epsilon}$ от основания кода x

Использование кода по основанию $m = 4$, как уже отмечалось, эквивалентно коду по основанию $m = 2$, что, вообще говоря, имеет очень интересное символическое значение, если обратить внимание на то, что в современной информационной технике, в телекоммуникациях и так далее в основном используются двоичные коды, тогда как в генетическом коде, являющемся универсальным построением всего живого использован код по основанию $m = 4$.

2. Энтроп и неравномерное кодирования

При отображении сообщений в виде кодовых комбинаций из n символов стремятся минимизировать данную величину. Однако, поскольку величина $n = \lceil \log_m N \rceil$ – величина целая, где m – основание кода, а N – количество сообщений от источника, то очевидно, что как правило $m^n > N$. Учитывая также, что различные сообщения от источника могут появляться с различной вероятностью, было решено характеризовать эффективность кодирования сообщений источника через скорость кодирования, равную среднему значению кодовых символов, приходящихся на одно сообщение источника. Часто эту величину называют средней длиной кодовых комбинаций. Согласно (1) можно полагать, что минимальная средняя длина кодовой комбинации для дискретного источника $\bar{n} = n_{min}$.

Для практической реализации этого в условиях разной вероятности появления сообщений от источника вместо блочных кодов применяются неравномерные коды, например, коды Шеннона – Фано, Хаффмана, арифметическое кодирование и т.д. [13, 14]. Помимо этого, важно отметить существование теоремы Крафта – Макмиллана, указывающей на возможность реализации той или иной конструкции неравномерного кода, который в отличие от равномерного кода должен быть префиксным, что позволяет обеспечить его однозначное декодирование, тогда как для не префиксного блочного кода необходимо с помощью специальных методов обеспечить требуемые условия синхронизации для однозначного определения начала и конца кодовой комбинации не префиксного блочного кода.

Известное неравенство Крафта – Макмиллана следующее:

$$\sum_{i=1}^N m^{l_i} \leq 1, \quad (7)$$

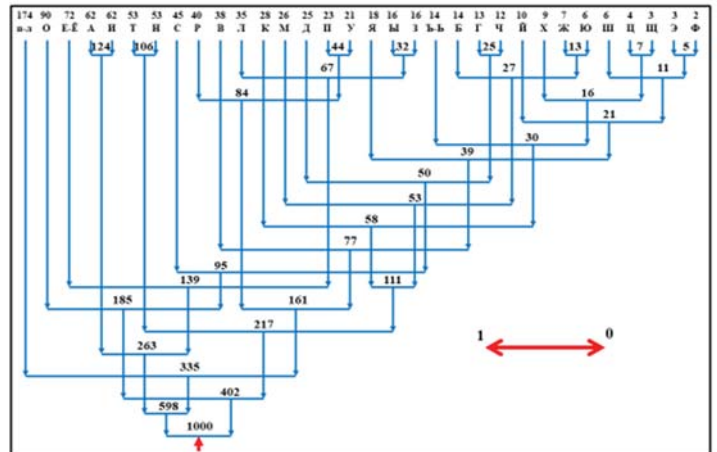
где m – о снование кода, N – количество сообщений от источника, l_1, l_2, \dots, l_N – длины кодовых комбинаций.

Построение неравномерного кода Хаффмана по основанию $m = 2$ широко известно. Приведем его в качестве иллюстрации для букв русского алфавита со статистикой из [15], с

введенными некоторыми упрощениями, а именно, объединенными буквами «е» и «ё», а также «ь» и «Ь», с целью получить число исходных букв $N = 32$, что кратно степени 2 (в результате при использовании блочного кодирования для сравнения можно применить равномерный двоичный код, состоящий из пяти символов, что сокращает избыточность первичного кодирования по сравнению со случаем без введенных упрощений.)

Неравномерный код Хаффмана при $m = 2$ может иметь реализацию, показанную в таблице 2.

Таблица 2



В результате построенного «дерева» согласно алгоритму Хаффмана и введенному правилу кодирования, кодовая таблица может быть представлена в следующем виде (табл. 3).

Таблица 3

Знак (частость)	ПРОБЕЛ (174)	А (62)	Б (14)	В (38)
Кодовая комбинация	101	1111	000001	10001
Знак	Г (13)	Д (25)	Е, Ё (72)	Ж (7)
Кодовая комбинация	010001	01001	1101	0000001
Знак	З (16)	И (62)	Й (10)	К (28)
Кодовая комбинация	110000	1110	1000001	00011
Знак	Л (35)	М (26)	Н (53)	О (90)
Кодовая комбинация	11001	00001	0010	011
Знак	П (23)	Р (40)	С (45)	Т (53)
Кодовая комбинация	100101	10011	0101	0011
Знак	У (21)	Ф (2)	Х (9)	Ц (4)
Кодовая комбинация	100100	100000000	0001001	00010001
Знак	Ч (12)	Ш (6)	Щ (3)	Ъ, Ъ (14)
Кодовая комбинация	010000	10000001	00010000	000101
Знак	Ы (16)	Э (3)	Ю (6)	Я (18)
Кодовая комбинация	110001	100000001	0000000	100001

В таблице 3 указаны «ПРОБЕЛ» и буквы русского алфавита, а также в скобках частость их появления. Помимо этого, в таблице 3 приведены кодовые комбинации, отражающие соответствующие буквы и «ПРОБЕЛ», сформированные на основании «дерева» Хаффмана, представленного в таблице 2.

Таблица 5

Знак (частотность)	ПРОБЕЛ (174)	А (62)	Б (14)	В (38)
Кодовая комбинация	ФК - 20	КС - 01	ССФК - 1120	ССС - 111
Знак	Г (13)	Д (25)	Е, Ё (72)	Ж (7)
Кодовая комбинация	ССФС - 1121	КФС - 021	КК - 00	ФСФФК - 21220
Знак	З (16)	И (62)	Й (10)	К (28)
Кодовая комбинация	ФФФС - 2221	ФСК - 210	СФФС - 1221	СФС - 121
Знак	Л (35)	М (26)	Н (53)	О (90)
Кодовая комбинация	СКФ - 120	КФК - 020	ФФК - 220	СК - 10
Знак	П (23)	Р (40)	С (45)	Т (53)
Кодовая комбинация	КФФ - 022	ССК - 110	ФФС - 221	ФСС - 211
Знак	У (21)	Ф (2)	Х (9)	Ц (4)
Кодовая комбинация	ФСФК - 2120	ССФФФС - 112221	СФФФ - 1222	ССФФК - 11220
Знак	Ч (12)	Ш (6)	Щ (3)	Ъ, Ъ (14)
Кодовая комбинация	СФФК - 1220	ФСФФФ - 21221	ССФФС - 11221	ФФФФ - 2222
Знак	Ы (16)	Э (3)	Ю (6)	Я (18)
Кодовая комбинация	ФФФК - 2220	ССФФФК - 112220	ФСФФС - 21221	ФСФС - 2121

По данным таблицы 3 не сложно подсчитать среднее значение длины кодовой комбинации \bar{n} , а также среднее число символов $\bar{M} = t \cdot \bar{n}$, когда основание кода $t = 2$. В итоге получаем, что средняя длина кодовой комбинации $\bar{n} = 4,395$, а среднее число символов $\bar{M} = 8,79$ для осуществления кодирования исходного алфавита букв.

Алгоритм кода Хаффмана предполагает последовательное «объединение» состояний с наименьшими значениями вероятности. Причем в зависимости от выбранного размера алфавита всегда объединяются t букв, имеющие наименьшие значения вероятности. Поскольку после соответствующего числа k «объединений», последнее завершающее «объединение» должно содержать ровно t букв, то исходное сообщение должно состоять из следующего числа элементов:

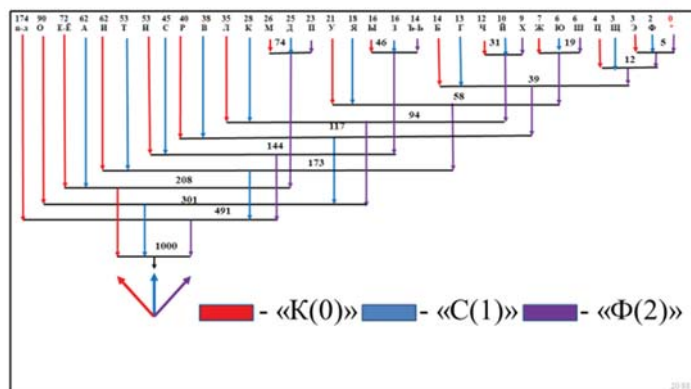
$$N = m + k \cdot (t - 1). \quad (8)$$

При этом решение уравнения (8) должно выполняться в целых числах.

Для достижения этого исходный набор букв дополняется виртуальными буквами с вероятностью появления, равной 0. В этом случае статистическая структура исходного сообщения не изменяется, но при этом формируются условия для выполнения уравнения (8).

Так, например, при $t = 3$ исходный алфавит с выбранным выше количеством букв, равном 32, следует дополнить одним виртуальным элементом (*), что в итоге позволяет построить следующее «дерево» (табл. 4).

Таблица 4



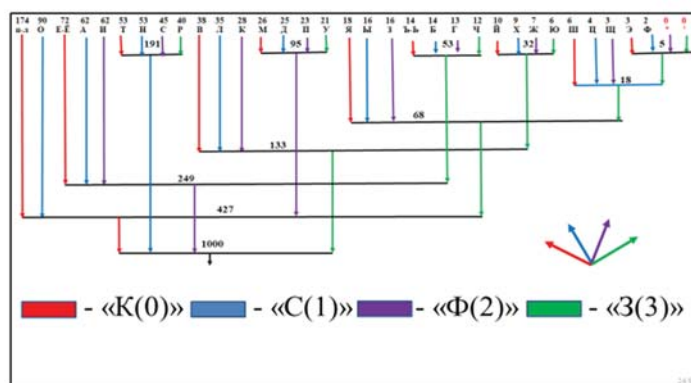
На основании данного «дерева» можно получить следующую кодовую таблицу троичного кода Хаффмана. (Кодовые комбинации, получаемые в результате построенного «дерева», будем обозначать либо первыми буквами названия соответствующего цвета, использованного при построении «дерева», либо цифрами - 0, 1, 2, что соответствует троичной системе счисления).

По данным таблицы 5 рассчитаем среднее значение длины кодовой комбинации \bar{n} и среднее число символов $\bar{M} = t \cdot \bar{n}$, когда основание кода $t = 3$.

После несложных расчетов получаем, что $\bar{n} = 2,812$, а $\bar{M} = 8,436$ при кодирования того же исходного алфавита букв.

Точно также строим «дерево» и кодовую таблицу для неравномерного кода Хаффмана при основании кода $t = 4$. В этом случае для выполнения равенства (8) исходный алфавит дополняем двумя «пустыми» элементами, обозначенные, как (*).

Таблица 6



Для обозначения построенных кодовых комбинаций будем использовать первые буквы в названии цветов линий, использованных при построении «дерева» Хаффмана в таблице 6, а также численные обозначения 0, 1, 2 и 3.

Подсчеты среднего значения длины кодовой комбинации \bar{n} и среднего числа символов $\bar{M} = t \cdot \bar{n}$, для основания кода $t = 4$ дают следующие результаты: $\bar{n} = 2,271$, а $\bar{M} = 9,084$ при кодирования того же исходного алфавита букв.

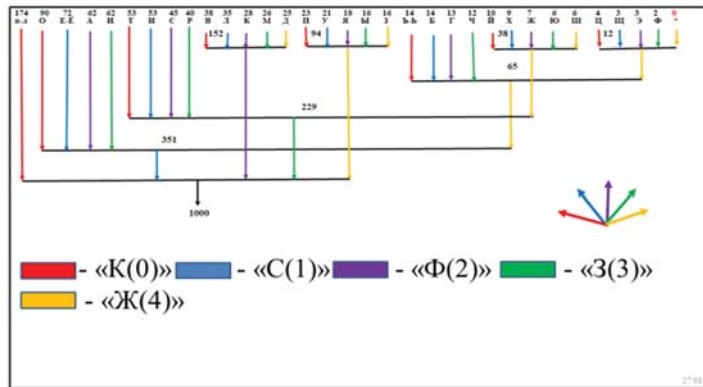
Таблица 7

Знак (частотность)	ПРОБЕЛ (174)	А (62)	Б (14)	В (38)
Кодовая комбинация	КК - 00	ФС - 21	ФЗС - 231	ЗК - 30
Знак	Г (13)	Д (25)	Е, Ё (72)	Ж (7)
Кодовая комбинация	ФЗФ - 232	КФС - 021	ФК - 20	ЗЗФ 332
Знак	З (16)	И (62)	Й (10)	К (28)
Кодовая комбинация	КЗФ - 032	ФФ - 22	ЗЗК - 330	ЗФ - 32
Знак	Л (35)	М (26)	Н (53)	О (90)
Кодовая комбинация	ЗС - 31	КФК - 020	СС - 11	КС - 01
Знак	П (23)	Р (40)	С (45)	Т (53)

Кодовая комбинация	КФФ - 022	СЗ - 13	СФ - 12	СК - 10
Знак	У (21)	Ф (2)	Х (9)	Ц (4)
Кодовая комбинация	КФЗ - 023	КЗЗС - 0331	ЗЗС - 331	КЗЗС - 0331
Знак	Ч (12)	Ш (6)	Щ (3)	Ъ, Ъ (14)
Кодовая комбинация	ФЗЗ - 233	КЗЗК - 0330	КЗЗФ - 0332	ФЗК - 230
Знак	Ы (16)	Э (3)	Ю (6)	Я (18)
Кодовая комбинация	КЗС - 031	КЗЗЗК - 03330	ЗЗЗ - 333	КЗК - 030

Продолжим далее построения «дерева» Хаффмана для кода по основанию $m = 5$. Согласно (8) дополняем алфавит одним «пустым» элементом и получаем:

Таблица 8



Также, как и ранее в обозначении построенных кодовых комбинаций будем использовать первые буквы использованных цветом, а также числовые обозначения 0, 1, 2, 3 и 4.

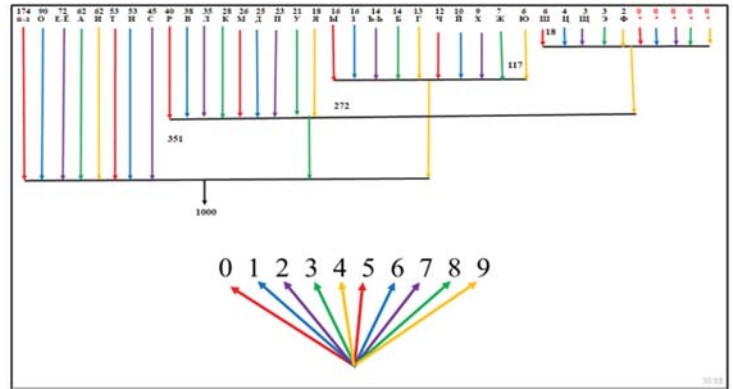
Таблица 9

Знак (частость)	ПРОБЕЛ (174)	А (62)	Б (14)	В (38)
Кодовая комбинация	К - 0	СФ - 12	СЖС - 141	ФК - 20
Знак	Г (13)	Д (25)	Е, Ё (72)	Ж (7)
Кодовая комбинация	СЖФ - 142	ФЖ - 24	СС - 11	ЗЖФ - 342
Знак	З (16)	И (62)	Й (10)	К (28)
Кодовая комбинация	ЖЖ - 44	СЗ - 13	ЗЖК - 340	ФФ - 22
Знак	Л (35)	М (26)	Н (53)	О (90)
Кодовая комбинация	ФС - 21	ФЗ - 23	ЗС - 31	СК - 10
Знак	П (23)	Р (40)	С (45)	Т (53)
Кодовая комбинация	ЖК - 40	ЗЗ - 33	ЗФ - 32	ЗК - 30
Знак	У (21)	Ф (2)	Х (9)	Ц (4)
Кодовая комбинация	ЖС - 41	СЖЖЗ - 1443	ЗЖС - 341	СЖЖК - 1440
Знак	Ч (12)	Ш (6)	Щ (3)	Ъ, Ъ (14)
Кодовая комбинация	СЖЗ - 143	ЗЖЖ - 344	СЖЖС - 1441	СЖК - 140
Знак	Ы (16)	Э (3)	Ю (6)	Я (18)
Кодовая комбинация	ЖЗ - 43	СЖЖФ - 1442	ЗЖЗ - 343	ЖФ - 42

Подсчеты среднего значения длины кодовой комбинации \bar{n} и среднего числа символов $\bar{M} = t \cdot \bar{n}$, для основания кода $t = 5$ дают следующие результаты: $\bar{n} = 1,941$, а $\bar{M} = 9,705$ при кодирования того же исходного алфавита букв.

Продолжим построения далее для основания кода $t = 10$. После дополнения пятью «пустыми» элементами, с целью выполнения равенства (8) имеем:

Таблица 10



Для отображения построенных кодовых комбинаций в данном случае будем использовать только численные значения, а именно, 0, 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8 и 9, поскольку указывать различные цвета линий становится затруднительно.

Таблица 11

Знак (частость)	ПРОБЕЛ (174)	А (62)	Б (14)	В (38)
Кодовая комбинация	0	3	93	81
Знак	Г (13)	Д (25)	Е, Ё (72)	Ж (7)
Кодовая комбинация	94	85	2	98
Знак	З (16)	И (62)	Й (10)	К (28)
Кодовая комбинация	91	4	96	83
Знак	Л (35)	М (26)	Н (53)	О (90)
Кодовая комбинация	82	84	6	1
Знак	П (23)	Р (40)	С (45)	Т (53)
Кодовая комбинация	86	80	7	5
Знак	У (21)	Ф (2)	Х (9)	Ц (4)
Кодовая комбинация	87	894	97	891
Знак	Ч (12)	Ш (6)	Щ (3)	Ъ, Ъ (14)
Кодовая комбинация	95	890	892	92
Знак	Ы (16)	Э (3)	Ю (6)	Я (18)
Кодовая комбинация	90	893	99	88

Опираясь на полученные данные, несложно подсчитать среднее значение длины кодовой комбинации \bar{n} и среднее число символов $\bar{M} = t \cdot \bar{n}$, для основания кода $t = 10$ при кодирования того же исходного алфавита букв. В итоге получаем следующие результаты: $\bar{n} = 1,407$, а $\bar{M} = 14,07$.

Приведенные в таблицах 2-11 данные позволяют построить зависимости средней длины кодовой комбинации \bar{n} и среднего числа символов \bar{M} , используемых при кодировании, в зависимости от выбора размера алфавита t (рис. 4).

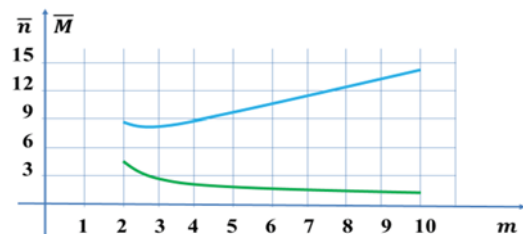


Рис. 4. Зависимости средней длины кодовой комбинации \bar{n} и среднего числа используемых при кодировании символов \bar{M} от размера алфавита t

Следует отметить особенность зависимости среднего числа используемых при кодировании символов \bar{M} от размера алфавита m . Оказалось, что в этой зависимости имеется выраженный минимум, тогда как зависимость средней длины кодовой комбинации \bar{n} от размера алфавита m имеет монотонный характер.

Покажем это в общем виде.

Поскольку $\bar{M} = m \cdot \bar{n}$, то воспользовавшись формулой (3) имеем $\bar{M} = m \cdot \frac{H}{\log_b m}$.

Найдем точку экстремума данного выражения в зависимости от m .

$$\left(m \cdot \frac{H}{\log_b m}\right)' = \frac{H \cdot (\log_b m - \frac{m}{m \cdot \ln b})}{(\log_b m)^2} = \frac{H \cdot [(\ln b) \cdot (\log_b m) - 1]}{(\ln b) \cdot (\log_b m)^2}. \quad (9)$$

Для нахождения точки экстремума рассмотрим часть выражения из (9).

$$(\ln b) \cdot (\log_b m) - 1 = 0.$$

После преобразования

$$(\ln b) \cdot (\log_b m) = 1.$$

И далее

$$\log_b m^{\ln b} = 1. \quad (10)$$

Из (1.10) следует, что

$$m^{\ln b} = b.$$

И далее $\log_m b = \ln b$.

После очевидного перехода к другому основанию логарифма имеем:

$$\frac{\ln b}{\ln m} = \ln b.$$

Окончательно получаем: $\ln m = 1$, что достигается при $m = e$.

Ближайшим целым числом к числу «e» является число 3, что и иллюстрируется рис. 4.

Данные, приведенные в таблицах 3, 5, 7, 9 и 11, позволяют получить оценку энтропии источника, например, в битах и сравнить это теоретически достижимое значение для скорости кодирования источника со средним значением длины кодовой комбинации при различных m . Для наглядности значения приведены в единой таблице 12.

Таблица 12

m	2	3	4	5	10
H	4,356	2,748	2,178	1,876	1,311
\bar{n}	4,395	2,812	2,271	1,941	1,407

Как следует из данных таблицы 12 полученные при коде Хаффмана значения средней длины кодовой комбинации весьма близки к минимально возможной длительности, определяемой энтропией источника.

Подводя итог, отметим, что как при равномерном блочном кодировании, так и при неравномерном кодировании наиболее «экономным» способом является кодирование кодом по основанию 3. При этом данный результат не зависит от статистической структуры исходного сообщения.

Выводы

С увеличением значения основания кода m уменьшается длина кодовой комбинации n . Однако суммарные затраты при практической реализации, связанные с общим хранением чисел, с помощью которых осуществляется кодирование носят нелинейный характер и имеют минимальное значение при $m = e$.

Утверждение о минимальных затратах при $m = e$ справедливо как для блочного равномерного кода, так и для неравномерного кодирования (кода Хаффмана), построенного с учетом статистических особенностей исходного сообщения.

Суммарные затраты при блочном кодировании на хранение чисел при основании кода $m = 2$ в точности соответствуют суммарным затратам при $m = 4$.

Суммарные затраты на хранение чисел при целом значении m минимальны при $m = 3$.

Абсолютный проигрыш по суммарным затратам при $m = 2$ по сравнению со случаем, когда $m = 3$, заметно нарастает с ростом фиксированного числа затрачиваемых символов L .

Относительный проигрыш по суммарным затратам при $m = 2$ по сравнению со случаем, когда $m = 3$, не зависит от числа кодируемых сообщений N и равен 1, 057 раз.

Литература

1. Шеннон К. Работы по теории информации и кибернетике. М.: Издательство иностранной литературы, 1963. 830 с.
2. Быховский М.А. Передача коротких сообщений в системах спутниковой связи с перестановочной модуляцией и кодами Рида-Соломона // Электросвязь, 2021, № 3.
3. Стародубцев В.Г. Линейная сложность недвоичных последовательностей Гордона-Миллса-Велча // Радиотехника и электроника. Том 66, № 8, 2021.
4. Трифонов П.В. Основы помехоустойчивого кодирования. Санкт-Петербург, Университет ИТМО, 2022.
5. Trifonov P. Randomized Polar Subcodes with Optimized Error Coefficient // IEEE Transactions on Communications. 2020. November. Vol. 68, no. 11. P. 6714-6722.
6. Trifonov P. Recursive Trellis Processing of Large Polarization Kernels // Proceedings of IEEE.
7. Trofimiuk G., Trifonov P. Window Processing of Binary Polarization Kernels // IEEE Transactions on Communications. 2021. July. Vol. 69, no. 7. P. 4294-4305.
8. Саенко И.Б., Тоцкий С.Е., Волков Д.В. Ермаков А.В. Методы повышения помехоустойчивости многофазных групповых последовательностей, полученных в результате нелинейного кодового уплотнения // Электросвязь, 1922, № 10.
9. Adzhemov S.A., Adzhemov A.S. On some features of binary code combinations. Материалы конференции: Systems of Signals Generating and Processing in the Field of on Board Communications, SOSG 2019, Moscow, 20-21.03.2019.
10. Adzhemov A.S., Kudryashova A.Y. About Interferable Binary Code Constructions // 2020 Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications (SYNCHROINFO), 2020, pp. 1-4, doi: 10.1109/SYNCHROINFO49631.2020.9166042.
11. Robert W. Doran. The Gray Code // Journal of Universal Computer Science. 2007. Vol. 13, №11. P. 1573-1597.
12. Гаишков С.Б. Системы счисления и их применение. М.: Издательство: "Московский центр непрерывного математического образования (МЦНМО)", 2012.
13. Huffman D.A. A Method for the Construction of Minimum Redundancy Codes // Proc. IRE, vol. 40, September 1952, pp. 1098-1101.
14. Robert W. Doran. The Gray Code // Journal of Universal Computer Science. 2007. Vol. 13, №11. P. 1573-1597.
15. Яглом А.М., Яглом И.М. Вероятность и информация. М.: Наука, 1973.

EFFICIENT CODE CHOICE BASE IN PRIMARY CODING

Sergey A. Adzhemov, Moscow Technical University of Communication and Informatics, Moscow, Russia

Alexander P. Vasiliev, Moscow Technical University of Communication and Informatics, Moscow, Russia

Abstract

Modern advances in microelectronics and the widespread use of computer technology for the purpose of software implementation of various telecommunication and information devices are a reliable justification for the representation of messages from various sources in digital form, that is, in the form of appropriate code combinations, which are essentially numbers in a certain number system. Considering the effective primary coding of messages from the source, they strive to achieve, first of all, the coding rate as close as possible to the entropy of the source, which was proved in the well-known theorems of Claude Shannon, which substantiated this position regarding the minimum value of the average length of the code combination. Since different messages from the source appear, as a rule, with different probabilities, it is possible to achieve the minimum coding rate using non-uniform coding methods, for example, according to the algorithm proposed by David Huffman. In an effort to achieve the minimum encoding rate, one should also take into account the complexity of the implementation of the primary encoding device, take into account the number of elements that will be required for its practical implementation, and so on. Based on this, the effectiveness of one or another method of primary coding is determined not by one, but by a number of factors that often contradict each other. One of these factors is the choice of the code base, which makes it possible to optimize the costs of the practical implementation of the primary coding method, which was the subject of consideration in this paper.

Keywords: Code combination, coding efficiency, primary coding of source messages, coding rate, source entropy, code base, non-uniform coding.

References

1. Shannon K. Works on information theory and cybernetics. Moscow: Publishing house of foreign literature, 1963. 830 p.
2. Bykhovskiy M.A. Transmission of short messages in satellite communication systems with permutation modulation and Reed-Solomon codes. *Electrosvyaz*, 2021, No. 3.
3. Starodubtsev V.G. Linear complexity of nonbinary Gordon–Mills–Welch sequences. *Radio engineering and electronics*. Vol. 66, No. 8, 2021.
4. Trifonov P.V. Fundamentals of error-correcting coding. St. Petersburg, ITMO University, 2022.
5. Trifonov P. Randomized Polar Subcodes with Optimized Error Coefficient. *IEEE Transactions on Communications*. 2020. November. Vol. 68, no. 11. P. 6714-6722.
6. Trifonov P. Recursive Trellis Processing of Large Polarization Kernels. *Proceedings of IEEE*.
7. Trofimiuk G., Trifonov P. Window Processing of Binary Polarization Kernels. *IEEE Transactions on Communications*. 2021. July. Vol. 69, no. 7. P. 4294-4305.
8. Saenko I.B., Totsky S.E., Volkov D.V., Ermakov A.V. Methods for Improving the Noise Immunity of Multiphase Group Sequences Obtained as a Result of Nonlinear Code Multiplexing. *Electrosvyaz*, 1922, No. 10.
9. Adzhemov S.A., Adzhemov A.S. On some features of binary code combinations. *Conference Proceedings: Systems of Signals Generating and Processing in the Field of on Board Communications, SOSG 2019*, Moscow, 20-21.03.2019.
10. Adzhemov A.S. and Kudryashova A.Y., "About Interferable Binary Code Constructions," *2020 Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications (SYNCHROINFO)*, 2020, pp. 1-4, doi: 10.1109/SYNCHROINFO49631.2020.9166042.
11. AAdzhemov A.S. and Kudryashova A.Y., "About Interferable Binary Code Constructions," *2020 Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications (SYNCHROINFO)*, 2020, pp. 1-4, doi: 10.1109/SYNCHROINFO49631.2020.9166042.
12. Gashkov S.B. Number systems and their application. Publisher: "Moscow Center for Continuous Mathematical Education (MTsNMO)", 2012.
13. Huffman D.A. A Method for the Construction of Minimum Redudancy Codes. *Proc. I.R.E.*, vol. 40, September 1952, pp. 1098-1101.
14. Robert W. Doran. The Gray Code. *Journal of Universal Computer Science*. 2007. Vol. 13, No. 11, pp. 1573-1597.
15. Yaglom A.M. and Yaglom I.M. Probability and Information, Moscow: Nauka, 1973.

МОДЕЛИРОВАНИЕ ПОЛЕТА БЕСПИЛОТНОГО ЛЕТАТЕЛЬНОГО АППАРАТА В MATLAB SIMULINK

DOI: 10.36724/2072-8735-2023-17-6-37-47

Manuscript received 28 April 2023;
Accepted 10 June 2023

Белов Никита Вадимович,
Московский технический университет связи и информатики,
Москва, Россия, n.v.belov@mtuci.ru

Репинский Владимир Николаевич,
Московский технический университет связи и информатики,
Москва, Россия, repinski@rambler.ru

Ключевые слова: ЛА, Simulink, автопилот,
3D модель, имитационная модель

В статье разработана имитационная модель беспилотного летательного аппарата в Matlab Simulink. Для построения имитационной модели производится математическое описание уравнений движения летательного аппарата (ЛА): кинематическая и динамическая модели с шестью степенями свободы и двенадцатью переменными состояниями, а также производится математическое описание внешних сил, действующих на ЛА. Имитационная модель включает в себя несколько блоков, которые взаимодействуют друг с другом для обеспечения работы беспилотного летательного аппарата: блок динамики ЛА, отвечающий за моделирование движения ЛА в трех измерениях, блок автопилота, который имитирует работу навигационной системы ЛА и обеспечивает стабилизацию в воздухе, блок управления двигателями, который регулирует скорость вращения двигателей в зависимости от управляющих сигналов, блок внешней среды, который моделирует воздушную среду, в которой перемещается ЛА. Главным преимуществом построенной модели является возможность менять параметры ЛА в интерактивном режиме и оценивать основные параметры с помощью графиков. Корректность работы автопилота подтверждают графики переходных процессов по трем осям ЛА: крен, тангаж, рысканье. В будущем, на основе построенной модели возможно создание полностью автоматической системы облета препятствий, которая позволит беспилотному летательному аппарату безопасно перемещаться из начальной в конечную точку, учитывая все препятствия на пути полета. Таким образом, имитационная модель беспилотного летательного аппарата на основе Simulink позволяет оценить работу автопилота и других систем ЛА с высокой точностью и детализацией. Ее использование может быть полезно при проектировании и тестировании новых беспилотных летательных аппаратов.

Информация об авторах:

Белов Никита Вадимович, Московский технический университет связи и информатики, старший преподаватель кафедры ИСУА, Москва, Россия
Репинский Владимир Николаевич, Московский технический университет связи и информатики, старший преподаватель кафедры ИСУА, доцент кафедры ИСУА МТУСИ, Москва, Россия

Для цитирования:

Белов Н.В., Репинский В.Н. Моделирование полета беспилотного летательного аппарата в Matlab Simulink // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2023. Том 17. №6. С. 37-47.

For citation:

Belov N.V., Repinsky V.N. (2023) Simulation of an unmanned aircraft flight in Matlab Simulink. T-Comm, vol. 17, no. 6, pp. 37-47. (in Russian)

Введение

Автопилот предназначен для автоматического управления самолетом во время полета в условиях, когда это безопасно и эффективно. Он дает возможность пилоту управлять самолетом, не выполняя прямой физический контроль над ним. Для пилотируемого самолета автопилот может быть простым устройством одноосной системы выравнивания крыльев или сложной системой полного управления полетом, которая регулирует положение (высоту, широту, долготу) и ориентацию в пространстве (крен, тангаж, рыскание) во время различных фаз полета (например, при взлете, при наборе высоты, в горизонтальном полете, при спуске, при заходе на посадку и при посадке). Для ЛА автопилот является системой полного управления летательного аппарата во время всех фаз полета. Тогда как некоторые функции управления полетом могут находиться на наземной станции управления, автопилотная часть системы управления ЛА находится на борту.

Основные задачи автопилота ЛА

Управление ЛА складывается из множества параметров и часто для решения сложных задач их разбивают на более простые. Например, сложное движение разбивают на: угловое движение и движение центра масс, продольное и боковое движение. Органы управления делятся на две группы:

- органы продольного управления, обеспечивающие движение в продольной плоскости;
- органы управления боковым движением, обеспечивающие необходимый характер изменения углов крена, тангажа и рыскания.

Деление сложного движения на более простые не всегда возможно, так как в определенных режимах полета возникают перекрестные воздействия различных видов движения друг с другом. Но также этот подход позволяет выделить основные функции каждого органа и решать сложные задачи более простым путем.

Для обеспечения полной автоматизации управления полетом необходимо четыре канала управления:

- канал управления двигателем (тяги);
- канал управления тангажом;
- канал управления креном;
- канал управления рысканием.

Канал управления двигателем осуществляет регулирование тяги в соответствии с заданной программой полета. Этот канал обычно состоит из ряда компонентов, включая электронный регулятор скорости, датчики, контроллеры и механизмы. Регулятор скорости управляет скоростью двигателя в соответствии с командами, поступающими от контроллера полета, который осуществляет расчеты для обеспечения оптимальной тяги в каждый момент полета. Датчики, такие как датчики скорости, температуры и давления, собирают информацию о работе двигателя и сообщают ее контроллеру, который использует эту информацию для оптимизации работы двигателя. Канал управления двигателем является важным компонентом системы полета и играет ключевую роль в обеспечении безопасности и эффективности полета.

Остальные три канала, обеспечивают необходимое угловое положение аппарата в пространстве [1].

Канал управления угловой скоростью используется для управления угловой скоростью вращения.

Этот канал обычно основан на гироскопическом принципе и может использовать гироскопы, акселерометры и другие датчики для определения текущей угловой скорости аппарата. Контроллер полета использует эту информацию для расчетов и отправки команд на изменение угловой скорости, при необходимости.

Канал управления креном отвечает за изменение угла наклона в горизонтальной плоскости вокруг продольной оси. Этот канал обычно основан на использовании рулей крена на крыльях, которые могут изменять угол наклона и управлять качанием.

Канал управления тангажом отвечает за изменение угла наклона в вертикальной плоскости вокруг поперечной оси. Этот канал обычно основан на использовании рулей высоты на хвостовой части, которые могут изменять угол наклона и управлять взлетом и снижением.

Информация о движении ЛА поступает в соответствующие каналы, где формируются команды на рули, элероны и рычаг управления двигателем, которые обеспечивают заданное управление полетом. Стабильное управление полетом невозможно без создания системы автоматического управления [2]. Система управления самолетом служит для обеспечения полета по заданной траектории путем создания на крыле и оперении потребных аэродинамических сил и моментов.

В процессе регулирования управления по углам или высоте полета ЛА в автоматической системе, на вход регулятора поступают желательные значения углов или высоты, а выходные переменные регулятора будут отклонять углы элеронов по каналам тангажа, крена и рыскания [3].

Требования к системе управления ЛА:

- автоматическое выполнение полета
- стабилизация углов полета
- точное следование траектории

В статье рассматривается создание имитационной модели автопилота, который будет полностью регулировать отклонение всех управляющих поверхностей ЛА.

Системы координат

При изучении летательных аппаратов важно понять, как различные тела ориентируются друг относительно друга. Первым этапом необходимо понять, как самолет ориентируется относительно Земли. Также необходимо знать, как датчик (например, бортовая камера) ориентируется относительно самолета или как антенна ориентируется относительно наземного источника сигнала [4-7]. В связи с этим следует пользоваться несколькими различными системами по следующим причинам:

- Уравнения движения Ньютона выведены относительно неподвижной инерциальной системы отсчета. Однако движение проще всего описывается в системе отсчета неподвижного тела или связанной системе.
- Аэродинамические силы и моменты, действующие на корпус самолета, также проще всего описываются в связанной системе отсчета.
- Бортовые датчики, такие как акселерометры и датчики угловой скорости, получают информацию относительно связанной системы координат. Альтернативно этому GPS определяет положение, скорость относительно Земли и курсовой угол относительно инерциальной системы координат.

• Большинство требований к полету, таких как точки патрулирования и траектории полета, задаются в инерциальной системе координат. Кроме того, информация на карте отображена в инерциальной системе отсчета.

Одна система координат преобразуется в другую с помощью двух базовых операций: поворота и сдвига.

Таким образом, используя несколько различных систем координат и ориентиров, можно получить полную картину движения самолета относительно Земли и своего собственного корпуса. Например, для управления самолетом используется система отсчета, связанная с корпусом самолета, а для навигации и контроля позиции – система GPS, связанная с инерциальной системой координат Земли. Также могут использоваться системы, связанные напрямую с некоторыми объектами на земле, например, для определения местоположения аэропорта или других ключевых точек на маршруте полета. Все эти системы должны быть синхронизированы между собой, чтобы обеспечить точность и надежность навигации и управления самолетом.

Инерциальная система координат \mathcal{F}^i

Инерциальная система координат связана с Землей с началом отсчета в заданном исходном положении. Как показано на рисунке 1, единичный вектор i^i направлен на север, j^i направлен на восток, а k^i направлен к центру Земли или вниз. Эту систему координат иногда называют системой отсчета север-восток-вниз по вертикали (СВВ). Обычно направление на север обозначают инерциальным x , на восток – инерциальным y , а направление вниз – инерциальным z .

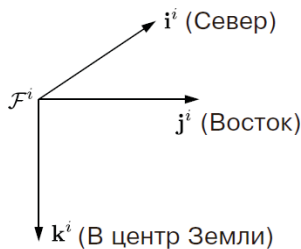


Рис. 1. Инерциальная система координат \mathcal{F}^i

Система координат летательного аппарата \mathcal{F}^v

Начало отсчета этой системы координат находится в центре тяжести ЛА, но оси системы \mathcal{F}^v совпадают с осями инерциальной системы координат \mathcal{F}^i . Другими словами, единичный вектор i^v направлен на север, j^v направлен на восток, а ось k^v направлена в центр Земли, как показано на рисунке 2.



Рис. 2. Система координат летательного аппарата \mathcal{F}^v

Система координат летательного аппарата \mathcal{F}^{v1}

Начало отсчета системы координат летательного аппарата-1 идентично системе координат летательного аппарата: оно находится в центре тяжести самолета. Однако система \mathcal{F}^{v1} повернута по часовой стрелке вокруг оси k^v на путевой угол (или угол рысканья) ψ . При отсутствии дополнительных поворотов ось i^{v1} направлена к носу самолета, ось j^{v1} – на правое крыло, а k^{v1} совпадает с k^v и направлена к Земле. Система координат летательного аппарата-1 показана на рисунке 3 [8].

Преобразование из \mathcal{F}^v в \mathcal{F}^{v1} представлено в выражении:

$$p^{v1} = R_v^{v1}(\psi) p^v \quad (1)$$

Где

$$R_v^{v1}(\psi) = \begin{pmatrix} \cos \psi & \sin \psi & 0 \\ -\sin \psi & \cos \psi & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}$$

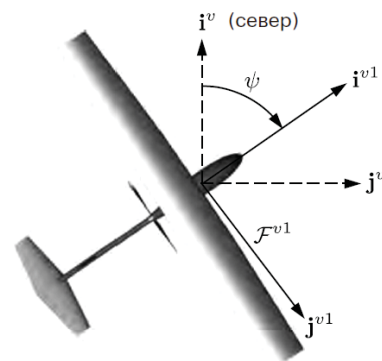


Рис. 3. Система координат летательного аппарата-1

Система координат летательного аппарата \mathcal{F}^{v2}

Начало отсчета системы координат-2 снова находится в центре тяжести летательного аппарата и получается поворотом системы координат летательного аппарата-1 по часовой стрелке вокруг оси j^{v1} на угол тангажа θ . Единичный вектор i^{v2} указывает на нос самолета, ось j^{v2} указывает на правое крыло, а ось k^{v2} указывает на фюзеляж самолета, как это показано на рисунке 4.

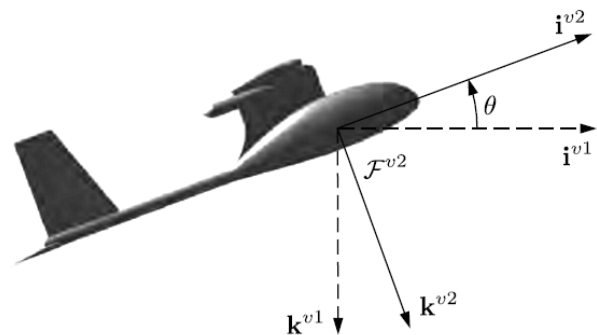


Рис. 4. Система координат летательного аппарата-2

Преобразование из \mathcal{F}^{v1} в \mathcal{F}^{v2} представлено в выражении:

$$p^{v2} = R_{v1}^{v2}(\theta)p^{v1} \quad (2)$$

$$\text{Где } R_{v1}^{v2}(\psi) = \begin{pmatrix} \cos \theta & 0 & -\sin \theta \\ 0 & 1 & 0 \\ \sin \theta & 0 & \cos \theta \end{pmatrix}.$$

Связанная система координат \mathcal{F}^b

Связанная система координат \mathcal{F}^b получается поворотом системы координат летательного аппарата-2 по часовой стрелке вокруг оси i^{v2} на угол крена φ . Поэтому начало отсчета этой системы находится в центре тяжести; ось i^b направлена к носу ЛА, ось j^b направлена на правое крыло, а ось k^b направлена на фюзеляж. Связанная система координат \mathcal{F}^b приведена на рисунке 5. Направления, указываемые единичными векторами i^b, j^b и k^b , иногда называют направлениями тела x, y и z .

Преобразование системы координат \mathcal{F}^{v2} в систему координат \mathcal{F}^b представлено в выражении:

$$p^b = R_{v2}^b(\varphi)p^{v2} \quad (3)$$

$$\text{Где } R_{v2}^b(\varphi) = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos \varphi & \sin \varphi \\ 0 & -\sin \varphi & \cos \varphi \end{pmatrix}.$$

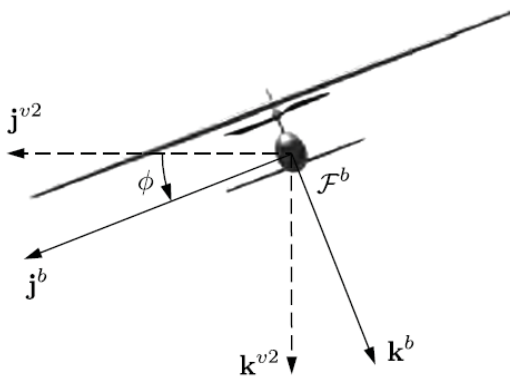


Рис. 5. Связанная система координат \mathcal{F}^b

Система координат летательного аппарата \mathcal{F}^s

Аэродинамические силы создаются по мере перемещения летательного аппарата через окружающий его воздух. Скорость самолета относительно окружающего его воздуха называется вектором скорости воздуха и обозначается как V_a . Для создания подъемной силы крылья самолета должны быть установлены под положительным углом относительно вектора скорости ветра. Этот угол называют углом атаки и обозначают α . Как показано на рисунке 6, угол атаки определяется как угол поворота против часовой стрелки вокруг оси j^b , такой, что i^s совпадает с проекцией V_a на плоскость, натянутую на i^b и k^b . Необходимость поворота против часовой стрелки вызвана определением положительного угла атаки, который положителен для поворота по часовой стрелке из оси

полусвязанной системы координат i^s к оси i^b связанной системы [9].

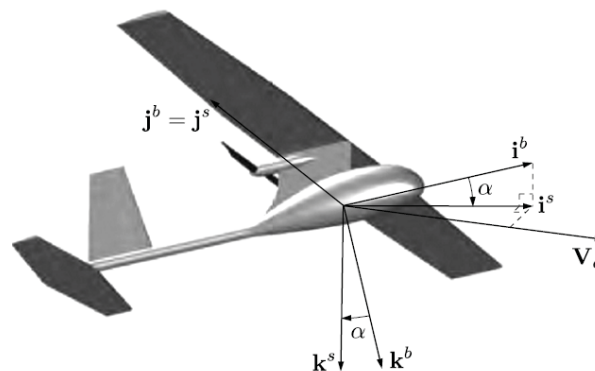


Рис. 6. Полусвязанная система координат \mathcal{F}^s

Преобразование системы координат \mathcal{F}^b в систему координат \mathcal{F}^s представлено в формуле:

$$p^s = R_b^s(\alpha)p^b,$$

$$\text{Где } R_b^s(\alpha) = \begin{pmatrix} \cos \alpha & 0 & \sin \alpha \\ 0 & 1 & 0 \\ -\sin \alpha & 0 & \cos \alpha \end{pmatrix}. \quad (4)$$

Скоростная система координат летательного аппарата \mathcal{F}^w

Угол между вектором скорости ветра и плоскостью, образуемой осями i^b и k^b , носит название угол скольжения и обозначается как показано на рисунке 7, скоростная система координат получается поворотом полусвязанной системы координат по часовой стрелке на угол β вокруг оси k^s . Единичный вектор i^w совпадает с вектором скорости ветра V_a .

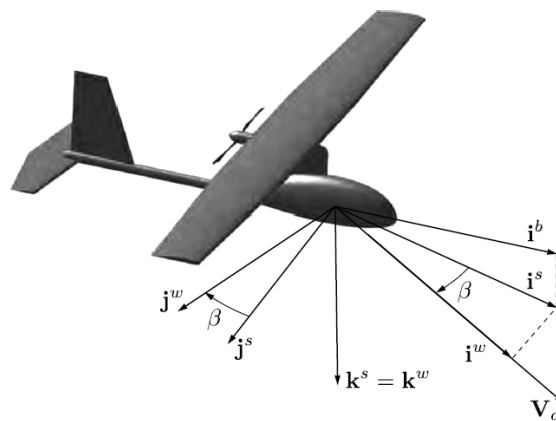


Рис. 7. Скоростная система координат \mathcal{F}^w

Преобразование системы координат \mathcal{F}^s в систему координат \mathcal{F}^w представлено в выражении

$$p^w = R_s^w(\beta)p^s \quad (5)$$

$$\text{Где } R_s^w(\beta) = \begin{pmatrix} \cos \beta & \sin \beta & 0 \\ -\sin \beta & \cos \beta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}.$$

Математическое описание уравнений движения

Скорость поступательного движения МБЛА обычно выражается в терминах компонент скорости вдоль каждой оси в связанной системе координат. Компоненты скорости определяются в зависимости от выбранной системы координат, например, в системе координат, связанной с БПЛА, компоненты скорости будут определяться вдоль оси x , y и z , где x – направление полета, y – направление бокового смещения, а z – вертикальное направление. В системе координат GPS компоненты скорости обычно определяются вдоль осей север-юг, восток-запад и вертикальной оси. Компоненты u , v и w соответствуют инерциальной скорости летательного аппарата, спроектированной на оси i^b, j^b, k^b , соответственно.

С другой стороны, положение МБЛА при прямолинейном движении обычно измеряют и выражают в инерциальной системе координат. Для установления связи между скоростью прямолинейного движения и положением требуются дифференциальное и вращательное преобразование:

$$\frac{d}{dt} \begin{pmatrix} p_n & u & u \\ p_e & v & v \\ p_d & w & w \end{pmatrix} = R_b^v(v) = (R_v^b)^T(v) \quad (6)$$

Где p_n – Положение МБЛА по оси, направленной на север, в инерциальной системе координат, p_e – Положение МБЛА по оси, направленной на восток, в инерциальной системе координат, p_d – Положение МБЛА по оси, направленной на запад, в инерциальной системе координат, R_b^v – преобразование из системы координат летательного аппарата в связанную систему координат, u, v, w – компоненты вектора скорости относительно Земли в связанной системе координат с использованием преобразования из одной системы координат в другую [10-12]:

$$\begin{aligned} R_v^b(\phi, \theta, \psi) &= R_{v_2}^b(\phi) R_{v_1}^{v_2}(\theta) R_v^{v_1}(\psi) = \\ &= \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & \cos \theta & 0 & -\sin \theta & \cos \psi & \sin \psi & 0 \\ 0 & \cos \phi & \sin \phi & 0 & 1 & 0 & -\sin \psi & \cos \psi & 0 \\ 0 & -\sin \phi & \cos \phi & \sin \theta & 0 & \cos \theta & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} c_\theta c_\psi & c_\theta c_\psi & -s_\theta \\ s_\theta s_\phi c_\psi - c_\phi s_\psi & s_\theta s_\phi c_\psi + c_\phi s_\psi & s_\theta c_\phi \\ c_\phi s_\phi c_\psi - s_\phi s_\psi & c_\phi s_\phi c_\psi + s_\phi s_\psi & c_\phi c_\phi \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (7)$$

Где ϕ – угол крена, θ – угол тангажа, ψ – угол рысканья, $R_{v_1}^{v_2}$ – преобразование из системы координат летательного аппарата в систему координат 1, $R_{v_2}^b$ – преобразование из системы координат летательного аппарата 1 в систему координат 2.

Получаем систему уравнений отражающее кинематику системы:

$$\begin{pmatrix} \dot{p}_n \\ \dot{p}_e \\ \dot{p}_d \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} c_\theta c_\psi & s_\theta s_\phi c_\psi - c_\phi s_\psi & c_\phi s_\phi c_\psi + s_\phi s_\psi & u \\ c_\theta c_\psi & s_\theta s_\phi c_\psi + c_\phi s_\psi & c_\phi s_\phi c_\psi - s_\phi s_\psi & v \\ -s_\theta & s_\phi c_\phi & c_\phi c_\phi & w \end{pmatrix} \quad (8)$$

Уравнения отображающие поступательное движение:

$$\begin{pmatrix} \dot{u} \\ \dot{v} \\ \dot{w} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} rv - qw \\ pw - ru \\ qu - pv \end{pmatrix} + \frac{1}{m} \begin{pmatrix} f_x \\ f_y \\ f_z \end{pmatrix} \quad (9)$$

Где $\dot{u}, \dot{v}, \dot{w}$ – производные компонентов вектора скорости относительно Земли в связанной системе координат, p, q, r – угловые скорости, f_x – внешние силы, действующих на МБЛА по оси X , f_y – внешние силы, действующих на МБЛА по оси Y , f_z – внешние силы, действующих на МБЛА по оси Z .

Угловые скорости в связанной системе координат могут быть выражены через производные эйлеровых углов:

$$\begin{pmatrix} \dot{\phi} \\ \dot{\theta} \\ \dot{\psi} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & \sin \phi \tan \theta & \cos \phi \tan \theta & p \\ 0 & \cos \phi & -\sin \phi & q \\ 0 & \frac{\sin \phi}{\cos \theta} & \frac{\cos \phi}{\cos \theta} & r \end{pmatrix} (q) \quad (10)$$

Для задания вращательного движения необходимо рассмотреть моменты инерции J . Диагональные элементы J называют моментами инерции, а внедиагональные элементы называются центробежными моментами инерции. Моменты инерции являются мерами тенденции самолета препятствовать ускорению вокруг определенных осей вращения. Например, J_x может рассматриваться как произведение массы каждого элемента, составляющего самолет (dm), на квадрат расстояния центра масс элемента от оси x связанной системы координат ($y^2 + z^2$) и их суммирование. Чем больше J_x по величине, тем больше самолет противодействует угловому ускорению вокруг оси x .

Система уравнений вращательного движения:

$$\begin{pmatrix} \dot{p} \\ \dot{q} \\ \dot{r} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \Gamma_1 pq - \Gamma_2 qr & \Gamma_3 l + \Gamma_4 n \\ (\Gamma_5 pr - \Gamma_6 (p^2 - r^2)) + \left(\frac{1}{J_y} \right) & \\ \Gamma_7 pq - \Gamma_1 qr & \Gamma_4 l + \Gamma_8 n \end{pmatrix} \quad (11)$$

Где $\dot{p}, \dot{q}, \dot{r}$ – производные угловых скоростей,

$$\begin{aligned} \Gamma_1 &= \frac{J_{xz}(J_x - J_y + J_z)}{\Gamma}, \\ \Gamma_2 &= J_x J_z - J_{xz}^2, \\ \Gamma_3 &= \frac{J_z}{\Gamma}, \end{aligned}$$

$$\Gamma_4 = \frac{J_{xz}}{\Gamma},$$

$$\Gamma_5 = \frac{J_z - J_x}{J_y},$$

$$\Gamma_6 = \frac{J_{xz}}{J_y},$$

$$\Gamma_7 = \frac{J_x(J_x - J_y) + J_z^2}{\Gamma},$$

$$\Gamma_8 = \frac{J_x}{\Gamma},$$

m – внешние моменты, приложенные к летательному аппарату вокруг оси y в связанной системе координат, l – Момент внешних сил, приложенных к летательному аппарату вокруг оси x связанной системы координат, n – внешний момент, приложенный к ЛА вокруг оси z связанной системы координат.

Кинематическая и динамическая модели для ЛА с шестью степенями свободы и двенадцатью переменными состояниями определяются уравнениями (8), (9), (10) и (11) [13].

Внешние силы, действующие на ЛА, можно представить следующим образом:

$$\begin{pmatrix} l \\ m \\ n \end{pmatrix} = \frac{1}{2} \rho V_a^2 S \begin{pmatrix} b \left[C_{l_0} + C_{l_p} \beta + C_{l_p} \frac{b}{2V_a} p + C_{l_r} \frac{b}{2V_a} r + C_{l_{\delta_a}} \delta_a + C_{l_{\delta_r}} \delta_r \right] \\ c \left[C_{m_0} + C_{m_\alpha} \alpha + C_{m_q} \frac{c}{2V_a} q + C_{m_{\delta_e}} \delta_e \right] \\ b \left[C_{n_0} + C_{n_p} \beta + C_{n_p} \frac{b}{2V_a} p + C_{n_r} \frac{b}{2V_a} r + C_{n_{\delta_a}} \delta_a + C_{n_{\delta_r}} \delta_r \right] \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} -k_T (k_\Omega \delta_i)^2 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} \quad (12)$$

где

$$\begin{aligned} C_X(\alpha) &= -C_D(\alpha) \cos \alpha + C_L(\alpha) \sin \alpha \\ C_{X_q}(\alpha) &= -C_{D_q} \cos \alpha + C_{L_q} \sin \alpha \\ C_{X_{\delta_e}}(\alpha) &= -C_{D_{\delta_e}} \cos \alpha + C_{L_{\delta_e}} \sin \alpha \\ C_Z(\alpha) &= -C_D(\alpha) \sin \alpha - C_L(\alpha) \cos \alpha \\ C_{Z_q}(\alpha) &= -C_{D_q}(\alpha) \sin \alpha - C_{L_q}(\alpha) \cos \alpha \\ C_{Z_{\delta_e}}(\alpha) &= -C_{D_{\delta_e}} \sin \alpha - C_{L_{\delta_e}} \cos \alpha \end{aligned} \quad (13)$$

Где $C_L(\alpha)$ задается уравнением $C_L(\alpha) = (1 - \sigma(\alpha)) [C_{L_0} + C_{L_\alpha} \alpha] + \sigma(\alpha) [2 \text{sign}(\alpha) \sin^2 \alpha \cos \alpha]$, а $C_D(\alpha) - C_{D_0} = C_{D_p} + \frac{(C_{L_0} + C_{L_\alpha} \alpha)^2}{\pi e A R}$.

Индексы X и Z означают то, что силы действующие по направлениям X и Z в связанной системе координат, что соответствует направлениям векторов i^b и k^b .

Суммарные крутящие моменты, действующие на МБЛА, можно представить следующим образом:

$$\begin{pmatrix} l \\ m \\ n \end{pmatrix} = \frac{1}{2} \rho V_a^2 S \begin{pmatrix} b \left[C_{l_0} + C_{l_p} \beta + C_{l_p} \frac{b}{2V_a} p + C_{l_r} \frac{b}{2V_a} r + C_{l_{\delta_a}} \delta_a + C_{l_{\delta_r}} \delta_r \right] \\ c \left[C_{m_0} + C_{m_\alpha} \alpha + C_{m_q} \frac{c}{2V_a} q + C_{m_{\delta_e}} \delta_e \right] \\ b \left[C_{n_0} + C_{n_p} \beta + C_{n_p} \frac{b}{2V_a} p + C_{n_r} \frac{b}{2V_a} r + C_{n_{\delta_a}} \delta_a + C_{n_{\delta_r}} \delta_r \right] \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} -k_T (k_\Omega \delta_i)^2 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} \quad (14)$$

Моделирование полета беспилотного летательного аппарата

Matlab/Simulink – это программное обеспечение, предназначенное для моделирования, анализа и решения инженерных задач. В нем представлены инструменты для создания блок-схем, моделирования динамических систем, анализа и оптимизации процессов, создания графиков и визуализации данных [14-15].

На рисунке 8 показана физическая модель ЛА, которая моделируется в Matlab/Simulink.

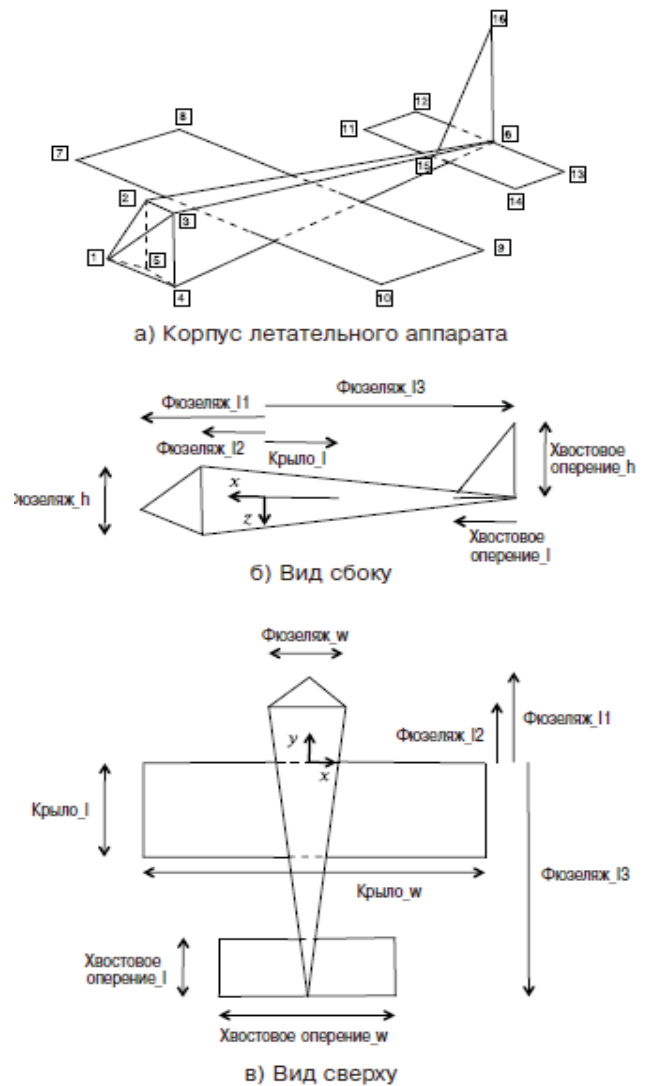


Рис. 8. Физическая модель ЛА

На рисунке 9 приведена общая структурная схема системы управления МБЛА.

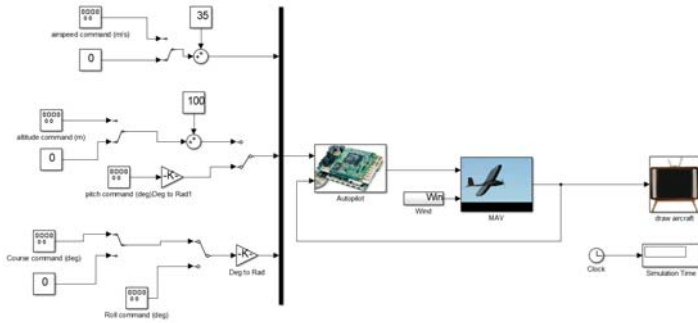


Рис. 9. Общая структурная схема системы управления МБЛА

Блок MAV, представленный на рис.10, моделирует физическую модель МБЛА, включающий в себя силы и моменты действующие на летательный аппарат в полете и внешние силы такие как ветер.

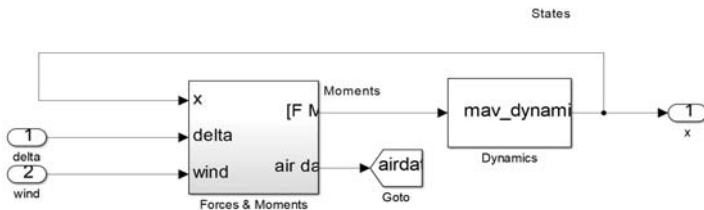


Рис. 10. Блок MAV

Блок автопилота представлен на рисунке 11. С помощью блоков interpreted MATLAB function происходит импортирование кода MATLAB из рабочей области в модель Simulink.

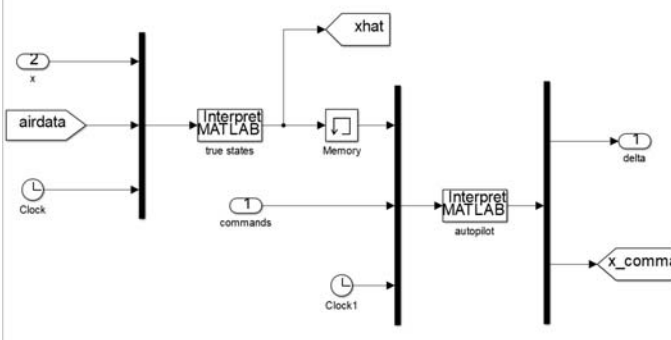


Рис. 11. Блок автопилота

Тестирование модели управления МБЛА

На построенной модели есть три переключателя:

- Первый переключатель отвечает за поддержание скорости самолета;
- Второй переключатель отвечает за набор высоты и поддерживает высоту на отметке 100 м;
- Третий переключатель отвечает за направление курса самолета, одиночный блок удерживает курс на отметке 0, пошаговый будет изменять от 25 до -25.

При выставлении всех переключателей на 0 (рис. 12) получим полет ЛА (рис. 13) и графики в результате моделирования (рис. 14), где красные линии идеальные параметры, а зеленые это как реагирует летательный аппарат на внешние воздействия.

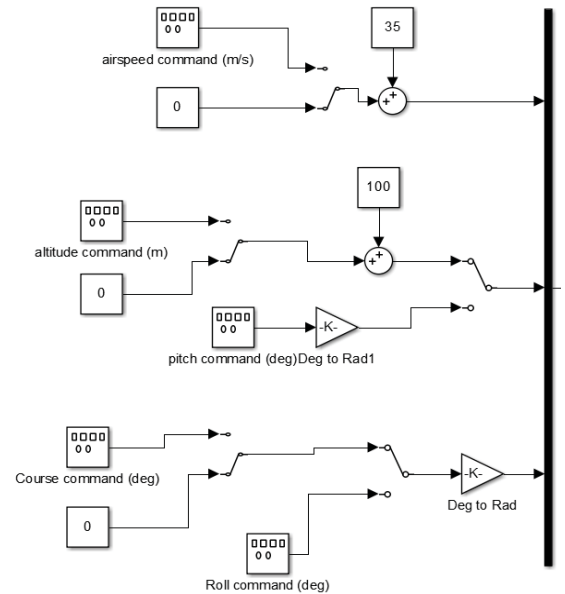


Рис. 12. Входные параметры

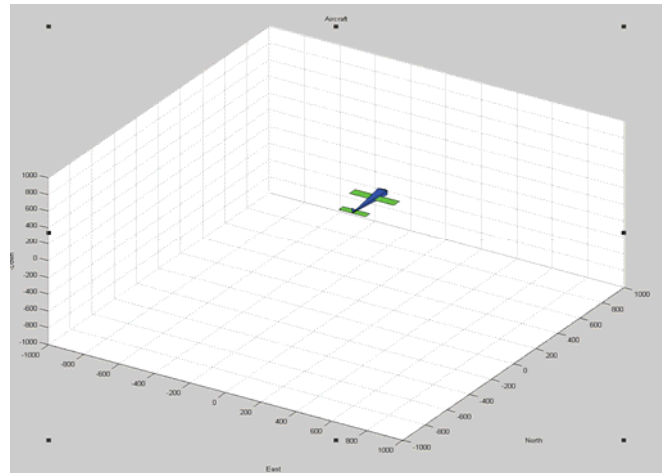


Рис. 13. Полет ЛА при выключенных переключателях

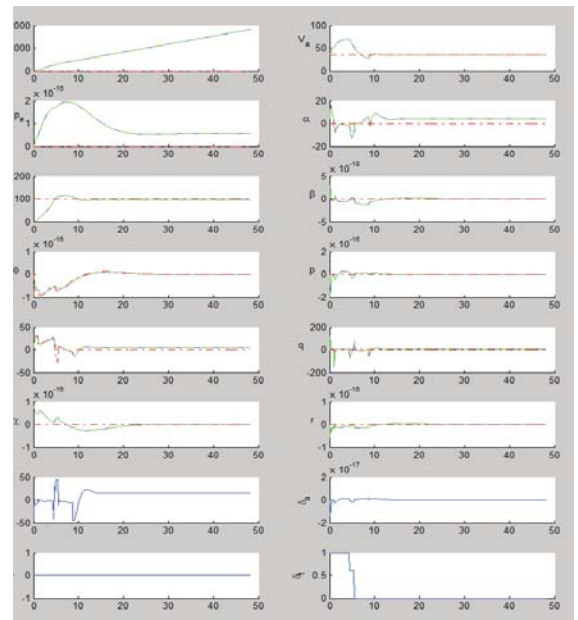


Рис. 14. Графики при выключенных переключателях

В таблице 1 приведены обозначения графиков, которые позволяют отслеживать состояние МБЛА в полете.

Таблица 1

Обозначения, используемые на графиках

p_n	Положение МБЛА по оси, направленной на север, в инерциальной системе координат
p_e	Положение МБЛА по оси, направленной на восток, в инерциальной системе координат
V_a	Воздушная скорость
α	Угол атаки
h	Высота
β	Угол скольжения
φ	Угол крена
p	Угловая скорость крена МБЛА вдоль оси x связанной системы координат
θ	Угол тангажа
q	Угловая скорость тангажа МБЛА вдоль оси y связанной системы координат
χ	Курсовой угол
r	Угловая скорость рыскания МБЛА вдоль оси z связанной системы координат
δ_e	Управляющий сигнал, обозначающий отклонение руля высоты
δ_r	Управляющий сигнал, обозначающий отклонение руля направления
δ_a	Управляющий сигнал, обозначающий отклонение элерона
δ_t	Управляющий сигнал, обозначающий отклонение дросельной заслонки

По графикам можно отследить все важные параметры ЛА в полете. При переключении **airspeed command** (рис. 15), будет получен полет ЛА (рис.16) и графики как на рисунке 17.

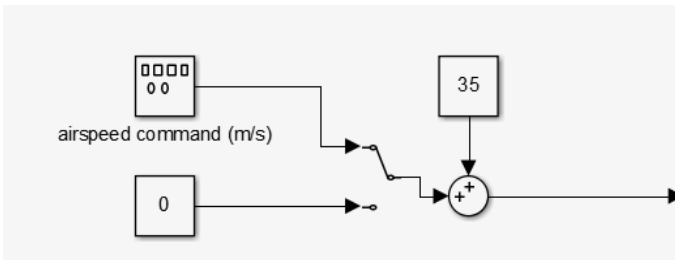


Рис. 15. Выставленный переключатель на airdrop command (m/s)

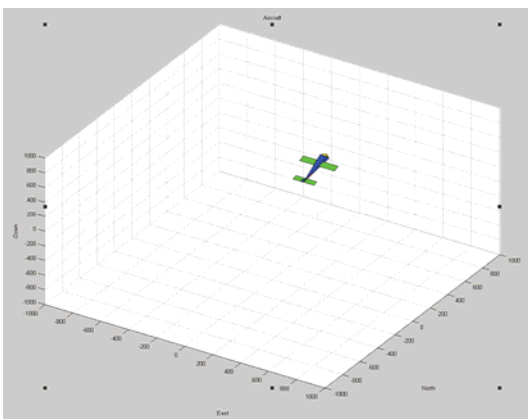


Рис. 16. Полет самолета при включенном переключателе airdrop command

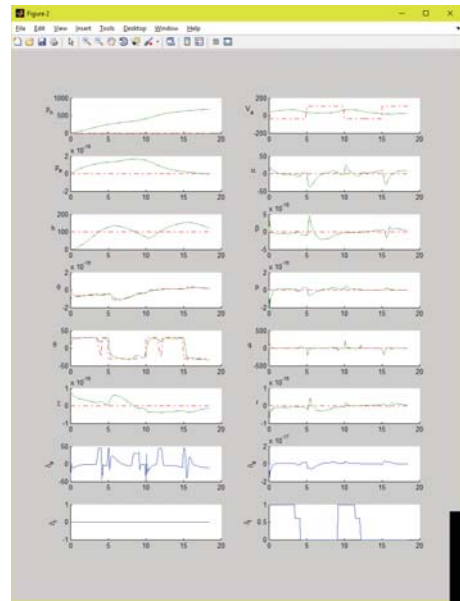


Рис. 17. Графики при включенном переключателе airdrop command

На рис.17 видны кратковременные импульсы амплитудой 35, что соответствует команде изменения скорости, поступающей с передатчика в реальной системе. ЛА пытается обрабатывать поступающий импульс, но не до конца успевает это сделать, т.к. частота импульса слишком большая. Если уменьшить частоту импульса, то ЛА будет корректно обрабатывать изменения высоты, как показано на рис 18.

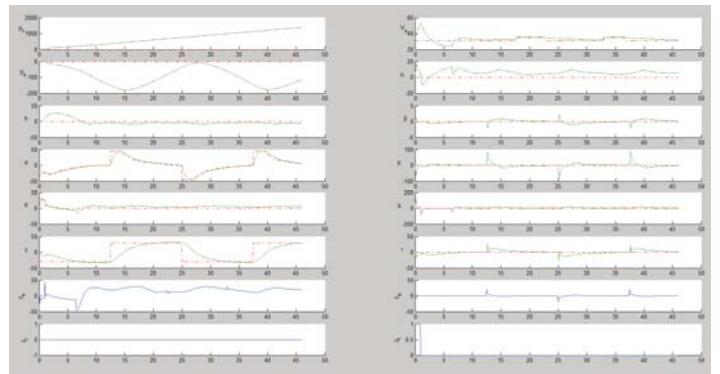


Рис. 18. Графики при включенном переключателе airdrop command и измененной частоте импульсов

Выставим переключатель высоты на altitude command (рис. 19), который подает самолету команды на изменение высоты. На рисунке 20 выделен полет самолета с включенным переключателем, а на рисунке 21 графики полета.

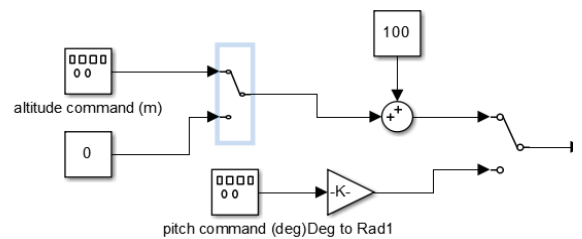


Рис. 19. Переключатель altitude command

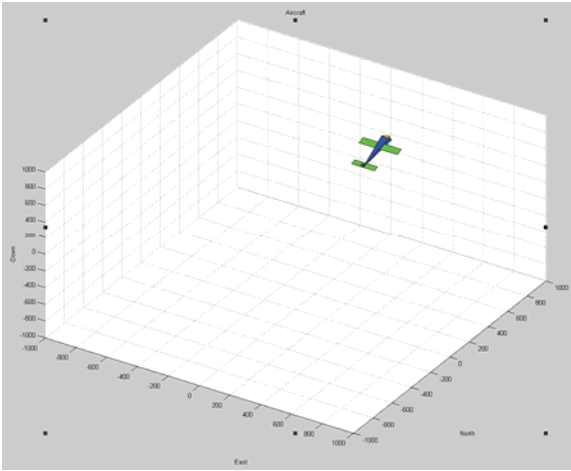


Рис. 20. Полет самолета при включенном переключателе altitude command

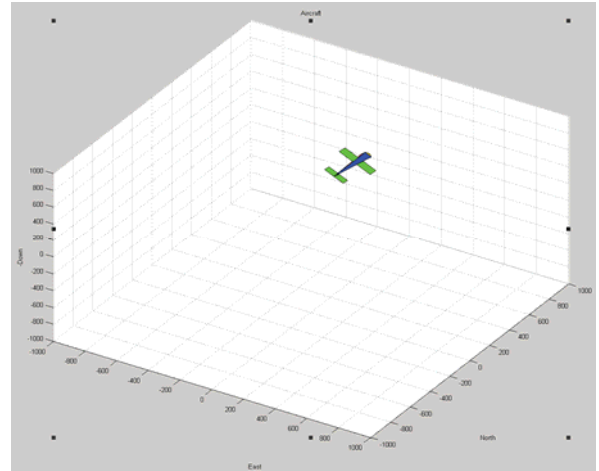


Рис. 23. Полет самолета при включенном переключателе course command

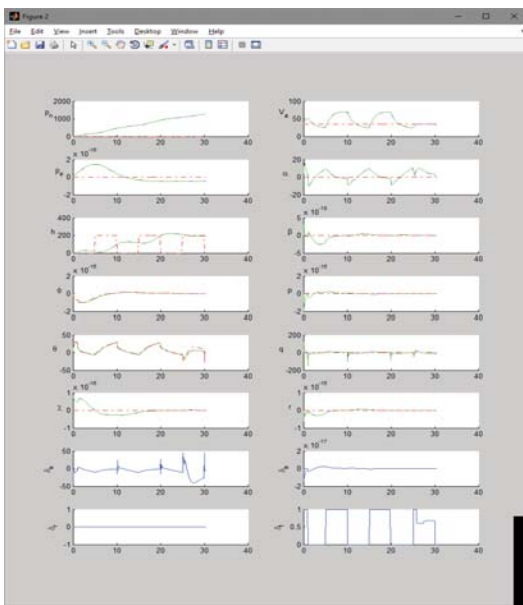


Рис. 21. Графики при включенном переключателе altitude command

На рисунке 21 кратковременные импульсы амплитудой 100, что соответствует команде набора высоты, поступающей с передатчика в реальной системе. ЛА корректно обрабатывает поступающий сигнал и набирает высоту до значения 100, а затем поддерживает стабильное положение.

Выставим переключатель поворотов на course command (рис. 22), который отвечает за направление курса самолета, блок удерживает курс на отметке 0, пошаговый будет изменять от 25 до -25. Полет самолета показан на рисунке 23, а на рисунке 24 – графики.

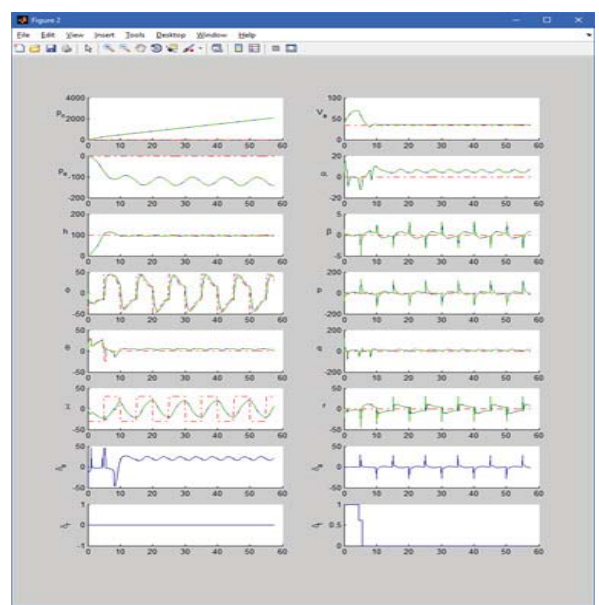


Рис. 24. Графики при включенном переключателе course command

На графике χ курсовой угол изменяется с 0 до 30 градусов. По графикам видно, что летательный аппарат обрабатывает поступающие импульсы.

Заключение

В статье рассмотрены различные системы координат, для понимания как различные тела ориентируются друг относительно друга. Исходя из систем координат создана математическая модель ЛА, которая представляет собой кинематическую и динамическую модель с шестью степенями свободы и двенадцатью переменными состояниями.

С помощью пакета имитационного моделирования Matlab/Simulink построена модель в 3D, которая позволяет отслеживать движение ЛА в пространстве. Построенная модель учитывает воздействие внешних сил, таких как ветер. В процессе моделирования можно изменять параметры ЛА.

При воздействии управляющих импульсов ЛА корректно обрабатывает и с прошествием некоторого времени возвращается на заданный курс, что подтверждает правильность работы системы.

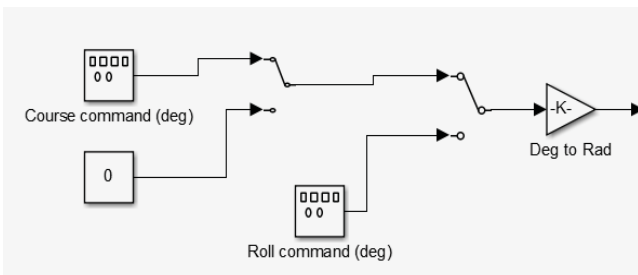


Рис. 22. Переключатель course command

В дальнейшем возможно расширение модели, для создания полностью автоматической системы облета препятствий при следовании из начальной в конечную точку.

Литература

1. Ульянов Г.Н., Иванов С.А., Владыко А.Г. Модель канала управления беспилотного летательного аппарата с нечетким логическим контроллером // Информационно-управляющие системы. 2012. №4 (59).
2. Моржов В.И., Ермачков Ю.А. Моделирование физических процессов в авиации. 2-е изд. М.: Инфра-Инженерия, 2021. 160 с. ISBN 978-5-9729-0579-9.
3. Белов Н.В., Буянов Б.Я. Разработка имитационной модели для регулирования угла крена квадрокоптера с помощью ПИД-регулятора // Телекоммуникации и информационные технологии. 2018. Т. 5. № 2. С. 134-141.
4. Nelson R.C. Flight Stability and Automatic Control. Boston, MA: McGraw-Hill, 2nd ed., 1998.
5. Blakelock J.H. Automatic Control of Aircraft and Missiles. New York: John Wiley & Sons, 2nd ed., 1991.
6. Stevens B.L., Lewis F.L. Aircraft Control and Simulation. Hoboken, NJ: John Wiley & Sons, Inc., 2nd ed., 2003.
7. Yechout T.R., Morris S.L., Bossert D.E., Hallgren W.F. Introduction to Aircraft Flight Mechanics. AIAA Education Series, American Institute of Aeronautics and Astronautics, 2003.
8. Li Y. et al. L1 Adaptive Structure-Based Nonlinear Dynamic Inversion Control for Aircraft with Center of Gravity Variations // Journal of Intelligent & Robotic Systems. 2022. Т. 106. №. 1. С. 4.
9. Ouyang M. et al. Numerical investigation on aerodynamic forces and flow patterns of high-speed trains from open air into long tunnel // Journal of Wind Engineering and Industrial Aerodynamics. 2022. Т. 229. С. 105142.
10. Белов Н.В., Буянов Б.Я. Построение математической модели управления высотой и углами движения БПЛА // Телекоммуникации и информационные технологии. 2018. Т. 5. № 1. С. 100-111.
11. Красовский Н.Н. Теория управления движением. Линейные системы. М.: Наука, 1968.
12. Лебедев А.А., Чернобровкин Л.С. Динамика полета беспилотных летательных аппаратов. М.: Машиностроение, Москва, 1973. 618 с.
13. Byard Randal W., Timothy W. McLain. Small unmanned aerial vehicles: theory and practice. Moscow: Technosphaera. 2015.
14. Матвеев А.В., Бобронников В.Т. Методика проектирования систем управления летательных аппаратов с использованием среды программирования MATLAB/Simulink // «Вестник Московского авиационного института». М.: Изд-во «МАИ принт», 2009. Том 16 № 4. С. 53-61.
15. Abdullah Z.B., Shneen S.W., Dakheel H.S. Simulation Model of PID Controller for DC Servo Motor at Variable and Constant Speed by Using MATLAB // Journal of Robotics and Control (JRC). 2023. Т. 4. №. 1. С. 54-59.

SIMULATION OF AN UNMANNED AIRCRAFT FLIGHT IN MATLAB SIMULINK

Nikita V. Belov, MTUCI, Moscow, Russia, n.v.belov@mtuci.ru
Vladimir N. Repinsky, MTUCI, Moscow, Russia, repinski@rambler.ru

Abstract

In this article, a simulation model of an unmanned aerial vehicle in Matlab Simulink has been developed. To build a simulation model, a mathematical description of the equations of motion of an aircraft (AC) is performed: kinematic and dynamic models with six degrees of freedom and twelve state variables, and a mathematical description of external forces acting on the aircraft is also performed. The simulation model includes several blocks that interact with each other to ensure the operation of the unmanned aerial vehicle: the aircraft dynamics unit, which is responsible for simulating the movement of the aircraft in three dimensions, the autopilot unit, which simulates the operation of the aircraft navigation system and provides stabilization in the air, the control unit engines, which regulates the speed of rotation of the engines depending on the control signals, an external environment block that simulates the air environment in which the aircraft moves. The main advantage of the constructed model is the ability to change the parameters of the aircraft interactively and evaluate the main parameters using graphs. The correctness of the autopilot operation is confirmed by the graphs of transient processes along the three axes of the aircraft: roll, pitch, yaw. In the future, based on the constructed model, it is possible to create a fully automatic obstacle avoidance system that will allow the unmanned aerial vehicle to safely move from the start to the end point, taking into account all the obstacles in the flight path. Thus, the simulation model of an unmanned aerial vehicle based on Simulink makes it possible to evaluate the operation of the autopilot and other aircraft systems with high accuracy and detail. Its use can be useful in the design and testing of new unmanned aerial vehicles.

Keywords: aircraft, SUAV, Simulink, autopilot, 3D model, simulation model.

References

1. Ulyanov G.N., Ivanov S.A., Vladyko A.G. Model of the control channel of an unmanned aerial vehicle with a fuzzy logic controller. *Information and control systems*. 2012. No. 4 (59).
2. Morzhov V.I., Ermachkov Yu.A. Modeling of physical processes in aviation. 2nd ed. Moscow: Infra-Engineering, 2021. 160 p. ISBN 978-5-9729-0579-9.
3. Belov N.V., Buyanov B.Ya. Development of a simulation model for controlling the roll angle of a quadcopter using a PID controller. *Telecommunications and information technologies*. 2018. Vol. 5. No. 2. P. 134-141.
4. Nelson R.C. Flight Stability and Automatic Control. Boston, MA: McGraw-Hill, 2nd ed., 1998.
5. Blakelock J.H. Automatic Control of Aircraft and Missiles. New York: John Wiley & Sons, 2nd ed., 1991.
6. Stevens B.L., Lewis F.L. Aircraft Control and Simulation. Hoboken, NJ: JohnWiley & Sons, Inc., 2nd ed., 2003.
7. Yechout T.R., Morris S.L., Bossert D.E., Hallgren W.F. Introduction to Aircraft Flight Mechanics. AIAA Education Series, American Institute of Aeronautics and Astronautics, 2003.
8. Li Y. et al. LI Adaptive Structure-Based Nonlinear Dynamic Inversion Control for Aircraft with Center of Gravity Variations. *Journal of Intelligent & Robotic Systems*. 2022. Vol. 106. No 1. P. 4.
9. Ouyang M. et al. Numerical investigation on aerodynamic forces and flow patterns of high-speed trains from open air into long tunnel. *Journal of Wind Engineering and Industrial Aerodynamics*. 2022. Vol. 229. P. 105142.
10. Belov N.V., Buyanov B.Ya. Construction of a mathematical model for controlling the height and angles of the UAV movement. *Telecommunications and information technologies*. 2018. Vol. 5. No. 1. P. 100-111.
11. Krasovsky N.N. Theory of motion control. Linear systems. Moscow: Nauka, 1968.
12. Lebedev A.A., Chernobrovkin L.S. Dynamics of flight of unmanned aerial vehicles. Moscow: Mashinostroenie, Moscow, 1973. 618 p.
13. Byard, Randal W., Timothy W. McLain. Small unmanned aerial vehicles: theory and practice. Moscow: Technosfera, 2015.
14. Matveev A.V., Bobronnikov V.T. A technique for designing aircraft control systems using the MATLAB / Simulink programming environment. *Bulletin of the Moscow Aviation Institute*. Moscow: Publishing house "MAI print", 2009. Vol. 16 No. 4. P. 53-61.
15. Abdullah Z.B., Shneen S.W., Dakheel H.S. Simulation Model of PID Controller for DC Servo Motor at Variable and Constant Speed by Using MATLAB. *Journal of Robotics and Control (JRC)*. 2023. Vol. 4. No. 1. P. 54-59.

Information about authors:

Nikita V. Belov, Senior Lecturer, Department of ISUiA MTUCI, Moscow, Russia

Vladimir N. Repinsky, Associate Professor at the Department of ISUiA MTUCI, Moscow, Russia

ASSESSMENT OF QUALITY OF SERVICE CHARACTERISTICS OF SIMILAR TRAFFIC IN GSM STANDARD MOBILE TELECOMMUNICATION NETWORKS

Mehman H. Hasanov,
Azerbaijan Technical University, Baku, Republic of Azerbaijan,
famil_mammadov@mail.ru

Famil H. Mammadov,
Azerbaijan Technical University, Baku, Republic of Azerbaijan,
mhasanovnew@gmail.com

Ali D. Taghiyev,
Azerbaijan Technical University, Baku, Republic of Azerbaijan,
ali.taghiyev.@1974.mail.ru

Gulnar H. Gurbanova,
Azerbaijan Technical University, Baku, Republic of Azerbaijan,
gulnargurbanova1986@mail.ru

DOI: 10.36724/2072-8735-2023-17-6-48-53

Manuscript received 20 April 2023;

Accepted 25 May 2023

Keywords: GSM standard mobile telecommunication networks, GPRS packet traffic, single-channel mass service system, service quality characteristics, relative average waiting time, average length of queue, volume of buffer in the system, time of packets staying in the system

P/M/I, which models the service processes of self-similar GPRS packet traffic in GSM standard mobile telecommunication networks, including Pareto and limited Pareto distributions, and fBM/D/1/∞ type single-channel mass service system, which takes into account the self-similarity of this traffic, has been viewed. Development of telecommunication networks. has gone through many different stages of development to the current modern networks, which eventually resulted in a large number of different types of mobile telecommunication networks. One of such networks is GSM (Global system for mobile communication) standard mobile telecommunication networks. In these networks, the directions of rapid development of modern service services are observed recently, one of these directions is the GPRS (General packet radio service) superstructure service, which is considered the superstructure of the GSM mobile network and carries out the transmission of data in packets. Analytical models of these systems are developed based on them Analytical methods have been proposed for evaluating relevant quality of service characteristics such as the relative average waiting time of packets in these systems, average queue length, buffer volume, and packet dwell time in the system. As well as the nature of the dependence of the shape parameter of the Pareto distribution on the Herst parameter was determined based on the experiment.

Information about authors:

Mehman Huseyn Hasanov, Doctor of Technical Sciences, Prof, Department of "Radio engineering and telecommunication", Azerbaijan Technical University, Baku, Azerbaijan

Famil Hussein Mammadov, Doctor of Technical Sciences, Prof, Department of "Radio engineering and telecommunication", Azerbaijan Technical University, Baku, Azerbaijan

Ali Dashdemir Taghiyev, Candidate of Technical Sciences, PhD, Department of "Radio engineering and telecommunication", Azerbaijan Technical University, Baku, Azerbaijan

Gulnar Hasan Gurbanova, Candidate of Technical Sciences, PhD, Department of "Radio engineering and telecommunication", Azerbaijan Technical University, Baku, Azerbaijan

Для цитирования:

Гасанов М.Г., Мамедов Ф.Г., Тагиев А.Д., Гурбанова Г.Х. Оценка качественных характеристик обслуживания аналогичного трафика в сетях мобильной связи стандарта GSM // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2023. Том 17. №5. С. 48-53.

For citation:

Hasanov M.H., Mammadov F.H., Taghiyev A.D., Gurbanova G.H. (2023) Assessment of quality of service characteristics of similar traffic in GSM standard mobile telecommunication networks. *T-Comm*, vol. 17, no.6, pp. 48-53.

Introduction

Development of telecommunication networks [1]. has gone through many different stages of development to the current modern networks, which eventually resulted in a large number of different types of mobile telecommunication networks. One of such networks is GSM (Global system for mobile communication) standard mobile telecommunication networks [2]. In these networks, the directions of rapid development of modern service services are observed recently, one of these directions is the GPRS (General packet radio service) superstructure service, which is considered the superstructure of the GSM mobile network and carries out the transmission of data in packets. The GPRS superstructure service was developed to provide access to the Internet through a mobile phone and to extend the GSM standard mobile telecommunication network. The data transmitted over the channel is called GPRS packet traffic, similar to Internet traffic, which is mainly TCP and UDP traffic [2].

The behavior of GPRS packet traffic determines the state of the network, that is, knowing the behavior of this traffic allows network developers to evaluate the quality of service characteristics of the traffic, design, configure future network technologies and choose the optimal configuration [1]. The GPRS superstructure service allows to exchange information between subscribers of the GSM mobile telecommunication network, with other foreign networks, including the Internet, as well as to charge for services based on the amount of information given/received, not on the basis of time. When using this service, information is packed into packets and sent to the addressee through unused channels. GPRS superstructure technology ensures more efficient use of GSM standard mobile telecommunication network resources.

In the GPRS superstructure, speech traffic is unconditionally dominant, so the transmission speed depends not only on the capabilities of the equipment, but also on the network load. The use of several channels at the same time during the transmission ensures a high transmission speed of information [2]. There are different examples of the GPRS superstructure, both according to the speed of data transfer and the simultaneous transmission of data and speech information. The GPRS superstructure technology has the following advantages [2]: high transmission speed, service rate calculation is independent of connection duration, fast and stable connection, simultaneous transmission of data and voice information without disconnection, as well as phone energy resources during connection. efficient use. GSM is the transmission of video, speech, data, Internet traffic, etc. on a single channel in standard mobile telecommunication networks. Transmission has led to the functioning of these networks as multiservice communication networks, which determines the relevance of the assessment of service quality characteristics in the considered networks.

Statement of the problem

For a long time, it was considered that the traffic in GSM standard mobile telecommunication networks was described by the classical Poisson distribution, and the calculation of service quality characteristics of these networks was based on Markov models and Erlang formulas. Later, as a result of experimental research [3] conducted on GSM standard mobile telecommunication networks with GPRS superstructure packet

switching, it was proved that the traffic has a complex structure, unlike the Poisson flow, that is, it has a self-similar characteristic. This type of traffic is characterized by having a special packet structure and sufficient beats. Packets traveling at high speed on the monitored networks arrive at their nodes not individually, but as a whole packet. Traffic in such networks is bursty in nature, which increases the probability of congestion at the nodes of the network, causes buffer overflows, which cause packet loss or delays in the network, and bumps in the traffic lead to changes in the transmission speed of information packets. The reason for all this is the existence of a long-term dependence between the moments of packet drop at different time points determined by the correlation function.

Current research in this field [3] shows that calculation methods based on Poisson models and Erlang formulas, which are successfully used in the design of channel switching networks, lead to unreasonably optimistic solutions and network resources when calculating the quality of service characteristics of similar GPRS packet traffic in GSM standard telecommunication networks. leads to an incorrect assessment of the real needs. Therefore, when GPRS packet traffic is served in the considered networks, special attention is paid to ensuring its quality of service characteristics.

The Herst parameter H ($0.5 \leq H < 1$) is used to quantitatively estimate the degree of self-similarity of GPRS packet traffic. The characteristics of GPRS packet traffic served by these networks are influenced by the high-speed services, services and applications used by mobile subscribers, which lead to a "heavy tail" distribution of packet drop times in such networks. Therefore, it is important to use the Pareto, restricted Pareto, Weybull and lognormal distributions, which are characteristic of the heavy tail distribution, as well as mass service systems that take into account the self-similarity of GPRS packet traffic, when evaluating the quality of service characteristics of GSM standard mobile telecommunication networks. Taking these points into account, the P/M/1 containing Pareto and limited Pareto distributions, which are used in most cases for calculating the quality of service characteristics of self-similar GPRS packet traffic in GSM standard mobile telecommunication networks, as well as considering the self-similarity of this traffic, are presented in this work. The issue of using a one-channel mass service system of the fBM/D/1/ ∞ type is set.

Purpose of work. Quality of service of self-similar traffic in GSM standard mobile telecommunication networks based on P/M/1, which includes Pareto and limited Pareto distributions, as well as fBM/D/1/ ∞ type single-channel mass service systems that take into account the self-similar characteristic of traffic evaluation of its characteristics.

Problem solving

GSM standard mobile communication in order to evaluate the quality of service characteristics of GPRS packet traffic similar to itself in the network, these networks are described as a single-channel mass service system of type P/M/1 with an exponential distribution M , with a Pareto flow P at its input [3,4], whose distribution function is determined by the following formula:

$$F(\tau) = 1 - (k/\tau)^\alpha, k > 0, \alpha > 0, \tau > k, \quad (1)$$

where τ – the time interval between the moments when packets arrive at the system entrance, k – scale factor of Pareto distribution;

α – is the shape parameter of the Pareto distribution, which is 1 when the Herst parameter varies in the range $0.5 \leq H \leq 1 \leq \alpha \leq 2$.

interaction between the shape parameter and the Herst parameter H is defined as follows [4,5]: α

$$\alpha = 3 - 2H. \quad (2)$$

To determine the nature of the interaction between the shape parameter and the Herst parameter, based on the formula (2), the Herst parameter $H = 0.6; 0.7; 0.8; 0.9$; A calculation experiment was conducted using the values of 0.8, 0.9 and 1. Based on the results of the experiment, the calculation is based on the shape parameter of the Pareto distribution A graph of interaction between the Hurst parameters was constructed (Fig. 1).

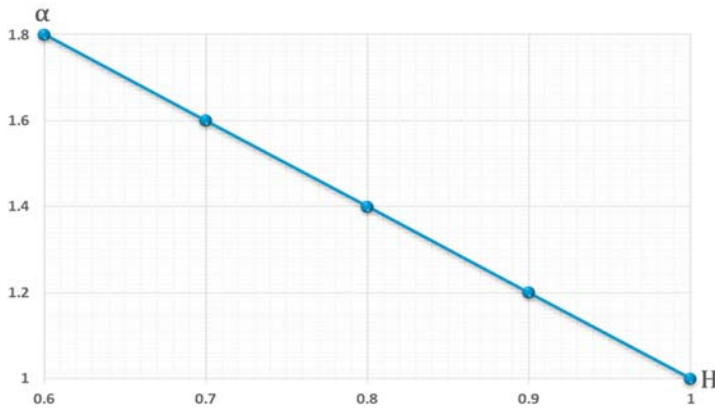


Fig. 1. Graph of the dependence of the shape parameter of the Pareto distribution on the Herst parameter

The analysis of this graph shows that the interaction between the Pareto distribution shape parameter and the Pareto parameter has a non-linear nature and is distributed with a law close to the exponential distribution, which is explained by the self-similarity of traffic.

In Pareto distribution, the intensity of packets falling into the network λ is inversely proportional to the mathematical expectation of the time intervals between the moments of packets falling into the system [3, 4], that is:

$$\lambda = 1/m, \quad (3)$$

where m is the mathematical expectation of the time intervals between the moments of packets entering the system [3, 4], which is determined by the following formula:

$$m = \alpha k / (\alpha - 1) = 1/\lambda, \quad (4)$$

where k is the scaling factor of the Pareto distribution [3, 4], which is determined as follows depending on the shape parameter and the intensity of the packet flow into the network:

$$k = (\alpha - 1) / \alpha \lambda. \quad (5)$$

The length of the service time of the packet flow in the considered system τ_x is inversely proportional to the average service intensity of the packet flow μ in this system [4, 5], that is:

$$\tau_x = 1/\mu, \quad (6)$$

The load of GSM standard mobile telecommunication networks depends on the average service intensity of the packet flow and is determined as follows [4, 53, 4]:

$$\rho = \lambda \mu, \quad (7)$$

where λ is determined by the formula (3).

limit the value of $0 \leq \rho \leq 1$ the average service intensity of the flow of packets in the system, then we get the change of the load of the system $0 \leq \lambda \leq 1$ ranges [4, 5]. At this time, the relative average waiting time of packets in the system is determined by the following formula:

$$\bar{T}_{r.a.w} = \tau_w / \tau_x,$$

where τ_w – is the length of the waiting time of packets in the system, τ_x – is determined by the formula (6).

To determine the average length of the queue L in the considered system, the Pollachek-Khinchin formula is usually used [4,5] and is written by the following formula:

$$L = (\rho^2 / (1 - \rho)) ((C_i^2 + C_o^2) / 2), \quad (8)$$

where m and ρ – are determined by formulas (4) and (7), respectively, $C_c^2 = 1$ – the change in output packet flow,

C_i^2 – is the variance of the input packet flow, σ – is the variance of the input packet flow [4,5], which can be written accordingly as follows:

$$C_i^2 = \sigma^2 / m^2, \quad 1 < \alpha < 2, \quad \sigma^2 = \alpha k^2 / ((\alpha - 1)^2 (\alpha - 2)),$$

where α and k are determined by formulas (2) and (5), respectively.

The assessment of quality of service characteristics of self-similar traffic in GSM standard mobile telecommunication networks was also considered based on the restricted Pareto distribution. For this purpose, the considered network is described as a P/M/1 type single-channel mass service system, which includes a bounded Pareto distribution, an exponential distribution. It is known that the random τ_w quantity of packet waiting time length in this system cannot be greater than any maximum threshold value of x [4,5]. In this case, the distribution function given in formula (1) takes the following form:

$$F_{limit.} = (1 - (k/\tau)^\alpha) / (1 - (k/x)^\alpha), \quad 0 < k < x, \quad \alpha > 0.$$

In this case, the mathematical expectation of the shape parameter of the limited Pareto distribution changes significantly and takes the following form:

$$m_{limit.} = (\alpha / (\alpha - 1)) X (x^\alpha k - x k^\alpha) / (x^\alpha - k^\alpha). \quad (9)$$

This formula is $x \rightarrow \infty$ allows us to see the approximation to formula (2) under the condition:

$$m_{limit.} = ((\alpha - k) / (\alpha - 1)) X (1 - (k/x)^{\alpha-1}) / (1 - (k/x)^\alpha) = m (1 - (k/x)^{\alpha-1}) / (1 - (k/x)^\alpha). \quad (10)$$

The variance of the limited Pareto distribution takes the following form after a number of simplifications [5,6]:

$$\sigma_{limit.}^2 = (\alpha / (2 - \alpha)) X ((x^2 k^\alpha - x^\alpha k^2) / (x^\alpha - k^\alpha)) - m_{limit.}^2. \quad (11)$$

If we consider and solve formula (10) in (11), the change of the input flow for a limited Pareto distribution $G_{g.m.}^2$ takes the following form after a number of simplifications:

$$\sigma_{limit.}^2 = (\sigma_{limit.}^2 / m_{limit.}^2) = ((\alpha - 1)^2 / \alpha (2 - \alpha)) \cdot (((x^2 k^\alpha - x^\alpha k^2) X (x^\alpha - k^\alpha)) / (x^\alpha k - x k^\alpha)^2) - 1. \quad (12)$$

When using the restricted Pareto distribution, the relative average waiting time of the queue for the system is $T_{r.a.w.t.}$ equal to:

$$\bar{T}_{r.a.w.t.} = L/\rho. \tag{13}$$

where ρ and L – are determined by formulas (7) and (8), respectively.

If we consider the formulas (7), (8) and (12) mentioned above and solve them in (13), we get the following final formula for the calculation of the relative average waiting length for the P/M/1 mass service system with a limited Pareto distribution:

$$\begin{aligned} \bar{T}_{r.a.w.t.} &= (\rho^2/(1-\rho))((C_{limit}^2 + 1)/2) = \\ &= (\rho/(1-\rho)) X((\alpha-1)^2/(2\alpha(2-\alpha))) X \\ &X((x^2k^\alpha - x^\alpha k^2)(x^\alpha - k^\alpha)/(x^\alpha k - xk^\alpha)^2) \end{aligned}$$

Now let's look at the evaluation of the quality of service characteristics of similar traffic in GSM standard mobile telecommunication networks on the example of a one-channel mass-vi service system that takes into account the characteristics of this traffic. In order to evaluate the quality of service parameters of self-similar traffic in such networks, let us describe these networks as a one-channel mass service system fBM/D/1/∞ containing a fractal Brownian flow fBM, a fixed service time D, and an infinite queue (Fig. 2).

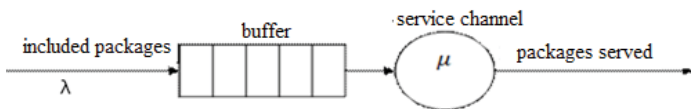


Fig. 2. One-channel mass service system

Let's assume that the traffic with a self-similar characteristic enters the buffer input of the considered mass service system with intensity λ , is served on the service channel μ with a constant service intensity, and is delivered to its output. At this time, based on the methodology proposed by Horros [6], the number of packets falling on the network during the period t is determined by the following formula:

$$A(t) = \lambda t + \sqrt{\lambda \alpha} Z(t),$$

where α -scale factor, $Z(t)$ – is the normalized fractal Brownian motion with Herst parameter H .

At this time, the probability that the number of packets in the system exceeds the value of N random quantity x is determined by the following formula:

$$P(N > x) = \Phi(x/\sqrt{\alpha\lambda})^{(1-H)/H} X((\mu - \lambda)/\sqrt{\alpha\lambda}), \tag{14}$$

where $\Phi(x)$ is the additive distribution function of the standard Gaussian distribution.

Additive distribution function of the Gaussian distribution includes the blocking function of packets in a buffer whose volume is limited to x number of packets, which is defined as:

$$\Phi(x) = (1/\sqrt{2\pi} (1+x))e^{x^2/2}. \tag{15}$$

the possibility of packet blocking in the mass service system under $P_B = \varepsilon$ consideration, then formula (14) takes the following form:

$$P(N > x) = \varepsilon,$$

At this time, let's write the formula (15) for calculating the volume of the buffer as follows:

$$\begin{aligned} (1-\rho)/\rho^{2H} X(\mu^{H-\frac{1}{2}} X x^{\frac{1-H}{H}}) = \\ = \alpha^{1/(2H)} X \Phi^{-1}(\varepsilon) = const, \tag{16} \end{aligned}$$

where μ - is the constant service intensity in the service channel, x is the volume of the buffer in the considered system, ρ – is determined by the formula (7).

The volume of the buffer in the considered system can be calculated by the following formula obtained on the basis of formula (16):

$$x = const(Z^{1/(2-2H)})/(1-\rho)^{H/(1-H)}. \tag{17}$$

The time the packets stay in the system can be determined by the following formula by taking into account and solving formulas (3), (4), (5) and (17) in Littla's formula:

$$T = x/\lambda = const(\lambda^{\frac{2H-1}{2-2H}}/(\mu^{\frac{1}{2-2H}})(1-\rho)^{H/(1-H)}).$$

GSM standard mobile telecommunication networks based on single-channel mass service systems of the fBM/D/1/∞ type, which take into account the self-similarity of GPRS packet traffic with Pareto and limited Pareto distribution P/M/1, characterized by heavy "heavy tail" distribution evaluation of quality of service characteristics of similar traffic has been completed.

Conclusion

An analysis of the results of the existing experimental research conducted on the GSM standard mobile telecommunication networks was carried out, and with these studies, it was shown that the GPRS packet traffic in the considered networks has a similar characteristic. An experiment was conducted to determine the nature of the dependence of the shape parameter of the Pareto distribution on the Herst parameter in GSM standard mobile telecommunication networks, and due to the analysis of the results of the experiment, it was noted that the interaction between the shape parameter of the Pareto distribution and the Pareto parameter has a non-linear nature and is distributed with a law close to the exponential distribution. has been done.

GPRS packet traffic, which has a similar feature in GSM standard mobile telecommunication networks, was considered. For this purpose, analytical models of networks considered based on Pareto distribution P/M/1 type mass service system were developed and based on these models, the relative average waiting time of packets in the system, evaluation of service quality characteristics such as average queue length of packets in the system using the Pollachek-Khinchin formula analytical methods have been proposed.

GPRS packet traffic, which has a similar characteristic in GSM standard mobile telecommunication networks, analytical models of the considered networks based on the limited Pareto distribution P/M/1 type mass service system were developed and based on them, for the evaluation of the relative average waiting time of packets in these networks. analytical method is proposed.

Order to evaluate the quality of service characteristics of GPRS packet traffic, which has a self-similar feature in GSM standard mobile telecommunication networks, analytical models of the considered networks based on the fBM/D/1/∞ type single-channel mass service system, which takes into account the self-similar feature of this traffic, have been developed, and based on these models, the buffer Analytical methods have been proposed

for estimating quality of service characteristics such as volume and packet dwell time using Littla's formula .

References

1. N.N. Busnyuk, G.I. Melyanets. Mobile communication systems: study guide. manual for students of the specialty 1-98 01 03 "Information security software". Minsk: BSTU, 2018. 153 p.
2. A.S. Pastukhov, S.B. Matveev. Research of experimental data of GPRS traffic on fractal properties in a cellular communication network of the GSM standard. *Bulletin of the Chuvash University*. 2007. No. 2, pp. 244-249.
3. S.M. Odoevsky, A.K. Kocheshkov, A.V. Busygin. Features of modeling the process of servicing multimedia traffic based on the Pareto distribution. Proceedings of the XXV International Scientific and Technical Conference "Radar, Navigation, Communication", dedicated to 160 – anniversary of the birth of A.S. Popov. Voronezh, 2019, pp. 295-302.
4. S.M. Odoevsky, A.V. Busygin. Analytical model of multimedia service traffic with Pareto distribution based on the approximation of simulation results. *Control, communication and security systems*. No.1. 2020, pp. 74-108.
5. A.G. Lozhkovsky. Theory of queuing in telecommunications: textbook. Odessa: ONAT im. A. S. Popova, 2012. 112 p.
6. Ko Kadiri, <https://journaljsrr.com/index.php/JSRR/article/view/1631> Samuel Oluwaseun, Lawal Olawale, Saheed Babatunde. Assessment of Call Voice Quality of GSM Network Operators in 5 Cities in Kwara State, *Journal of Scientific Research and Reports*, pp. 1-7. DOI: 10.9734/jsrr/2019/v22i630106, Published: 3 April.
7. John Steenbruggen, Maria Teresa Borzacchiello, Peter Nijkamp & Henk Scholten .Mobile phone data from GSM networks for traffic parameter and urban spatial pattern assessment: *a review of applications and opportunities*, Springer, *GeoJournal*. 2013. Vol. 78, pp. 223-243.
8. M.R. Raza, M. Fiorani, A. Rostami, P. Öhlen, L. Wosinska, and P. Monti, Benefits of Programmability in 5G Transport Networks, *Optical Fiber Communication Conference, OSA Technical Digest* (online) (Optica Publishing Group, 2017).
9. Mohammad Dehghani Soltani, Elham Sarbazi, Nikolaos Bamiedakis, Priyanka de Souza, Hossein Kazemi, Jaafar MH Elmoghani, Ian H. White, Richard V. Penty, Harald Haas , Majid Safari : Safety Analysis for Laser-Based Optical Wireless Communications: A Tutorial. *Proc. IEEE*, 2022, 110(8), pp. 1045-1072.
10. Paul Wright, Catherine White, Ryan C. Parker, Jean-Sébastien Pegon, Marco Menchetti, Joseph Pearse, Arash Bahrami, Anastasia Moroz, Adrian Wonfor, Richard V. Penty, Timothy P. Spiller, Andrew Lord: 5G Network Slicing with QKD and Quantum-Safe Security. CoRR abs/2007.03377 (2020).
11. Fabricio Carvalho de Gouveia and Thomas Magedanz *Telecommunication systems and technologies*. Vol. II. Quality of Service in Telecommunication Networks – Encyclopedia of Life Support Systems (EOLSS), p. 21.
12. O.A. Osahenvenwen, O.S. Ikheba, Evaluation of QoS in Mobile Communication Networks, *International Journal of Computer Science and Telecommunications*. Vol. 6, Issue 11, December 2015, pp. 25-29.
13. N. Hosseini, H. Jamal, J. Haque, T. Magesacher and D. W. Matolak, "UAV Command and Control, Navigation and Surveillance: A Review of Potential 5G and Satellite Systems," 2019 IEEE Aerospace Conference, Big Sky, MT, USA, 2019, pp. 1-1.
14. Abdulhalim Fayad, Tibor Cinkler, Jacek Rak and Manish Jha, Design of Cost-Efficient Optical Fronthaul for 5G/6G Networks: An Optimization Perspective, *Sensors* 2022, 22(23), 9394.

ОЦЕНКА КАЧЕСТВЕННЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ОБСЛУЖИВАНИЯ АНАЛОГИЧНОГО ТРАФИКА В СЕТЯХ МОБИЛЬНОЙ СВЯЗИ СТАНДАРТА GSM

Мехман Гусейн Гасанов, Азербайджанский Технический Университет, Баку, Азербайджан, mhasanovnew@gmail.com
Фамиль Гусейн Мамедов, Азербайджанский Технический Университет, Баку, Азербайджан, famil_mammadov@mail.ru
Али Дашдемир Тагиев, Азербайджанский Технический Университет, Баку, Азербайджан, alu.mazuev.@1974.mail.ru
Гульнар Хасан Гурбанова, Азербайджанский Технический Университет, Баку, Азербайджан, gulnargurbanova1986@mail.ru

Аннотация

Проведен анализ результатов существующих экспериментальных исследований, проведенных на сетях мобильной связи стандарта GSM, и с помощью этих исследований было показано, что пакетный трафик GPRS в рассматриваемых сетях имеет аналогичную характеристику. Также проведен эксперимент по определению характера зависимости параметра формы распределения Парето от параметра Херста в сетях мобильной связи стандарта GSM. Благодаря анализу результатов эксперимента отмечено, что взаимодействие между параметр формы распределения Парето, а параметр Парето имеет нелинейный характер и распределяется по закону, близкому к экспоненциальному. Разработаны аналитические модели рассматриваемых сетей на основе распределения Парето типа P/M/I системы массового обслуживания и на основе этих моделей вычислено относительное среднее время ожидания пакетов в системе, оценка таких характеристик качества обслуживания, как средняя очередь длины пакетов в системе с использованием формулы Поллачека-Хинчина предложены аналитические методы пакетного трафика GPRS, имеющего аналогичную характеристику в сетях мобильной связи стандарта GSM. Для оценки характеристик качества обслуживания пакетного трафика GPRS, обладающего автомодельным свойством в сетях мобильной связи стандарта GSM, использованы аналитические модели рассматриваемых сетей на основе одноканального массового обслуживания типа fBM/D/1/∞. разработана система, учитывающая самоподобную особенность этого трафика, и на основе этих моделей предложены аналитические методы буфера для оценки характеристик качества обслуживания, таких как объем и время пребывания пакетов, с использованием формулы Литтла.

Ключевые слова: сети мобильной связи стандарта GSM, пакетный трафик GPRS, одноканальная система массового обслуживания, характеристики качества обслуживания, относительное среднее время ожидания, средняя длина очереди, объем буфера в системе, время пребывания пакетов в системе.

Литература

1. Буснюк Н.Н., Мелянец Г.И. Системы мобильной связи: учеб.-метод. пособие для студентов специальности 1-98 01 03 "Программное обеспечение защиты информации". Минск: БГТУ, 2018. 153 с.
2. Пастухов А.С., Матвеев С.Б. Исследование экспериментальных данных GPRS-трафика на фрактале свойства в сети сотовой связи стандарта GSM // Вестник Чувашского университета. 2007. № 2. С. 244-249.
3. Одоевский С.М., Кочешков А.К., Бусыгин А.В. Особенности моделирования процесса обслуживания мультимедийного трафика на основе распределения Парето // Материалы XXV Международной научно-технической конференции "Радиолокация, навигация, связь", посвященной 160-летию со дня рождения А.С. Попова. Воронеж, 2019. С. 295-302.
4. Одоевский С.М., Бусыгин А.В. Аналитическая модель мультимедийного сервиса Трафик с распределением Парето на основе аппроксимации результатов имитационного режима // Системы управления, связи и безопасности. №1. 2020. С. 74-108.
5. Ложковский А.Г. Теория массового обслуживания в телекоммуникациях: учебник. Одесса: НАС им. А. С. Попова, 2012. 112 с.
6. Ко Кадири, Самуэль Олувасеун, Лавал Олавале, Сахид Бабатунде. Оценка качества голоса при вызове операторов сети GSM в 5 городах штата Квара // Журнал научных исследований и отчетов. С. 1-7, DOI: 10.9734/jsrr/2019/v22i630106.
7. Джон Стинбрюгген, Мария Тереза Борзакьялло, Петер Нейкамп и Хенк Шолтен. Данные мобильных телефонов из сетей GSM для оценки параметров трафика и городской пространственной структуры: обзор приложений и возможностей, Springer // Geojournal. Т. 78. С. 223-243. 2013.
8. Раза М.Р., Фиорани М., Ростами А., Олен П., Восинска Л., Монти П. Преимущества программируемости в транспортных сетях 5G // Конференция по оптоволоконной связи, Технический дайджест OSA (онлайн). Издательская группа Optica, 2017.
9. Мохаммад Дехгани Солтани, Эльхам Сарбазы, Николаос Бамиедакис, Прианка де Соуза, Хоссейн Каземи, Джаафар М.Х. Эльмиргани, Ян Х. Уайт, Ричард В. Пенни, Харальд Хаас, Маджид Сафары. Анализ безопасности для лазерной оптической беспроводной связи: А Руководство. проц. IEEE 110(8). С. 1045-1072. 2022.
10. Пол Райт, Кэтрин Уайт, Райан С. Паркер, Жан-Себастьян Пегон, Марко Менчетти, Джозеф Пирс, Араш Бахрами, Анастасия Мороз, Адриан Вонфор, Ричард В. Пенни, Тимоти П. Спиллер, Эндрю Лорд. Нарезка сети 5G с помощью QKD и Квантовая безопасность. CoRR абс/2007.03377. 2020.
11. Фабрицио Карвалью де Гувейя и Томас Магеданс. Телекоммуникационные системы и технологии. Вып. II. Качество обслуживания в телекоммуникационных сетях – Энциклопедия систем жизнеобеспечения (EOLSS). С. 21.
12. Осахенемвен О.А., Ихеба О.С. Оценка качества обслуживания в сетях мобильной связи // Международный журнал компьютерных наук и телекоммуникаций. Т. 6, выпуск 11, декабрь 2015. С. 25-29.
13. Хоссейни Н., Джамал Х., Хак Дж., Магесахер Т., Матолак Д.В. Командование и управление БГЛА, навигация и наблюдение: обзор потенциальных 5G и спутниковых систем // Аэрокосмическая конференция IEEE, 2019. Big Sky, MT. , США, 2019. С. 1-1.
14. Абдулхалим Файад, Тибор Цинклер, Яцек Рак и Маниш Джха. Проект экономичной оптической сети для сетей 5G/6G: перспектива оптимизации // Сенсоры 2022, 22 (23), 9394.

Информация об авторах:

Мехман Гусейн Гасанов, доктор технических наук, профессор, Кафедра "Радиотехника и телекоммуникации", Азербайджанский Технический Университет, Баку, Азербайджан

Фамиль Гусейн Мамедов, доктор технических наук, профессор, Кафедра "Радиотехника и телекоммуникации", Азербайджанский Технический Университет, Баку, Азербайджан

Али Дашдемир Тагиев, кандидат технических наук, PhD, Кафедра "Радиотехника и телекоммуникации", Азербайджанский Технический Университет, Баку, Азербайджан

Гульнар Хасан Гурбанова, кандидат технических наук, PhD, Кафедра "Радиотехника и телекоммуникации", Азербайджанский Технический Университет, Баку, Азербайджан

THE PECULIARITIES OF OPTIMAL GROUPAGE CARGO ARRANGEMENT IN A SEMITRAILER ALGORITHM

DOI: 10.36724/2072-8735-2023-17-6-54-60

Manuscript received 24 April 2023;
Accepted 17 May 2023

Sabeena M. Isajeva,
FSAEI HE Russian university of transport, Academy of basic
training, Moscow, Russia, isaeva-sabina@yandex.ru

Egor A. Shobanov,
FSAEI HE Russian university of transport, Academy
"High engineering school", Moscow, Russia,
egorco.sa@gmail.com

Keywords: python; shipments; cartesian coordinate
system; designing; cargo; semitrailer

This article dwells upon the peculiarities of optimal groupage cargo arrangement in a semitrailer algorithm. Nowadays it is quite important to optimize logistics processes due to high demand of this kind of service. The author describes a developing and designing process of special application that automatically arranges cargos in a semitrailer. The text gives valuable information referred to a semitrailer structure and logistics. It is spoken in detail about eight steps explaining the whole process of development. Much attention is given to one particular step explaining application operation in stages. Such an application is rather user friendly, so any logistics manager can use it without instructions. The solution is applicable to real use case with some final improvements towards compatibility with other systems and also this solution helps in speeding up some workflows in logistics services, so some funds can be saved. The exact amount of savings can differ from company to company due to individual internal structure. Summing up the results, it can be concluded that the solution is rather multipurpose, in other terms it can be applicable to multiple companies with some refinements due to specific company's requests.

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. Podkhal'din, 2nd year undergraduate student of the Computer Engineering Department, Southwestern State University, Kursk, Russia

Для цитирования:

Исаева С.М., Шобанов Е.А. Особенности разработки алгоритма визуализации оптимальной расстановки груза в грузовом полуприцепе // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2023. Том 17. №6. С. 54-60.

For citation:

Isajeva S.M., Shobanov E.A. The peculiarities of optimal groupage cargo arrangement in a semitrailer algorithm. *T-Comm*, vol. 17, no.6, pp. 54-60. (in Russian)

Introduction

In the modern world exists the problem of arranging cargos inside semi-trailer, which has always been done by humans. This approach can take a lot of time and results may not satisfy cargo company. Some similar systems exist nowadays, but these systems are made by special IT companies exclusively. In fact, some systems can upload some arrangement tips to worker's tablet [3]. However, this tips and arrangement suggestions are not useful enough and there are no calculation methods to finally make 3D model – the real applicable thing.

Problem statement

AP GRUPP logistics* has been in need of a software product for visualization of cargo arrangement in the car body and automatic formation of shipments according to the destinations specified in the cargo parameters. This product will be used by a shipment manager.

Company manager has put forward the following demands:

- the form of input and output should be based on database tables. (Output for checking);
- visualization output as future possibility;
- editing of the existing dispatches;
- an indentation included in generated tables output;
- editing the dispatches to enter the approved date.

Analysis of initial data

For the implementation of the project, the AP GRUPP logistics company obtained the initial data containing the consecutive consignments with their parameters (weight, length, width, height, price of shipment and etc.) [5].

On the analysis there have been agreed some important details such as:

- 1) There is a departure and arrival point in the cargo parameters, so it is convenient for the customer to ship cargoes that have departure points within a 100 km radius, as well as arrival points. However, arrival points can similarly be located within a 100 km radius of any point on a straight line connecting the centers of the two circles within which most departure and arrival points are located. The diagram of the delivery area described in this paragraph looks like this (Fig. 1):

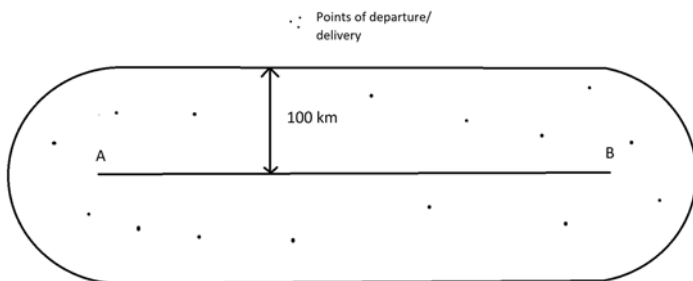


Fig. 1. Operating scheme

* The new faculty of Russian university of transport – the Academy of high engineering school has given its students several projects to solve within project activity academic study. One of them has been suggested by one of the Academy's partners – AP GROUP logistics company.

- 2) Some shipments may have a priority or some benefit for the company, so the manager should be able to add the packages to the shipment, even if the arrival point of the shipment is not defined by the program as intermediate.

Designing and creating an algorithm

The algorithm development is rather simple. Due to the employer requirements, a block diagram has been made (Fig. 2):

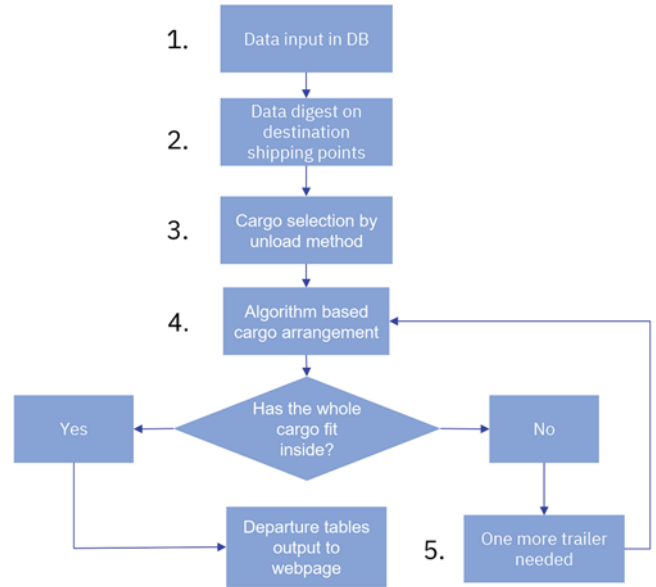


Fig. 2. Operation of application

Diagram construction is crucially important in project development, because designer needs to know how exactly he should connect all modules to make product as much holistic as it possible. For example, dividing algorithm into separate functions, known as the application is leading to ease in application development [9].

The 1st step in creating the algorithm was to form classes that store information about cargo. Within the Python algorithm, it is much more convenient to refer to cargo parameters if classes are used, for example, this variable will contain the weight of some cargo "link_to_cargo_object.weight". The ".weight" is a method of the class which is called Cargo within the project.

The designer has developed a function that allows you to get the parameters of cargos from the database and assign them to the methods of the class.

The 2nd step algorithm arranges packages. Creating a specific mathematical model of the cargo and the body would lead to slow operation of the algorithm because of the large number of packages to be arranged. This is the reason why there has been developed an algorithm based on the Cartesian coordinate system and simple logic, in which each rectangular cargo in two-dimensional space (top view) will have a corner, the coordinates of which will determine the occupied space in the body (Fig. 3).

Steps of the function, presented on the following picture:

- 1) The packages are divided into arrays by points of departure and arrival.
- 2) A query to the database is created, which results in all the cargo data already in the "cursor" variable.
- 3) The library "geopy" is used, to replace the points of departure and arrival by coordinates, simply in a way that "google maps" do, and the names of cities are stored in the array. This is done to avoid quiring "API geopy" for coordinates during each iteration, when measuring distances between two cities, since we need to measure the distance from each city to the other, i.e., it would be more complicated because of queries.
- 4) The loop "while" takes one city from the array and searches for all cities within a radius of 100 km, and they are all sent in an array of one shipment to the "result" array, and are also removed from the "cursor" array, since the shipment is generated.
- 5) The next function takes the resulting array of shipments and tries to arrange packages from one shipment. The shipments are sorted by unloading method and dimensions, first by unloading, then, if there are similar unloading methods, they are sorted by dimensions.
- 6) The first package is placed at the point (0, 0) of the body.
- 7) The function "weather_free" kicks in, it takes an already placed package as an initial and checks if there is space next to it for a new one. It also checks for possible staging restrictions, i.e. if something is to the right of the underlying cargo, it is still possible to put something that will fit between them.

```

def get_route_inf(): # extract all information from DB to class Cargo by route
    start_time = time.time()
    cursor = db_auth()
    cursor.execute('select * from Test_table')
    cursor = list(cursor)

    toms = {}

    for i in cursor:
        toms[i[0]] = (i[3], i[4])
        i[3] = get_lat_lot(i[3])
        i[4] = get_lat_lot(i[4])

    result = []

    while len(cursor) > 0:
        cargo = []
        pop_list = []
        current = (cursor[0][3], cursor[0][4])

        cargo.append(Cargo(cursor[0][0], list(map(float, [cursor[0][7], cursor[0][8], cursor[0][9]])), cursor[0][1],
            cursor[0][2], cursor[0][3], cursor[0][4], float(cursor[0][5]), cursor[0][12], cursor[0][14],
            cursor[0][15], cursor[0][6], cursor[0][10]))

        cursor.pop(0)
        for i in cursor:
            if great_circle(i[3], current[0]).kilometers <= 100 and great_circle(i[4], current[1]).kilometers <= 100:
                for _ in range(i[6]):
                    cargo.append(Cargo(i[0], list(map(float, [i[7], i[8], i[9]])), i[1], i[2], i[3], i[4], float(i[5]),
                        i[12], i[14], i[15], i[6], i[10]))
                    pop_list.append(i)
                [cursor.pop(cursor.index(s)) for s in pop_list]

        result.append([s for s in cargo])

    for table in result:
        for i in table:
            i.route = toms[i.index][0]
            i.end_route = toms[i.index][1]

    total_time = time.time() - start_time
    print(total_time)
    return result
    
```

Fig. 3. Algorithm code

In the end, the information about the space around the current cargo (whether it is free and some restrictions) is written into variables and the cargo is placed anywhere with no semi-trailer

area restrictions.

The algorithm is repeated until the body is full.

```

# define if there is an overlapping in any direction
free_right = whether_free(placed, 'right', placed_cargo, truck_body)
free_left = whether_free(placed, 'left', placed_cargo, truck_body)
free_top = whether_free(placed, 'top', placed_cargo, truck_body)
    
```

Fig. 4. Using functions

Technologies employed

In algorithm development the following programming languages has been used (Table 1):

Programming languages	Python modules	Other
<ul style="list-style-type: none"> • Python • SQL • HTML • CSS 	<ul style="list-style-type: none"> • Flask • Pyodbc • SQLAlchemy • Flask-SSLify • Cryptography • Geopy 	<ul style="list-style-type: none"> • HTTPS certification • Port forwarding • Domain registration • Web designing

Table 1. Applied technologies

UI and Backend development

A web-interface was developed for user interaction with the system which should achieve maximum convenience for user, who is working with it.

The core of the website is the Python Flask library, which allows you to create a "web" server. Using it you can link the visual part of the site with the logical part, the algorithm in this case [7].

Developing a site – is primarily the creation of folders with different parts (page templates, different modules and main processing structures Flask).

The 3rd step is to create a master page template, it contains the basic HTML objects that are needed in the structure of the page and the objects that are seen when switching from page to page:

1. Navigation bar
2. Scroll bar

Actually, it is possible to use Python code in the HTML code to create generic objects several times or to pass variables to the screen. The plugin jinja2 is made for this; this code allows you to shape "notification" objects to a typical form and make several notifications at once if, for example, several parameters of the entered login and password are wrong. The code of the other pages uses the code of the main page through the same jinja2 plugin [4].

The last step of creating export page is to send variables. On the picture there is table headers which have been loaded in the variable "headings", in the "data" data and then they have been transferred to the HTML code, which already displays everything on the site.

Номер	Дата погрузки	Дата выгрузки	Адрес погрузки	Адрес выгрузки	Вес	Количество штук	Длина	Ширина	Высота	Требования по расстановке	Упаковка	Штабелировать	Наименование ТНП	Способ погрузки	Спос
8	2021-09-15	2021-09-21	Челябинск	Краснодар	0.350	1	1.20	0.80	3.00	В соответствии с габаритами по полу	Инд, пленка	True	Мармелад	Задняя	3д
0	2021-09-07	2021-09-13	СПБ	Нязепетровск	0.429	1	1.20	0.80	0.93	В соответствии с габаритами по полу	Инд	False	Редуктор	Задняя	Вер
2	2021-09-07	2021-09-13	СПБ, Пушкин	Верхний Уфалей	0.650	2	1.20	1.00	3.00	В соответствии с габаритами по полу	Обрешетка	False	Оборудование	Задняя	Вер
2	2021-09-07	2021-09-13	СПБ, Пушкин	Верхний Уфалей	0.650	2	1.20	1.00	3.00	В соответствии с габаритами по полу	Обрешетка	False	Оборудование	Задняя	Вер
6	2021-09-07	2021-09-13	СПБ	Нязепетровск	1.800	4	1.20	1.00	1.00	В соответствии с габаритами по полу	Инд	False	Редуктор	Задняя	Вер
6	2021-09-07	2021-09-13	СПБ	Нязепетровск	1.800	4	1.20	1.00	1.00	В соответствии с габаритами по полу	Инд	False	Редуктор	Задняя	Вер
6	2021-09-07	2021-09-13	СПБ	Нязепетровск	1.800	4	1.20	1.00	1.00	В соответствии с габаритами по полу	Инд	False	Редуктор	Задняя	Вер
6	2021-09-07	2021-09-13	СПБ	Нязепетровск	1.800	4	1.20	1.00	1.00	В соответствии с габаритами по полу	Инд	False	Редуктор	Задняя	Вер
0	2021-09-07	2021-09-13	СПБ	Челябинск	4.500	11	0.90	0.90	0.90	В соответствии с габаритами по полу	Катушка	False	Канаты	Верхняя	Верх
0	2021-09-03	2021-09-10	Москва	Нязепетровск	1.500	5	2.70	2.45	3.00	3м по борту, ремни	Инд	False	Оборудование	Задняя	Верх
										В соответствии с			Канаты, не приби		

Table 2. Application table

```
def export():
    cursor = db_auth()
    cursor.execute('select * from Test_table')

    headings = ('Номер', 'Дата погрузки', 'Дата выгрузки', 'Адрес погрузки', 'Адрес выгрузки', 'Вес', 'Количество штук',
                'Длина', 'Ширина', 'Высота', 'Требования по расстановке',
                'Упаковка', 'Штабелировать', 'Наименование ТНП', 'Способ погрузки', 'Способ выгрузки',
                'Стоимость доставки, НДС')
    data = tuple([s for s in cursor])

    for i in range(len(data)):
        data[i][0] = i + 1
        data[i][1] = str(data[i][1])
        data[i][2] = str(data[i][2])
        if data[i][12]:
            data[i][12] = 'Да'
        else:
            data[i][12] = 'Нет'

    dates = dict.fromkeys(['Bce'] + [f'({str(s[1]}) - {str(s[2])}] for s in data)

    return render_template('export.html', user=current_user, headings=headings, data=data, dates=dates)
```

Fig. 5. Export function

Another challenging task was to implement the sort by date function on the data table page, it was created using Java Script code and embedded into the HTML code as a script. It was difficult to deal with a new programming language, but eventually everything has worked out, and now the function works perfectly.

The next step is designing; visual objects have been created, then they need to be shaped and styled. CSS code is responsible for styling. It is required to refer to HTML classes and change parameters: indentation, text style, color, coordinates and others.

The homepage style is also used on all other pages, it is referenced in the homepage HTML code, the repeating object – background.

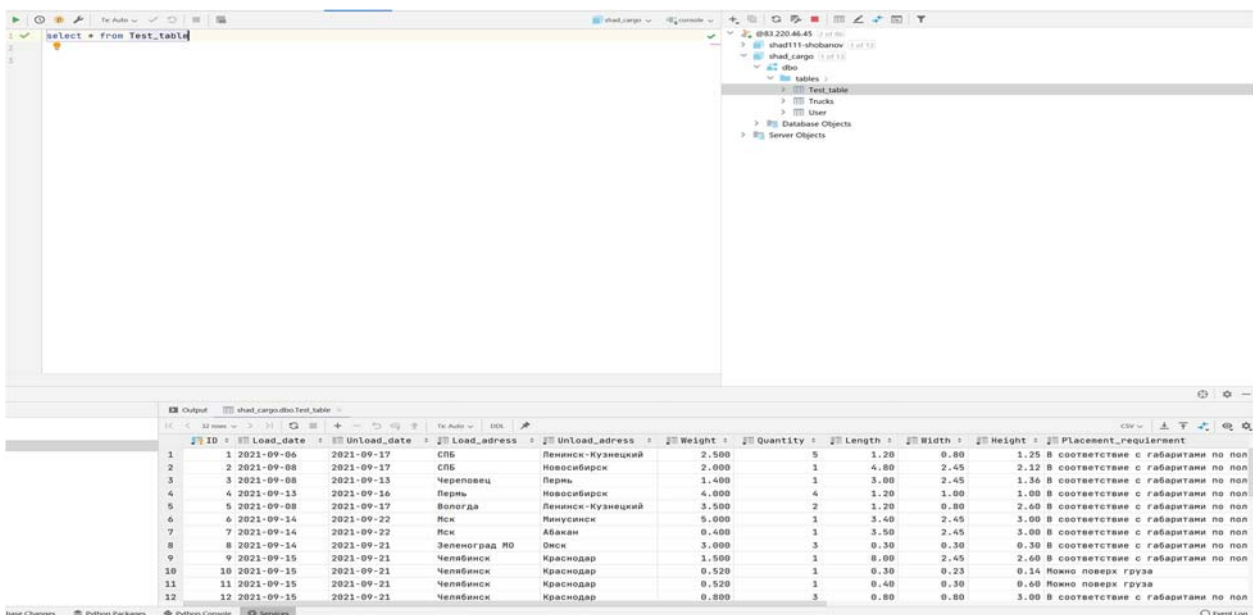


Fig. 6. Database usage

НАЧАЛЬНАЯ / ВВЕСТИ / СКЛАД / ОТПРАВКА / ВЫЙТИ															
Номер	Дата погрузки	Дата выгрузки	Адрес погрузки	Адрес выгрузки	Вес	Количество штук	Длина	Ширина	Высота	Требования по расстановке	Упаковка	Штабелировать	Наименование ТНП	Способ погрузки	Снос
8	2021-09-15	2021-09-21	Челябинск	Краснодар	0.350	1	1.20	0.80	3.00	В соответствии с габаритами по попу	Инд, пленка	True	Мармелад	Задняя	З
0	2021-09-07	2021-09-13	СПБ	Нязепетровск	0.429	1	1.20	0.80	0.93	В соответствии с габаритами по попу	Инд	False	Редуктор	Задняя	Вер
2	2021-09-07	2021-09-13	СПБ, Пушкин	Верхний Уфалей	0.650	2	1.20	1.00	3.00	В соответствии с габаритами по попу	Обрешетка	False	Оборудование	Задняя	Вер
2	2021-09-07	2021-09-13	СПБ, Пушкин	Верхний Уфалей	0.650	2	1.20	1.00	3.00	В соответствии с габаритами по попу	Обрешетка	False	Оборудование	Задняя	Вер
6	2021-09-07	2021-09-13	СПБ	Нязепетровск	1.800	4	1.20	1.00	1.00	В соответствии с габаритами по попу	Инд	False	Редуктор	Задняя	Вер
6	2021-09-07	2021-09-13	СПБ	Нязепетровск	1.800	4	1.20	1.00	1.00	В соответствии с габаритами по попу	Инд	False	Редуктор	Задняя	Вер
6	2021-09-07	2021-09-13	СПБ	Нязепетровск	1.800	4	1.20	1.00	1.00	В соответствии с габаритами по попу	Инд	False	Редуктор	Задняя	Вер
6	2021-09-07	2021-09-13	СПБ	Нязепетровск	1.800	4	1.20	1.00	1.00	В соответствии с габаритами по попу	Инд	False	Редуктор	Задняя	Вер
0	2021-09-07	2021-09-13	СПБ	Челябинск	4.500	11	0.90	0.90	0.90	В соответствии с габаритами по попу	Катушка	False	Канаты	Верхняя	Верх
0	2021-09-03	2021-09-10	Москва	Нязепетровск	1.500	5	2.70	2.45	3.00	В соответствии с габаритами по попу	Инд	False	Оборудование	Задняя	Верх

Fig 7. Application output

Database development

Database requirements were low, so the designer needed to store information about cargo and a table with users and occasionally refer to them to display data in the application. It was decided to use the Microsoft SQL Management studio platform. The database queries were basic, copying the entire table or a specific column [6].

In PyCharm professional, where the code for this project has been written, it is possible to connect the database and set a specific dialect. The illustration shows how the connection looks in the program, as well as approximate type of queries that were used to retrieve information from the database.

Final result and company checking the product

During the last project presentation, the employer reviewed the results and project, and the company was satisfied with the fact that shipments created by the program matched the ones provided to designer by them. The illustration demonstrates the tables separated by an indentation and the dates of shipments in each shipment are the same, so the program has calculated everything correctly.

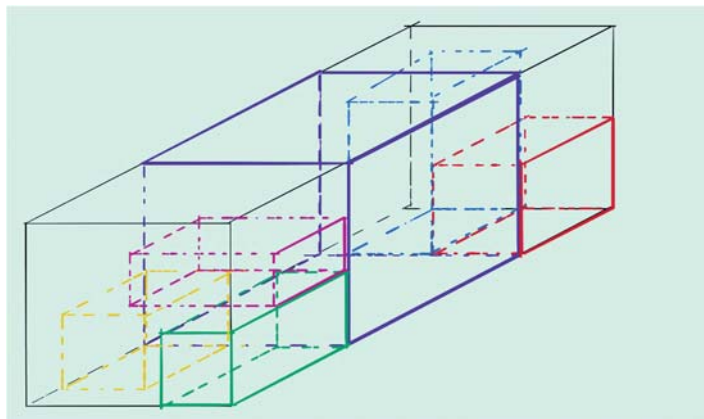


Fig. 8. Visualisation

Future development

Development of the project – is, first of all, improving the logic of the algorithm to achieve 100% correct operation, and also implementing the very function of visualization (Fig. 8).

Conclusion

The project has been approved by the company and can be used if with stability and reliability improvements, so it can operate within company’s environment. The general idea was implemented and minimal required results were archived. So what is left – basically to implement this whole application to company based platform.

References

1. E.Yu. Baranova, A.A. Lugovec, A.R. Mel'nikov, M.A. Mel'nikova, V.M. Pokidyshchev, K.A. Sylka, A.A. Funtusov. The methodical substantiation of optimization of the system of transport and forwarding support for cargo delivery in intermodal. *Marine intellectual technologies*. 2017. No. 3-2 (37), pp. 193-202.
2. A.A. Belyakov, A.I. Shulepov. Cargo arrangement management system. *Amur State University Bulletin. Series: Physical and economical sciences*. 2021. No. 93, pp. 37-41.
3. A.A. Belyakov, A.I. Shulepov. Methodology of differentiated cargo arrangement strategy. *In collection: Mechatronics, automation and transport operation. IV pan-Russian research-to-practice conference*. 2022, pp. 178-182.
4. A.E. Gorev. The choice of optimal technology by delivering cost building materials. *Modern problems of science and education*. 2012. No. 4, pp. 106.
5. S.V. Mozgrin. Modular concept of the use of fitting platforms for expanding the range of transported goods. *Railroad research and development centre Bulletin*. 2018. Vol. 77. No. 3, pp. 177-181.
6. S.V. Mozgrin, G.E. Pisarevskij. Effectiveness of arrangement of the long cargo transportation on the fitting platforms with different length of freight storage. *Railroad research and development centre Bulletin*. 2019. Vol. 78. No. 4, pp. 203-209.

7. E.S. Musonov. Design and development of information system of automated formation and arrangement of pallets in cargo semitrailer. *In collection: Logistics – Eurasian bridge. XIV International research-to-practice conference.* Krasnoyarsk State Agrarian University. 2019, pp. 227-229.

8. I.A. Oleynikova, V.N. Sokolov. Complete of combined loads in transport companies. *Technical regulation in transport construction.* 2019. No. 2 (35), pp. 180-184.

9. V.A. Kornienko. Logistic approach in cargo transportation arrangement. In collection: professional English in use. *III pan-Russian research-to-practice conference of young scientists with international participation materials.* 2017, pp. 147-148.

10. Y.V. Nikitin. Static and tip-over stability analysis of two-chain suspension arrangements for large-scale cargo operations. *WMU Journal of Maritime Affairs.* 2014. Vol. 13. No. 1, pp. 101-126.

11. O. Pokusaev, D. Namiot. Anomalies in transport data. *In collection: IOP Conference Series: Earth and Environmental Science. Series "International Science and Technology Conference "Earth Science".* Chapter 4. 2021, pp. 052015.

12. J. Vrabel, T. Skrucany, J.Koprna, L. Bartuska Movement analysis of the semitrailer with the tank-container at hard braking-the case study. *In collection: IOP Conference Series: Materials Science and Engineering.* 4. Сер. "IV International Conference of Computational Methods in Engineering Science, CMES 2019". 2019, pp. 12-25.

Sources

1. Flask web development, one drop at a time: <https://flask.palletsprojects.com/en/2.2.x/>

2. Python 3.10.8 documentation: <https://docs.python.org/3/>

3. HTML: HyperText Markup Language: <https://developer.mozilla.org/en-US/docs/Web/HTML>

4. CSS: Cascading Style Sheets: <https://developer.mozilla.org/en-US/docs/Web/CSS>

5. Openrouteservice: <https://openrouteservice.org/>

6. Welcome to GeoPy's documentation: <https://geopy.readthedocs.io/en/stable/>

ОСОБЕННОСТИ РАЗРАБОТКИ АЛГОРИТМА ВИЗУАЛИЗАЦИИ ОПТИМАЛЬНОЙ РАССТАНОВКИ ГРУЗА В ГРУЗОВОМ ПОЛУПРИЦЕПЕ

Исаева Сабина Маджидовна, ФГАОУ ВО "Российский университет транспорта", Москва, Россия, isaeva-sabina@yandex.ru

Шобанов Егор Андреевич, ФГАОУ ВО "Российский университет транспорта", Москва, Россия, egorco.sa@gmail.com

Аннотация

В статье рассматриваются особенности оптимального расположения сборных грузов в алгоритме полуприцепа. В настоящее время достаточно важно оптимизировать логистические процессы в связи с высоким спросом на этот вид услуг. Автор описывает процесс разработки и проектирования специального приложения, которое автоматически упорядочивает грузы в полуприцепе. В тексте приводится ценная информация, относящаяся к структуре полуприцепа и логистике. Подробно говорится о восьми шагах, объясняющих весь процесс разработки приложения. Большое внимание уделяется одному конкретному шагу, объясняющему работу приложения поэтапно. Такое приложение довольно удобно для пользователя, поэтому любой логист может использовать его без инструкций. Решение применимо в реальном рабочем процессе с некоторыми окончательными улучшениями в отношении совместимости с другими системами, а также это решение помогает ускорить рабочие процессы в логистических услугах, поэтому некоторые средства могут быть сэкономлены. Точная сэкономленная сумма может отличаться от компании к компании из-за индивидуальной внутренней структуры. Подводя итоги, можно сделать вывод, что решение достаточно многопрофильное, то есть оно может быть применимо к нескольким компаниям с некоторыми изменениями из-за конкретных запросов компании.

Ключевые слова: *питон, перевозка грузов, система декартовых координат, проектирование, груз, полуприцеп*

Литература

1. Баранова Е.Ю., Луговец А.А., Мельников А.Р., Мельникова М.А., Покидышев В.М., Сылка К.А., Фунтусов А.А. Методическое обоснование оптимизации системы транспортно-экспедиторского обеспечения доставки грузов в смешанном сообщении // *Морские интеллектуальные технологии.* 2017. № 3-2 (37). С. 193-202.

2. Беляков А.А., Шулепов А.И. Система управления размещением грузов // *Вестник Амурского государственного университета. Серия: Естественные и экономические науки.* 2021. № 93. С. 37-41.

3. Беляков А.А., Шулепов А.И. Методика дифференцированной стратегии размещения грузов // В сборнике: *Мехатроника, автоматизация и управление на транспорте. Материалы IV Всероссийской научно-практической конференции.* 2022. С. 178-182.

4. Горев А.Э. Выбор оптимальной технологии по критерию затрат доставки строительных грузов // Современные проблемы науки и образования. 2012. № 4. С. 106.
5. Мозгрин С.В. Модульная концепция использования фитинговых платформ для расширения номенклатуры перевозимых грузов // Вестник Научно-исследовательского института железнодорожного транспорта. 2018. Т. 77. № 3. С. 177-181.
6. Мозгрин С.В., Писаревский Г.Е. Эффективность организации перевозок длинномерных грузов на фитинговых платформах с различной длиной погрузочных площадок // Вестник Научно-исследовательского института железнодорожного транспорта. – 2019. Т. 78. № 4. С. 203-209.
7. Мусонов Е.С. Проектирование и разработка информационной системы автоматизированного формирования и расстановки паллет в грузовом полуприцепе // В сборнике: Логистика – евразийский мост. Материалы XIV Международной научно-практической конференции. Красноярский государственный аграрный университет. 2019. С. 227-229.
8. Олейникова И.А., Соколов В.Н. Комплектование сборных грузов в транспортных компаниях // Техническое регулирование в транспортном строительстве. 2019. № 2 (35). С. 180-184.
9. Kornienko V.A. Logistic approach in cargo transportation arrangement // В сборнике: professional English in use. материалы III Всероссийской научно-практической конференции молодых ученых на английском языке с международным участием. 2017. С. 147-148.
10. Nikitin Y.V. Static and tip-over stability analysis of two-chain suspension arrangements for large-scale cargo operations // WMU Journal of Maritime Affairs. 2014. Т. 13. № 1. С. 101-126.
11. Pokusaev O., Namiot D. Anomalies in transport data // В сборнике: IOP Conference Series: Earth and Environmental Science. Сер. "International Science and Technology Conference "Earth Science" - Chapter 4" 2021. С. 052015.
12. Vrabel J., Skrucany T., Koprna J., Bartuska L. Movement analysis of the semitrailer with the tank-container at hard braking-the case study // В сборнике: IOP Conference Series: Materials Science and Engineering. 4. Сер. "IV International Conference of Computational Methods in Engineering Science, CMES 2019". 2019. С. 12-25.

Источники

1. Flask web development, one drop at a time: <https://flask.palletsprojects.com/en/2.2.x/>
2. Python 3.10.8 documentation: <https://docs.python.org/3/>
3. HTML: HyperText Markup Language: <https://developer.mozilla.org/en-US/docs/Web/HTML>
4. CSS: Cascading Style Sheets: <https://developer.mozilla.org/en-US/docs/Web/CSS>
5. Openrouteservice: <https://openrouteservice.org/>
6. Welcome to GeoPy's documentation: <https://geopy.readthedocs.io/en/stable/>

Информация об авторах:

Исаева Сабина Маджидовна, ФГАОУ ВО "Российский университет транспорта", Академия базовой подготовки, кафедра "Русский и иностранные языки", старший преподаватель, Москва, Россия

Шобанов Егор Андреевич, ФГАОУ ВО "Российский университет транспорта", Академия "Высшая инженерная школа", учебная группа ШАД-211, Москва, Россия