

ISSN 1818-0442

DOI: 10.21293/1818-0442

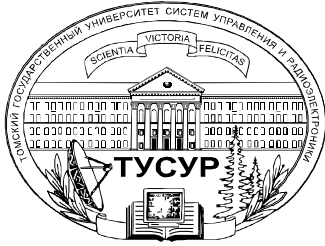
Доклады ТУСУР. 2020 • Том 23, № 3

ДОКЛАДЫ

Томского государственного университета
систем управления и радиоэлектроники

2020 • Том 23, № 3





Министерство науки и высшего образования Российской Федерации

**ДОКЛАДЫ
ТОМСКОГО ГОСУДАРСТВЕННОГО УНИВЕРСИТЕТА
СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ И РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ
2020, том 23, № 3**

Периодический научный журнал

Выходит 4 раза в год

Основан в 1997 г.

ISSN 1818-0442

DOI: 10.21293/1818-0442

В.М. Рулевский, к.т.н., доцент, ректор ТУСУРа, научный руководитель направления НИИ АЭМ ТУСУРа, Томск, Россия (*гл. редактор*).
А.А. Шелупанов, д.т.н., проф., президент ТУСУРа, заслуженный работник высшей школы РФ, почётный работник науки и техники РФ, лауреат Премии Правительства РФ в области образования, дважды лауреат Премии Правительства РФ в области науки и техники, Томск, Россия, <https://orcid.org/0000-0003-2393-6701> (*зам. гл. редактора*).
А.Г. Лоцилов, к.т.н., доцент, проректор по научной работе и инновациям, зав. каф. конструирования узлов и деталей радиоэлектронной аппаратуры, ТУСУР, Томск, Россия (*зам. гл. редактора*).
В.Н. Масленников, к.т.н., доцент, ТУСУР, Томск, Россия (*отв. секретарь*).

М.П. Батура, д.т.н., проф., гл. науч. сотрудник, БГУИР, заслуженный работник образования Республики Беларусь, Минск, Беларусь.
Б.А. Беляев, д.т.н., проф., зав. лабораторией ЭИСВЧЭ, Институт физики им. Л.В. Киренского СО РАН, заслуженный изобретатель России, Красноярск, Россия.

Ян Браун (Jan G. Brown), PhD, Национальная лаборатория им. Лоуренса, Беркли, Калифорния, США.

С.А. Гаврилов, д.т.н., проф., проректор по ИР, НИУ «Московский институт электронной техники» (МИЭТ), лауреат Премии Правительства РФ в области образования, Москва, Россия, <https://orcid.org/0000-0002-2967-272X>.

Ю.П. Ехлаков, д.т.н., проф., проф. каф. автоматизации обработки информации, ТУСУР, заслуженный работник высшей школы РФ, почётный работник высшего профессионального образования РФ, Томск, Россия.

В.М. Исаев, д.т.н., первый заместитель директора, Мытищинский НИИ радиоизмерительных приборов, почётный работник науки и техники РФ, почётный работник электронной промышленности, Мытищи, Московская обл., Россия.

А.В. Кобзев, д.т.н., проф., проф. каф. промышленной электроники, ТУСУР, Томск, Россия, почётный работник науки и техники РФ, почётный работник высшего профессионального образования России, Томск, Россия.

А.М. Кориков, д.т.н., проф., зав. каф. автоматизированных систем управления, ТУСУР, заслуженный деятель науки РФ, почётный работник науки и техники РФ, почётный работник высшего профессионального образования РФ, Томск, Россия.

Ю.Н. Кульчин, д.ф.-м.н., академик РАН, директор, ФГБун «Институт автоматизации и процессов управления Дальневосточного отделения РАН», Владивосток, Россия.

В.Ш. Меликян (Vazgen Shavarsh Melikyan), д.т.н., проф., чл.-корр. НАН Республики Армения, ЗАО «Синописис Армения», Ереван, Республика Армения, заслуженный деятель науки Республики Армения, Армения, Ереван, <https://orcid.org/0000-0002-1667-6860>.

С.Д. Одинцов, д.ф.-м.н., проф., иностранный член Норвежской академии наук, проф. Института космических исследований, Барселона, Испания.

Е.М. Окс, д.т.н., проф., зав. каф. физики, ТУСУР, Институт сильноточной электроники СО РАН, Томск, Россия, <https://orcid.org/0000-0002-9323-0686>.

Э.Д. Павлыгин, к.т.н., зам. ген. директора по науке, ФНПЦ АО «Научно-производственное объединение (НПО) «МАРС», Ульяновск, Россия, <https://orcid.org/0000-0002-6255-8865>.

Н.А. Ратахин, д.ф.-м.н., академик РАН, директор, Институт сильноточной электроники (ИСЭ) СО РАН, Томск, Россия, <https://orcid.org/0000-0002-3820-8777>.

В.К. Сарьян, д.т.н., проф., академик Национальной академии наук (НАН) Республики Армения, проф., Московский физико-технический институт (МФТИ), научный консультант, НИИ радио, заслуженный работник связи РФ, лауреат Государственной премии РФ в области науки и техники, лауреат Премии Правительства РФ в области науки и техники, Москва, Россия.

А.Р. Сафин, к.т.н., доц., НИУ «МЭИ», Москва, Россия.

П.Е. Троян, д.т.н., зав. каф. физической электроники, ТУСУР, почётный работник высшего профессионального образования РФ, почётный работник науки и техники РФ, Томск, Россия.

И.А. Ходашинский, д.т.н., проф., проф. каф. комплексной информационной безопасности электронно-вычислительных систем (КИБЭВС) ТУСУРа, вед. науч. сотрудник лаб. медико-биологических исследований (ЛМБИ), Томск, Россия.

В.В. Шайдуров, д.ф.-м.н., проф., чл.-корр. РАН, зав. отделом, ФГБун «Институт вычислительного моделирования СО РАН», научный руководитель научного направления «Математическое моделирование», Федеральный исследовательский центр «Красноярский научный центр Сибирского отделения Российской академии наук» (ФИЦ КНЦ СО РАН), Красноярск, Россия, <https://orcid.org/0000-0002-7883-5804>.

С.М. Шандаров, д.ф.-м.н., проф., зав. каф. электронных приборов, ТУСУР, заслуженный работник высшей школы РФ, член Оптического общества Америки (OSA), член Международного НТО IEEE/LEOS, Томск, Россия, <https://orcid.org/0000-0001-9308-4458>.

Ю.А. Шурыгин, д.т.н., проф., директор департамента управления и стратегического развития, ТУСУР, научный руководитель НИИ АЭМ ТУСУРа, зав. каф. компьютерных систем в управлении и проектировании, заслуженный деятель науки РФ, почётный работник высшего профессионального образования РФ, почётный работник науки и техники РФ, лауреат Премии Правительства РФ в области образования, Томск, Россия.

Адрес редакции: 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40, ТУСУР, тел. (382-2) 51-21-21

Свидетельство о регистрации МНС РФ № 1027000867068 от 13 октября 2004 г.

Почтовый индекс 20648 в каталоге агентства «Роспечать»: газеты и журналы.

Издательство Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники
634050, Томск, пр. Ленина, 40, тел. (382-2) 51-21-21.

Верстка, техническое редактирование, подготовка оригинал-макета В.М. Бочкаревой.
Корректор В.Г. Лихачева.

Подписано в печать 25.09.2020.

Формат 60×84 1/8. Печ. л. 5,75. Тираж 500. Заказ 22.

Editorial board

Viktor M. Rulevskiy	Editor in Chief, Rector of TUSUR University, Scientific adviser at the Research Institute of Automation and Electromechanics (RI AEM) TUSUR, Candidate of Engineering.
Alexander A. Shelupanov	Deputy Editor in Chief, President of TUSUR University, Doctor of Engineering, Professor, Honored Worker of Higher School of the Russian Federation, Honorary Worker of Science and Technology of the Russian Federation, Laureate of the Russian Federation Government Prize in Education, Twice Laureate of the Russian Federation Government Prize in Science and Technology, Tomsk, Russia, https://orcid.org/0000-0003-2393-6701 .
Anton G. Loschilov	Deputy Editor in Chief, Vice-Rector for Research and Innovations of TUSUR University, Head of the Department of design of components and parts of electronic equipment, TUSUR University, Candidate of Engineering.
Viktor N. Maslennikov	Executive Secretary of the Editor's Office, Candidate of Engineering-
Mikhail P. Batura	Chief Researcher of the Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics (Minsk, Belarus), Doctor of Engineering, Professor.
Boris A. Belyaev	Head of the Electrodynamics Department, Institute of Physics SB RAS (Krasnoyarsk), Doctor of Engineering.
Ian G. Brown	PhD in Plasma Physics, Lawrence Berkeley National Laboratories (California USA).
Sergei A. Gavrilov	Vice Rector for Research, National Research University of Electronic Technology (MIET, Moscow), Doctor of Engineering, Professor.
Yury P. Ekhlakov	Professor of the Department of Data Processing Automation, TUSUR University, Doctor of Engineering, Professor.
Vyacheslav M. Isaev	First Deputy Director of the Mytishchi Research Institute of Radio Measurement Instruments, Doctor of Engineering.
Anatoly V. Kobzev	Professor of the Department of Industrial Electronics, TUSUR University, Doctor of Engineering, Professor.
Anatoly M. Korikov	Head of the Department of Automated Control Systems of TUSUR University, Doctor of Engineering, Professor.
Yury N. Kulchin	Director of the Institute of Automation and Control Processes FEB RAS (Vladivostok), Academician of the Russian Academy of Sciences, Doctor of Physics and Mathematics.
Vazgen Sh. Melikyan	Director of the Academic Department of Synopsis Armenia (Yerevan, Armenia), Correspondent Member of the National Academy of Sciences of Armenia, Doctor of Engineering, Professor.
Sergey D. Odintsov	International Member of the Norwegian Academy of Science and Letters, Professor at Institute of Space Sciences, Barcelona, Spain, Doctor of Physics and Mathematics, Professor.
Yefim M. Oks	Head of the Department of Physics, TUSUR University, Doctor of Engineering, Professor.
Eduard D. Pavlygin	First Deputy General Director for Research of Federal Research-and-Production Center JSC R&P Mars, Candidate of Engineering.
Nikolay A. Ratakhin	Director of Institute of High Current Electronics SB RAS, Academician of the Russian Academy of Sciences, Doctor of Physics and Mathematics.
Vilyam K. Saryan	Scientific Adviser at the Research Institute of Radio (Moscow), Academician of the National Academy of Sciences of Armenia, Doctor of Engineering, Professor.
Ansar R. Safin	Associate Professor, Department of Formation and Processing of Radio Signals, National Research University MPEI (Moscow), Candidate of Engineering.
Pavel E. Troyan	Vice-Rector for Academic Affairs, Head of Department of Physical Electronics, Doctor of Engineering, Professor.
Ilya A. Khodashinsky	Professor at Department of Complex Information Security of Computer Systems, TUSUR University, Leading Researcher at Laboratory of Medical and Biological Studies (LBMS), Tomsk, Russia, Doctor of Engineering, Professor.
Vladimir V. Shaidurov	Director of the Institute of Computational Modeling SB RAS (Krasnoyarsk), Correspondent Member of the Russian Academy of Sciences, Doctor of Physics and Mathematics, Professor.
Stanislav M. Shandarov	Head of the Department of Electronic Devices, TUSUR University, Doctor of Physics and Mathematics, Professor.
Yury A. Shurygin	First Vice-Rector of TUSUR University, Doctor of Engineering, Professor.

Содержание

ЭЛЕКТРОНИКА, РАДИОТЕХНИКА И СВЯЗЬ

Светличный Ю.А.	
Распределение сигналов синхронизации и данных цифровой антенной решетки на базе волоконно-оптических линий	7
Сычев А.Н., Бондарь В.А., Жаров К.К., Анисимов В.В., Дагба К.Б.-Б., Степанюга А.И.	
Связанные линии с двойным экраном для СВЧ-мостов различного типа направленности с трансформирующими свойствами	13
Сычев А.Н., Анисимов В.В., Бондарь В.А., Дагба К.Б.-Б., Степанюга А.И.	
Модальные параметры неодинаковых связанных линий	26
Крюков Я.В., Покаместов Д.А., Рогожников Е.В., Новичков С.А., Лаконцев Д.В.	
Анализ вычислительной сложности и времени выполнения стека протоколов в сетях 5G New Radio	31
Мовчан А.К., Рогожников Е.В., Дмитриев Э.М., Новичков С.А., Лаконцев Д.В.	
Имитационная модель передающего тракта базовой станции 5G	38
Черный В.С., Абраменко А.Ю., Пономарёв О.Г.	
Алгоритм измерения искажений в сигнале с квадратурной фазовой манипуляцией (QPSK)	45

УПРАВЛЕНИЕ, ВЫЧИСЛИТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА И ИНФОРМАТИКА

Козачок А.В., Спирин А.А., Голембиовская О.М.	
Алгоритм классификации псевдослучайных последовательностей на основе построения случайного леса	55
Мешковский Е.О., Курмашев А.Д., Фролов В.Я.	
Нечёткое согласованное управление системой электроприводов четырёхколёсного мобильного робота	61

ЭЛЕКТРОТЕХНИКА

Андрянов А.И.	
Система управления нелинейными динамическими процессами непосредственного преобразователя напряжения I рода	73
Журавлев И.М., Осипов А.В.	
Резонансный преобразователь энергии солнечной батареи в системе электропитания малого космического аппарата	81
Столярова А.А., Михальченко С.Г., Апасов В.И.	
Математическая модель резонансного LLC-преобразователя	86
Требования	92

Contents

ELECTRONICS, RADIO ENGINEERING AND COMMUNICATIONS

Svetlichniy Y.A.	
Fiber-optic Synchronization and Data Transmission Subsystem of Multichannel Phased Array	7
Sychev A.N., Bondar V.A., Zharov K.K., Anisimov V.V., Dagba K.B.-B., Stepanyuga A.I.	
Coupled lines with double shields for microwave hybrids of various types of directivity with transforming properties	13
Sychev A.N., Anisimov V.V., Bondar V.A., Dagba K.B.-B., Stepanyuga A.I.	
Modal parameters of unequal coupled lines	26
Kryukov Ya.V., Pokamestov D.A., Rogozhnikov E.V., Novichkov S.A., Lakontsev D.V.	
Analysis of Computational Complexity and Processing Time Evaluation of the Protocol Stack in 5G New Radio	31
Movchan A.K., Rogozhnikov E.V., Dmitriev E.M., Novichkov S.A., Lakontsev D.V.	
Simulation model of the transmission path for 5G NR base station	38
Chernyy V.S., Abramenko A.Y., Ponomarev O.G.	
Algorithm for measuring distortion in a signal with quadrature phase shift keying (QPSK)	45

CONTROL, COMPUTER SCIENCE, AND INFORMATICS

Kozachok A.V., Spirin A.A., Golembiovskaya O.M.	
Random forest based pseudorandom sequences classification algorithm.....	55
Meshkovskiy E.O., Kurmashev A.D., Frolov V.Ya.	
Fuzzy Coordinated Control of an Electric Drive System of a Four-Wheel Mobile Robot	61

ELECTRICAL ENGINEERING

Andriyanov A.I.	
Nonlinear dynamic processes control system for a DC converter of the first kind	73
Zhuravlev I.M., Osipov A.V.	
Resonant solar cell energy converter in the power supply system for small spacecraft	81
Stolyarova A.A., Mikhalcenko S.G., Apasov V.I.	
Mathematical model of the LLC resonant converter	86
Manuscript requirements	92

**ЭЛЕКТРОНИКА,
ИЗМЕРИТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА,
РАДИОТЕХНИКА И СВЯЗЬ**

УДК 621.396.91/.96

Ю.А. Светличный

Распределение сигналов синхронизации и данных цифровой антенной решетки на базе волоконно-оптических линий

Рассматривается усовершенствованный метод распределения сигналов синхронизации и данных по полотну многоканальной цифровой антенной решетки (ЦАР) с цифровым диаграммообразованием (ЦДО) в приемных и передающих каналах на базе цифровых волоконно-оптических линий. Передача по оптическим линиям сигналов в цифровой форме исключает влияние искажений оптоэлектронного (электрооптического) преобразования на принимаемый (передаваемый) сигнал, высокая скорость передачи данных обеспечивает возможность построения широкополосных ЦАР. Использование для кодирования информационных потоков самовосстанавливающихся кодов 8b/10b значительно повышает точность синхронизации распределенных модулей цифровой обработки сигналов ЦАР, а сверхмалое затухание и высокая электромагнитная совместимость оптических линий упрощают реализацию ЦАР с геометрическими размерами до 10 м и более. Приведены расчетные соотношения производительности каналов передачи данных ЦАР, представлена подробная функциональная схема ЦАР с ЦДО в приемных и передающих каналах, выполненная по технологии программно-определяемой радиосистемы.

Ключевые слова: цифровая антенная решетка, цифровой приемопередающий модуль, синхронизация, цифровые оптические линии, кодирование 8b/10b, цифровое диаграммообразование, программно-определяемая радиосистема, ММО РЛС.

doi: 10.21293/1818-0442-2020-23-3-7-12

Цифровые антенные решетки (ЦАР), в основе которых лежит переход от аналоговой формы сигналов к цифровой в непосредственной близости к излучателям посредством аналого-цифровых (АЦП) и цифроаналоговых преобразователей (ЦАП), а оперирование дальнейшими процессами обработки обеспечивается посредством цифровых технологий, – высокоэффективный, развивающийся вариант антенных систем в областях радиолокации, навигации и связи (наземные и бортовые радиолокаторы, радиорелейные линии и системы связи, в том числе типа 5G, спутниковые связные и навигационные системы и др.).

Отечественными и зарубежными научными школами накоплен существенный опыт реализации приемопередающих модулей антенных решеток, в том числе с цифровой обработкой сигналов [1–4]. Совершенствование технических характеристик ЦАР в большинстве случаев достигается увеличением числа цифровых каналов, в пределе – сигналы каждого из каналов фазированной антенной решетки формируются и принимаются с использованием цифровой обработки сигналов с установкой ЦАП и АЦП в каждом из них. Распределенное по полотну антенной решетки устройство ЦОС ЦАР с числом каналов порядка ста и более представляет собой технически сложное, не раскрытое подробно в известной литературе решение [5, 6]. Актуальными являются вопросы компоновки цифровых приемопередающих модулей (ЦППМ) в полотне ЦАР, их межсоединение с учетом информационных потоков и сигналов синхронизации. При этом схемотехническое проектирование многоканальных устройств ЦОС ЦАР должно выполняться совместно с проектированием конструкции с учетом особенностей ЦАР в целом, в том числе: геометрии, компоновки, способов обеспечения условий эксплуатации соот-

ветственно физическим процессам аппаратуры различных конструктивных исполнений [7, 8]. Кроме того, реализация в ЦАР адаптивных алгоритмов требует оценок не только необходимых скоростей передачи информации между узлами решетки, но и оценки абсолютных временных задержек доставки информации от центральной вычислительной машины (ЦВМ) до ЦППМ, оценки погрешностей синхронизации распределенных по полотну ЦАР ЦППМ.

Для реализации распределенного по полотну антенной решетки устройства ЦОС ЦАР с числом каналов порядка ста и более требуется решить задачу разработки метода распределения сигналов синхронизации и данных по полотну многоканальной антенной системы, обеспечивающего достаточную производительность каналов, не имеющего существенных ограничений по длине линий межсоединений, устойчивого к воздействиям электромагнитных наводок относительно известных решений [1, 3]. При разработке метода необходимо учитывать тенденции проектирования перспективных ЦАР на базе технологий реконфигурируемых систем (программно-определяемых радиосистем (ПОР), Software Defined Radio (SDR)) [9–11], позволяющих унифицировать компоненты за счет реализации различных алгоритмов программным способом на типовой аппаратной платформе, упростить наращивание функционала, а также расширить возможности реализации адаптивных алгоритмов, в том числе работающих в режиме реального времени.

Подходы к решению задачи

Предложенная функциональная схема устройства ЦОС многоканальной ЦАР на базе цифровых волоконно-оптических линий и программируемых логических интегральных схем (ПЛИС), реализованная по принципу ПОР с ЦДО в приемных и передающих каналах, приведена на рис. 1.

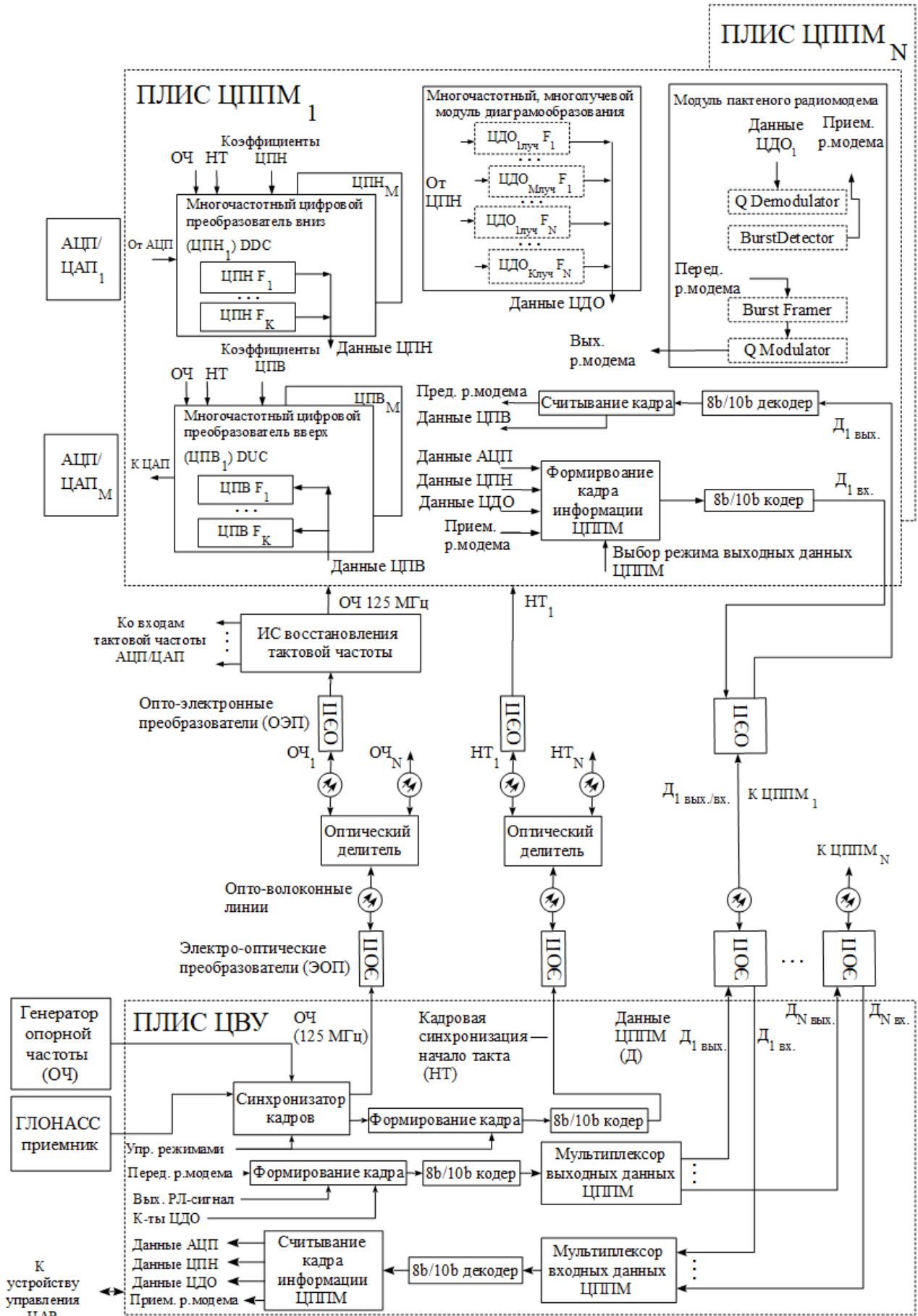


Рис. 1. Функциональная схема устройства ЦОС многоканальной ЦАР

Критически важными параметрами подсистемы синхронизации и передачи данных ЦАР являются фазовые шумы и задержки синхросигналов, пропускная способность каналов передачи данных, устойчивость к воздействиям электромагнитных помех, механических и климатических факторов, массогабаритные показатели. В указанных условиях высокоэффективным техническим решением представляется использование оптических линий [12]. Относительно приведенных в [13, 14] решений аналоговые оптические линии распределения сигналов предложено заменить цифровыми – свободными от влияния характеристик оптоэлектронных (электрооптических) преобразователей за счет использования цифрового сигнала для приемных и передающих каналов ЦАР, а также имеющими существенно меньшую стоимость и габариты.

Цифровые оптические линии могут работать на скоростях до 10 Гбит/с (при текущем технологическом уровне), обеспечивать дуплексный режим за счет частотного разделения сигналов приемника и передатчика по несущим частотам оптического диапазона волн, при необходимости допускают возможность объединения в один физический волоконно-оптический канал нескольких цифровых путем переноса на ортогональные несущие частоты оптического диапазона методом Dense Wavelength Division Multiplexing (DWDM), что позволяет кратно снизить количество линий в устройстве ЦОС ЦАР в сравнении с проводными каналами.

Кодирование цифровых потоков данных и сигналов кадровой синхронизации оптических каналов самосинхронизирующимся кодом 8b/10b позволяет не только обеспечить необходимое для физической среды отсутствие постоянной составляющей цифрового сигнала, но и существенно повысить точность синхронизации разнесенных модулей за счет корреляционных свойств указанного кода при одновременной привязке к частоте опорного генератора в петле фазовой автоподстройки в сравнении с другими методами, например, использующими аналоговые оптические линии или логические сигналы [13, 14].

Рассмотрим работу схемы, представленную на рис. 1. Модуль синхронизации и передачи данных центрального вычислительного устройства (ЦВУ) выполняет функции задающего генератора синхримпульсов (высокоточного синхронизатора системы единого времени с возможностью работы в многопозиционных станциях) и коммутатора данных цифровых приемопередающих модулей (ЦППМ) [15]. Канал передачи данных ЦВУ-ЦППМ реализован на базе двунаправленной 2,5 (10) Гбит/с волоконно-оптической линии передачи данных цифрового передатчика/приемника; количество линий соответствует количеству ЦППМ ЦАР текущей реализации ЦАР (количеству цифровых подрешеток ЦАР). Каналы синхронизации и управления – однонаправленные и подключаются к ЦППМ с использованием пассивных (или активных – при необходимости) оптических делителей по схеме, аналогичной при-

веденной в [13, 14], с заменой аналоговых оптических линий цифровыми.

Формирование и прием радиосигналов ЦАР реализованы в ЦППМ по принципу ПОР на несущей частоте для частотных диапазонов до «S» включительно, для частотных диапазонов «С» и выше предусмотрена возможность использования аппаратных преобразователей с локальным синтезатором частот гетеродина, размещаемым в ЦППМ и тактируемым опорной частотой (ОЧ). ЦППМ ЦАР строится таким образом, что характеристики чувствительности, избирательности, а также динамического диапазона обеспечиваются в аналоговой части приемного канала, реализуемой на базе малошумящего усилителя (МШУ) с полосовым фильтром, и в цифровой части, реализуемой на базе АЦП и цифрового преобразователя вниз – важнейшего компонента ЦАР (ЦПН, Direct Digital Converter (DDC)), и последующей сигнальной обработки – как правило, ЦДО и согласованная фильтрация [1, 6, 16]. Следует подчеркнуть, что аналоговая часть должна обеспечить минимально возможный коэффициент шума и предварительную защиту от помех, итоговые же характеристики ЦППМ ЦАР формируются именно в цифровой части. Количество ЦПН ЦППМ в предложенной схеме устройства ЦОС ЦАР равно максимально возможному количеству принимаемых одновременно сигналов на разных частотах (принцип ММО). От ЦППМ к ЦВУ в зависимости от алгоритма работы ЦАР могут отправляться данные в полосе АЦП, данные в полосе цифрового радиоприема или данные после ЦДО.

Максимальный объем передаваемой информации ограничивается пропускной способностью оптических цифровых каналов и может быть посчитан по модифицированной относительно представленной в [1] формуле

$$C = (N_{\text{АЦП}} \cdot \sum_{i=1}^a Q_{\text{АЦП}i} + 2 \cdot N_{\text{ЦПН}} \cdot \sum_{i=1}^b Q_{\text{ЦПН}i} + 2 \cdot N_{\text{ЦДО}} \cdot \sum_{i=1}^c Q_{\text{ЦДО}i}) \cdot K_{\text{эф}}, \quad (1)$$

где $N_{\text{АЦП}}$ – разрядность АЦП; $Q_{\text{АЦП}i}$ – количество отсчетов АЦП i -х каналов ЦППМ, передаваемых в ЦВУ; $N_{\text{ЦПН}}$ – разрядность квадратур цифрового преобразователя вниз (ЦПН) I, Q ; $F_{\text{ЦПН}i}$ – полосы ЦПН i -х каналов подрешетки, передаваемых в ЦВУ; $N_{\text{ЦДО}}$ – разрядность квадратур лучей после ЦДО – DBF ($I_{\text{DBF}}, Q_{\text{DBF}}$); $F_{\text{ЦДО}i}$ – полоса i -х лучей ЦДО ЦППМ; $K_{\text{эф}}$ – коэффициент эффективности протокола передачи данных.

Каждое из представленных в (1) слагаемых соответствует виду передаваемой информации: данные АЦП (при необходимости), данные цифрового радиоприема или ЦДО (в зависимости от выбранного алгоритма ЦДО ЦАР и реализуемого в ЦППМ или в ЦВУ).

Поток данных от ЦВУ к ЦАР, состоящей из одного или нескольких ЦППМ, можно определить по формуле

$$C = \left(\frac{N_{\text{ЦППМ}} \cdot N_{\text{кан}} \cdot N_{\text{упр}}}{0,1 \cdot N_{\text{повт}}} \right) \cdot K_{\text{эф}}, \quad (2)$$

где $N_{\text{ЦППМ}}$ – число ЦППМ в ЦАР; $N_{\text{кан}}$ – число каналов ЦППМ; $N_{\text{упр}}$ – число бит для управления фазовращателями и аттенюаторами приемника и передатчика; $T_{\text{повт}}$ – период повторения загрузки коэффициентов; $K_{\text{эфф}}$ – коэффициент эффективности протокола передачи данных.

Время доставки коэффициентов от ЦВМ к ЦППМ можно определить по формуле

$$T_{\Sigma} = T_{\text{ЦВМ}} + T_{\text{код}} + T_{\text{ОК}} + T_{\text{декод}} + T_{\text{интерф}}, \quad (3)$$

где $T_{\text{ЦВМ}}$ – время передачи данных от управляющей ЦВМ до ЦВУ; $T_{\text{код}}$ – время кодирования 8b/10b ЦВУ; $T_{\text{ОК}}$ – время передачи данных по оптическому каналу; $T_{\text{декод}}$ – время декодирования 8b/10b ЦППМ; $T_{\text{интерф}}$ – время записи данных в фазовращатели / аттенюаторы ЦППМ.

Объем передаваемой информации от ЦППМ к ЦВУ, рассчитываемый согласно (1), прямо пропорционален количеству каналов ЦППМ или количеству лучей диаграммообразования. В случае превышения количеством лучей количества ЦПН поток данных ЦППМ-ЦВУ будет меньше при передаче в ЦВУ данных ЦПН (в этом случае ОЭП реализуется в ЦВУ вместо ЦППМ). Дополнительным преимуществом такого алгоритма будет возможность извлечения в ЦВУ информации отдельных каналов ЦППМ, теряемой в случае выполнения диаграммообразования в ЦППМ, что следует учитывать при определении места размещения модуля ЦДО в ПОР.

ЦВУ, рассчитываемый согласно (1), прямо пропорционален количеству каналов ЦППМ или количеству лучей диаграммообразования. В случае превышения количеством лучей количества ЦПН поток данных ЦППМ-ЦВУ будет меньше при передаче в ЦВУ данных ЦПН (в этом случае ЦДО реализуется

в ЦВУ вместо ЦППМ). Дополнительным преимуществом такого алгоритма будет возможность извлечения в ЦВУ информации отдельных каналов ЦППМ, теряемой в случае выполнения диаграммообразования в ЦППМ, что следует учитывать при определении места размещения модуля ЦДО в ПОР.

Максимальные полосы обработки сигналов ЦПН (цифрового радиоприема) для 8-канального ЦППМ при подключении его по 2,5 Гбит/с линии составляют 10 МГц для каждого канала, что много больше в сравнении с каналами LVDS [1, 6], при этом длина линий между отдельными ЦППМ в полотно решетки может составлять до 10 м и, возможно, более, при необходимости. Данные характеристики являются достаточными для обеспечения возможности реализации современных ЦАР.

Результаты

Для проведения экспериментов был изготовлен макет устройства ЦОС ЦАР с ЦППМ различных частотных диапазонов – от метрового до субмиллиметрового. Эксперименты проводились в лабораторных и в полевых условиях. Расстояние между отдельными ЦППМ ЦАР в ряде экспериментов превышало 10 м. Внешний вид экспериментальной аппаратуры ЦОС ЦАР с оптическими цифровыми линиями и ЦДО в приемных и передающих каналах приведен на рис. 2.

Влияния изменений температуры, вибрации, электромагнитных воздействий от собственного излучения станции и соседних радиоэлектронных средств на аппаратуру ЦОС ЦАР с оптическими цифровыми каналами синхронизации и передачи данных в процессе проведения экспериментов не наблюдалось.

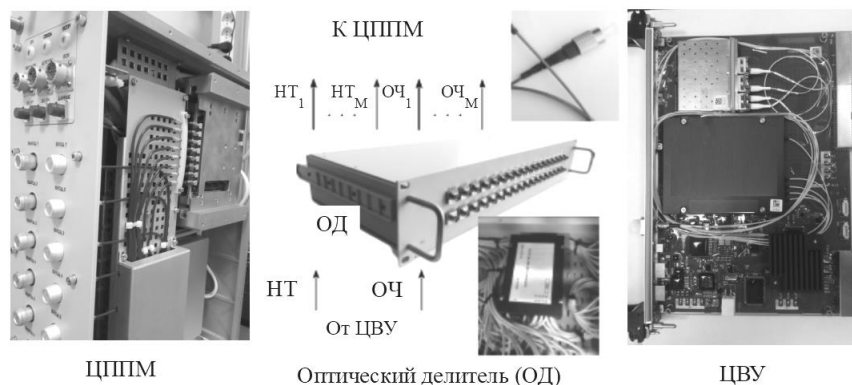


Рис. 2. Макет устройства ЦОС многоканальной ЦАР

Измеренный джиттер кадровой синхронизации разных ЦППМ в решетке не превышает 2 нс, что в 4–5 раз меньше известных технических решений, точность формирования и приема радиосигналов приемного и передающего каналов устройства ЦОС ЦАР в рабочем динамическом диапазоне суммарно не превышает 1 дБ и $0,1^\circ$ в рабочем диапазоне температур и во времени, что является достаточным для большинства систем с ЦАР (характеристики аналоговых устройств ЦОС ЦАР в известной литературе не приводятся).

Абсолютная задержка данных от системы управления ЦАР (ЦВМ) до ЦППМ для оптических цифровых каналов с кодированием 8b/10b не превышает 0,42 мкс, что в 4–5 раз меньше известных технических решений и является важным параметром при реализации адаптивных алгоритмов перспективных ЦАР. При этом время кодирования/декодирования информации кодом 8b/10b на ПЛИС ЦВУ и ПЛИС ЦППМ составляет менее 0,05 мкс, что определяет возможность уменьшения задержки данных от ЦВМ до ЦППМ в последую-

щих реализациях ЦАР при условии сокращения времени обработки информации управляющей ЦВМ ЦАР и времени установки амплитудно-фазовых коэффициентов конечных устройств ЦППМ – аттенуаторов и фазовращателей (аппаратных, при их наличии, или программных).

Выводы

Предложен усовершенствованный метод распределения сигналов синхронизации и данных по полотну многоканальной ЦАР на базе цифровых оптических линий, приведена соответствующая функциональная схема устройства ЦОС многоканальной ЦАР.

В рамках проверки предложенного метода реализовано и проверено на практике устройство ЦОС многоканальной ЦАР, выполненное с использованием технологии ПОР. В результате проведенных экспериментов подтверждена состоятельность предложенных технических решений.

Дополнительно приведены расчетные соотношения для оценки основных характеристик подсистемы распределения сигналов синхронизации и данных ЦАР.

Экспериментально подтверждены следующие результаты: метод распределения сигналов синхронизации и данных по полотну многоканальных ЦАР на базе цифровых оптических каналов с кодированием 8b/10b на ПЛИС обеспечивает скорость передачи, в пять раз большую (не менее 8 Гбит/с), без существенных ограничений по длине (не менее 10 м) в сравнении с линиями LVDS (до 1,2 Гбит/с, до 2 м) при абсолютной задержке от устройства управления (ЦВУ) до цифровой подрешетки (ЦППМ) не более 0,42 нс и джиттере кадровых синхроимпульсов не более 2 нс, что в 4–5 раз лучше соответствующих показателей известных технических решений.

Предложенный метод позволяет усовершенствовать подсистему синхронизации и передачи данных перспективных широкополосных ЦАР с адаптивной обработкой и ЦДО в приемных и передающих каналах, реализовать на практике новую технологию построения аппаратуры ЦОС для линейки цифровых многоканальных ФАР.

Литература

1. Малахов Р.Ю. Модуль бортовой цифровой антенной решетки: дис. ... канд. техн. наук: 05.12.07. – М., 2015. – 156 с.
2. Тушнов П.А. Технологические аспекты модульного принципа построения СВЧ-трактов приемопередающих модулей АФАР / П.А. Тушнов, В.С. Бердыев // Радиотехника. – 2017. – № 10. – С. 44–55.
3. Чернова И.В. Особенности реализации приемопередающего модуля АФАР / И.В. Чернова, А.С. Тодосева // Т-Comm – Телекоммуникации и транспорт. – 2018. – Т. 12, № 8. – С. 27–31.
4. Акинин В.Е. 8-канальный приёмопередающий модуль X-диапазона с первичной цифровой обработкой сигнала / В.Е. Акинин, О.В. Борисов // Электронная техника. Сер. 2. Полупроводниковые приборы. – 2018. – Вып. 1(248). – С. 57–67.

5. Воскресенский Д.И. Бортовые цифровые антенные решетки и их элементы / Д.И. Воскресенский, А.И. Кашенков. – М.: Радиотехника, 2013. – 208 с.

6. Добычина Е.М. Цифровые антенные решетки радиоэлектронных бортовых систем: дис. ... д-ра техн. наук: 05.12.07. – М., 2018. – 294 с.

7. Светличный Ю.А. Особенности подхода к конструированию вычислительных систем цифровых фазированных антенных решеток // Успехи современной радиоэлектроники. – 2018. – № 12. – С. 156–159.

8. Топчиев С.А. Разработка в ПАО «Радиофизика» РЛС с цифровыми АФАР / С.А. Топчиев, М.В. Никитин // Сб. науч. тр. XIII молодежной науч.-техн. конф. «Радиолокация и связь – перспективные технологии». – Москва, ПАО «Радиофизика», 3 декабря 2015 г. [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://www.radiofizika.ru/upload/konferentsiya-2015/Топчиев_Никитин_РИНЦ.pdf, свободный (дата обращения: 01.03.2020).

9. Young-Kil Kwag. Modern software defined radar (SDR) technology and its trends // Journal of Electromagnetic engineering and science. – December 2014. – Vol. 14, No. 4. – P. 321–328.

10. Tarik Kazaz. Hardware Accelerated SDR Platform for Adaptive Air Interfaces. ETSI Workshop on Future Radio Technologies: Air Interfaces, France / January 2016 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://arxiv.org/ftp/arxiv/papers/1705/1705.00115.pdf>, свободный (дата обращения: 30.01.2020).

11. Integrated Software-Defined Radio on Zynq® -7000 All Programmable SoC Design Seminar [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://zedboard.org/sites/default/files/ZYNQ_SDR_2014_slides_v1_0.pdf, свободный (дата обращения: 24.02.2020).

12. Митяшев М.Б. К реализации технологий радиопотоники в АФАР радиолокационных комплексов // Вестник СибГУТИ. – 2015. – № 2. – С. 178.

13. Чиж А.Л. Многоканальная волоконно-оптическая система распределения синхросигнала в активных фазированных антенных решетках / А.Л. Чиж, С.А. Малышев // Электроника и микроэлектроника СВЧ. – Июнь, 2014. – 257 с.

14. Задорожный В.В. Построение распределительной системы многоэлементных АФАР на основе аналоговых волоконно-оптических линий связи / В.В. Задорожный, А.Ю. Ларин, А.С. Трекин // Антенны и техника СВЧ. – 2014. – № 8. – С. 106–109.

15. Светличный Ю.А. Синхронизация и передача данных в радиотехнических системах с территориально распределенными сегментами / Ю.А. Светличный, П.А. Дегтярев // Доклады ТУСУР. – 2019. – Т. 22, № 3. – С. 7–12.

16. Tsoeunyan L., Winberg S., Inggs M. Software-Defined Radio FPGA Cores: Building towards a Domain-Specific Language // Hindawi International Journal of Reconfigurable Computing, 2017 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.hindawi.com/journals/ijrc/2017/3925961/>, свободный (дата обращения: 01.03.2020).

Светличный Юрий Алексеевич

Директор центра исследований и разработок ПАО «НПО «Алмаз» в г. Томске (ООО «ЛЭМЗ-Т») Развитие пр-т, д. 8, г. Томск, Россия, 634055
Тел.: +7 (382-2) 48-85-27
Эл. почта: svetlichniy_ya@lemz-t.ru

Svetlichniy Y.A.

Fiber-optic Synchronization and Data Transmission Subsystem of Multichannel Phased Array

The article deals with the practical aspects of synchronization and data transferring in multichannel phased array systems, especially in systems with big antenna dimensions.

In multichannel phased array antenna commonly used an optical analog signals distribution scheme for RF and heterodyne signals and wired interfaces for control and digital data. For modern digital antennas the data transferring and synchronization method, based on digital fiber optic channels, was presented. The schemes, constructions, and algorithms of the method are described. The method was realized as SDR system using FPGA with soft-processor core. For data transferring the 8b/10b code is used.

The following result of experiment are discussed: digital optical lines are resistant to signals distortions, can transfer big data massive with minimal delay, have excellent synchronization capabilities at quite low cost.

Keywords: digital phased array, fiber optics, FPGA, SDR system, synchronization, 8b/10b code.

doi: 10.21293/1818-0442-2020-23-3-7-12

References

1. Malahov R.Y. *Modul' bortovoj cifrovoj antennoj resh- etki*: dis. kand. teh. nauk [T/R Module for Mobile Digital Phased Array]: 05.12.07. Moscow, 2015, 156 p. (in Russ.).
2. Tushnov P.A., Berdyev V.S. *Tehnologicheskie aspekty modulnogo principa postroeniya SVCH-traktov priemo- peredayushchih modulei AFAR* [Technological principles of Digital Phased Array T/R Modules Design]. *Radiotechnics*, 2017, no. 10, pp. 44–55 (in Russ.).
3. Chernova I.V., Todosheva A.S. *Osobennosti realizatsii priemo-peredayushchego modulya AFAR* [Specificity of Digital Phased Array T/R Module Design]. *T-Comm – Telecommunication and Transport*, 2018, vol. 12, no. 8, pp. 27–31 (in Russ.).
4. Akinin V.E., Borisov O.V. *8-kanal'nyj priemo- peredayushchij modul' X-diapazona s pervichnoj cifrovoj obrabotkoj signala* [8-channel X-band T/R module with Digital Signal Processing]. *Electronic Technic. Ser. 2. Semiconductors*, 2018, iss. 1(248), pp. 57–67 (in Russ.).
5. Voskresenskij D.I., Kanaschenkov A.I. *Bortovye tsifrovye antennye reshetki i ih elementy: kollektivnaya monografija*. Moscow: Radio Technics, 2013. 208 p. (in Russ.).
6. Dobychina E.M. *Tsifrovye antennye reshetki radioel- ektronnyh bortovyh sistem: dis. dokt. teh. nauk* [Digital Phased Array of Mobile Radioelectronic Systems]: 05.12.07. M., 2018. 294 p. (in Russ.).
7. Svetlichniy Y.A. *Osobennosti podhoda k konsruirovaniyu vychislitel'nyh sistem tsifrovyyh fazirovannyh antennyh reshetok* [Specificity of Digital Phased Array Antenna Design]. *Modern Radioelectronics News*, 2018, no. 12, pp. 156–159 (in Russ.).
8. Topichev S.A., Nikitin M.V. *Razrabotka v PAO «Radiofizika» RLS s tsifrovymi AFAR* [Design of Digital Phased

Array Radar in JSC «Radiofizika». *Sbornik nauchnyh trudov XIII Molodeznoj konferentsii «Radiolokatsiya i svjaz' – perspektivnyye tehnologii»*, Moscow, December, 2015. Available at: <http://www.radiofizika.ru/upload/konferentsiya-2015/Топ- чиев Никитин РИИЦ.pdf>, (Accessed: June 21, 2020).

9. Young-Kil Kwag, *Modern Software Defined Radar (SDR) Technology and Its Trends* // *Journal of Electromagnetic engineering and science*, December 2014, vol. 14, no. 4, pp. 321–328.

10. Tarik Kazaz. *Hardware Accelerated SDR Platform for Adaptive Air Interfaces*. ETSI Workshop on Future Radio Technologies: Air Interfaces, France // January 2016. Available at: <https://arxiv.org/ftp/arxiv/papers/1705/1705.00115.pdf>, (Accessed: January 30, 2020).

11. *Integrated Software-Defined Radio on Zynq® -7000 All Programmable SoC Design Seminar*. Available at: http://zedboard.org/sites/default/files/ZYNQ_SDR_2014_slide_s_v1_0.pdf, (Accessed: February 21, 2020).

12. Mityashev M.B. *K realizatsii tehnologii radiofotoniki v AFAR radiolokacionnyh kompleksov* [Photonic technologies for Active Phased Array Radars]. *SibGUTI News*, 2015, no. 2, P. 178 (in Russ.).

13. Chiz A.L., Malyshev S.A. *Mnogokanalnaja volokonno-opticheskaja sistema raspredeleniya sinhrosignala v aktivnyh fazirovannyh antennyh reshetkah* [Multichannel Fiber Optic System of Synchronization Signals Distribution for Active Phased Array]. *Electronics and Microelectronics*. June, 2014, 257 p. (in Russ.).

14. Zadorozhniy V.V., Larin A.Y., Trekin A.S. *Postroenie raspredelitelnoj sistemy mnogoelementnyh AFAR na osnove analogovyh volokonnoopticheskikh linij svyazi* [Multichannel Active Phased Radar Analog Signals Optical Distribution System]. *Antennas and Microwave Technics*, 2014, no. 8, pp. 106–109 (in Russ.).

15. Svetlichniy Y.A., Degtyarev P.A. *Sinhronizatsiya i peredashcha dannyh v radiotekhnicheskikh sistemah s territorial'no raspredelennymi segmentami* [Synchronization and data transmission in multistatic radar systems] *Proceedings of TUSUR University*, 2019, vol. 22, no. 3, pp. 7–12 (in Russ.).

16. Tsoeunyane L., Winberg S., Inngs M. *Software-Defined Radio FPGA Cores: Building towards a Domain-Specific Language* // *Hindawi International Journal of Reconfigurable Computing*, 2017. Available at: <https://www.hindawi.com/journals/ijrc/2017/3925961/>, (Accessed: March 01, 2020).

Yuriy A. Svetlichniy

JSC NPO «Almaz»

Research and Development Centre «LEMZ-T» LLC,
8, Razvitiya pr., Tomsk, Russia, 634055

Phone: +7 (382-2) 48-85-27

Email: svetlichniy_ya@lemz-t.ru

А.Н. Сычев, В.А. Бондарь, К.К. Жаров, В.В. Анисимов, К.Б.-Б. Дагба, А.И. Степанюга

Связанные линии с двойным экраном для СВЧ-мостов различного типа направленности с трансформирующими свойствами

Исследуются несимметричные связанные линии с двойным экраном в кусочно-однородной диэлектрической среде, которые обладают особыми свойствами, позволяющими создавать трансформирующие СВЧ-мосты заданного типа направленности. Впервые предложены новая модель и методика синтеза, учитывающая, как асимметрию, так и неоднородность диэлектрика, дающая возможность синтезировать со-, противо- и транснаправленные мосты, обладающие как трансформирующими, так и требуемыми фазовыми свойствами. Результаты исследования будут полезны для поиска новых проектных решений перспективных СВЧ-устройств.

Ключевые слова: связанные линии, двойной экран, СВЧ-мост, направленный ответвитель, трансформатор импеданса, погонные параметры, модальные параметры, неоднородный диэлектрик, коэффициент связи.

doi: 10.21293/1818-0442-2020-23-3-13-25

Несимметричные связанные линии (СЛ), имеющие сильную, а в пределе «полную асимметрию», ранее уже рассматривались в литературе. Там они анализировались и были известны под следующими названиями: СЛ с двойным экраном [1]; СЛ с внутренним экраном [1, 2]; несимметричные СЛ [3, 4]; коаксиальная линия с двойным экраном; двойная коаксиальная линия [1]; триаксиальный кабель [5]. В ранних исследованиях они применялись в качестве «строительного блока» фильтров [1] и фазовращателей на переключаемых каналах [2, 6], как делитель мощности, совмещенный с трансформатором импеданса для балансных усилителей [3], как компонент симметрирующих устройств [7] и т.п. [8–10].

Однако до сих пор такие линии остаются мало изученными и необоснованно редко используемыми, хотя в [1] правильно отмечалось, что они требуются для создания порой так необходимого на СВЧ последовательного соединения. Основные причины нечастого использования рассматриваемых линий – трудность достижения идеального (двойного) экранирования при конструировании; сложность расчета многослойных структур и технологии их изготовления.

Объектом исследования в данной работе станут именно такие несимметричные связанные линии, показанные на рис. 1, которые для однозначности дальнейшего изложения будем называть «связанными линиями с двойным экраном» (СЛДЭ), где первая сигнальная линия расположена внутри второй линии, играющей роль промежуточного экрана.

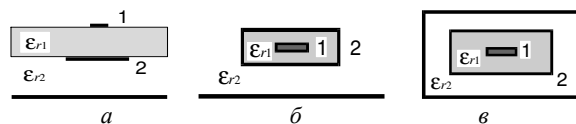


Рис. 1. Варианты конструкций несимметричных связанных линий с двойным экраном: а – линии с частичным экранированием; б, в – линии с полным экранированием

Цель данной работы – исследовать и дополнить существующие электрические модели СЛДЭ новым подходом, учитывающим как асимметрию линий, так и неоднородность диэлектрического заполнения, на основе чего предложить новые техники синтеза. Это откроет ещё один путь для создания ответвитель-

лей и мостов различного типа направленности с трансформирующими свойствами и проектирования новых СВЧ-устройств на их основе.

Схемы и конструкции несимметричных связанных линий с двойным экраном

Обобщенная конструкция идеальных СЛДЭ представляет собой линии, у которых один проводник (условно первый) окружен другим полым проводником (условно вторым), действующим как идеальный экран между внутренней и внешней частью пространства, разделяемого им [1] (см. рис. 1).

Схема нагруженного отрезка СЛДЭ длиной ℓ и эквивалентные схемы бесконечно короткого отрезка $\Delta x \rightarrow 0$ показаны на рис. 2. Моделирование СЛДЭ начинаем с решения задачи анализа.

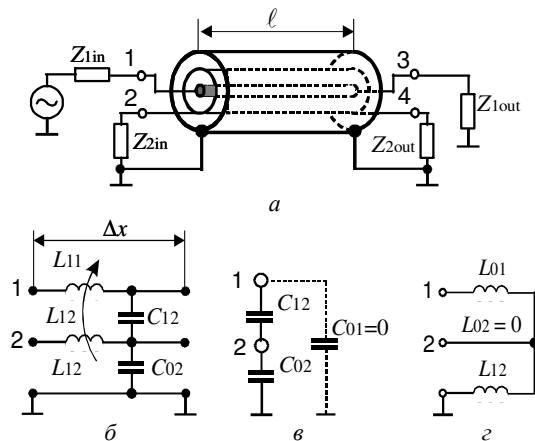


Рис. 2. Несимметричные СЛДЭ:

а – схема произвольно нагруженного отрезка;
 б – эквивалентная схема бесконечно короткого отрезка;
 в – частичные ёмкости; з – частичные индуктивности

Анализ связанных линий.

Погонные параметры

Главной особенностью идеальных СЛДЭ является полная электрическая изоляция (экранирование) одного проводника, условно первого, другим полым проводником, условно вторым, от земли. Это позволяет полагать, что первый проводник не имеет никакой собственной емкости на землю, т.е. $C_{01} = 0$ (см. рис. 2, в), что ведет к нулевой собственной ин-

дуктивности второго проводника, т.е. $L_{02} = 0$ (см. рис. 2, з). Данные особенности и соответствующие допущения позволяют при описании СЛДЭ от общего случая с шестью параметрами перейти к частному случаю с четырьмя параметрами. Следовательно, идеальные СЛДЭ как компонент распределённой электрической схемы полностью характеризуются набором из четырёх независимых параметров. Выбор конкретной четвёрки электрических параметров определяется поставленной задачей, которая может быть как задачей анализа, так и синтеза.

Исходными данными для квазистатического анализа СЛДЭ с кусочно-однородным диэлектрическим заполнением являются геометрические параметры конструкции и диэлектрическая проницаемость немагнитной среды. По ним решением квазистатической задачи Дирихле для уравнения Лапласа отыскиваются электрические, точнее, погонные параметры СЛДЭ. Эти параметры далее используются в качестве коэффициентов телеграфных уравнений [11] для нахождения частотного отклика линий и представляют собой пару матриц – погонных емкостей \mathbf{C} и индуктивностей \mathbf{L} соответственно (см. рис. 2).

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} C_{11} & -C_{12} \\ -C_{12} & C_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C_{12} & -C_{12} \\ -C_{12} & C_{02} + C_{12} \end{bmatrix}, \text{ Ф/м};$$

$$\mathbf{L} = \begin{bmatrix} L_{11} & L_{12} \\ L_{12} & L_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{01} + L_{12} & L_{12} \\ L_{12} & L_{12} \end{bmatrix}, \text{ Гн/м}, \quad (1)$$

где C_{11} , C_{22} – собственные погонные емкости первой и второй линий; C_{01} , C_{02} , C_{12} – собственные частичные и взаимная погонные емкости соответственно; L_{11} , L_{22} – собственные погонные индуктивности первой и второй линий; L_{01} , L_{02} , L_{12} – собственные частичные и взаимная погонные индуктивности соответственно. При этом фиксируем $C_{01} = 0$ и $C_{11} = C_{12}$, а также $L_{02} = 0$ и $L_{22} = L_{12}$.

Матрица погонных емкостей имеет два расчётных вида: с реальным \mathbf{C} и с воздушным $\mathbf{C}(1)$ диэлектрическим заполнением соответственно

$$\mathbf{C}(1) = \begin{bmatrix} C_{12}(1) & -C_{12}(1) \\ -C_{12}(1) & C_{02}(1) + C_{12}(1) \end{bmatrix}, \text{ Ф/м}. \quad (2)$$

В последнем случае предполагается, что диэлектрическая проницаемость всей среды в конструкции связанных линий (см. рис. 1) равна единице ($\epsilon_r = 1$), т.к. это весьма удобно для поиска матрицы погонных индуктивностей \mathbf{L} по известной матричной формуле [11]

$$\mathbf{L} = \epsilon_0 \mu_0 \mathbf{C}(1)^{-1}, \text{ Гн/м}, \quad (3)$$

где $\epsilon_0 = 8,854 \cdot 10^{-12}$ Ф/м; $\mu_0 = 0,4\pi \cdot 10^{-6}$ Гн/м – электрическая и магнитная постоянные.

С учетом нулевых значений двух параметров $C_{01} = 0$ и $L_{02} = 0$ можно определить такие параметры СЛДЭ, как собственные импедансы первой и второй линий, вычисляемые по формулам [8, 11]

$$Z_1 = \sqrt{L_{11}/C_{11}} = \sqrt{(L_{01} + L_{12})/C_{12}};$$

$$Z_2 = \sqrt{L_{22}/C_{22}} = \sqrt{L_{12}/(C_{02} + C_{12})}. \quad (4)$$

Далее запишем коэффициенты емкостной и индуктивной связи соответственно [11]

$$k_C = \frac{C_{12}}{\sqrt{C_{11}C_{22}}} = \sqrt{\frac{C_{11}}{C_{22}}}\bigg|_{C_{01}=0} = \sqrt{\frac{C_{12}}{C_{22}}}\bigg|_{C_{01}=0};$$

$$k_L = \frac{L_{12}}{\sqrt{L_{11}L_{22}}} = \sqrt{\frac{L_{22}}{L_{11}}}\bigg|_{L_{02}=0} = \sqrt{\frac{L_{12}}{L_{11}}}\bigg|_{L_{02}=0}, \quad (5)$$

а также коэффициент их неуравновешенности [12]

$$k_{LC} \equiv \delta = \frac{k_L - k_C}{1 - k_L k_C}. \quad (6)$$

При этом, исходя из условия физической реализуемости, значения коэффициентов должны лежать в следующих пределах: $0 \leq (k_C, k_L) < 1$; $-1 < k_{LC} < 1$.

Модальные параметры

В СЛДЭ в прямом и в обратном направлениях распространяются по две нормальные волны (моды), называемые синфазной (c) и противофазной (π). Модальные параметры линий определяются в результате модального анализа из решения алгебраической проблемы собственных значений [13–16].

Исходными данными для поиска модальных параметров являются матрицы погонных емкостей \mathbf{C} и индуктивностей \mathbf{L} , произведение которых отыскивается на первом этапе

$$\mathbf{LC} = \begin{bmatrix} L_{01} + L_{12} & L_{12} \\ L_{12} & L_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} C_{12} & -C_{12} \\ -C_{12} & C_{02} + C_{12} \end{bmatrix} =$$

$$= \begin{bmatrix} L_{01}C_{12} & L_{12}C_{02} - L_{01}C_{12} \\ 0 & L_{12}C_{02} \end{bmatrix}. \quad (7)$$

Для найденного произведения определяется спектральное разложение решением задачи на собственные значения

$$\mathbf{LC} = \mathbf{U} \text{diag}(1/v^2) \mathbf{U}^{-1} = \mathbf{U} \text{diag}(\epsilon_r/c^2) \mathbf{U}^{-1}, \quad (8)$$

где c – скорость света в свободном пространстве; \mathbf{v} – вектор, составленный из значений скоростей нормальных волн – синфазной v_c и противофазной v_π ; ϵ_r – эффективные диэлектрические проницаемости линий в режиме синфазного ϵ_{rc} и противофазного $\epsilon_{r\pi}$ возбуждений соответственно.

$$v_c = 1/\sqrt{L_{12}C_{02}}; \quad v_\pi = 1/\sqrt{L_{01}C_{12}}, \quad (9)$$

$$\epsilon_{rc} = c^2(L_{12}C_{02}); \quad \epsilon_{r\pi} = c^2(L_{01}C_{12}), \quad (10)$$

где \mathbf{U} – нормированная матрица модальных напряжений, составленная из собственных векторов матрицы-произведения \mathbf{LC} , записывается

$$\mathbf{U} = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ R_c & R_\pi \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}, \quad (11)$$

где R_c , R_π – модальные числа, характеризующие отношения напряжений в линиях, которые принимают значения $R_c = 1$ и $R_\pi = 0$ соответственно. Это можно охарактеризовать как «конгруэнтный случай», предложенный Специале (Speciale) [16], в «предельно-нулевой форме», где $R_\pi = 0$. При этом из условия физической реализуемости естественно выполняется двойное неравенство $R_\pi \leq 0 < R_c$.

Найденные модальные диэлектрические проницаемости ϵ_{rc} и $\epsilon_{r\pi}$, а также скорости нормальных волн v_c и v_π позволяют определить модально-фазовое отношение m согласно [17, 18]

$$m = \sqrt{\epsilon_{r\pi}/\epsilon_{rc}} = v_c/v_\pi. \quad (12)$$

Из полученных параметров вычисляется матрица модальных токов \mathbf{J} [19], элементы которой в результате соответствующей нормировки обретают размерность проводимостей

$$\begin{aligned} \mathbf{J} &= \mathbf{C}\mathbf{U} \text{diag}(v) = \mathbf{C}\mathbf{U} \text{diag}(c/\sqrt{\epsilon_r}) = \\ &= \begin{bmatrix} C_{12} & -C_{12} \\ -C_{12} & C_{02} + C_{12} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1/\sqrt{L_{12}C_{02}} & 0 \\ 0 & 1/\sqrt{L_{01}C_{12}} \end{bmatrix} = \\ &= \begin{bmatrix} 0 & \sqrt{C_{12}/L_{01}} \\ \sqrt{C_{02}/L_{12}} & -\sqrt{C_{12}/L_{01}} \end{bmatrix} = \\ &= \begin{bmatrix} Z_{c1}^{-1} & Z_{\pi1}^{-1} \\ R_c Z_{c2}^{-1} & -(Z_{\pi1} R_c)^{-1} \end{bmatrix}, \quad (13) \end{aligned}$$

где Z_{c1} – импеданс первой линии при синфазном возбуждении; $Z_{\pi1}$ – импеданс первой линии при противофазном возбуждении; Z_{c2} – импеданс второй линии при синфазном возбуждении; $Z_{\pi2}$ – импеданс второй линии при противофазном возбуждении. При этом два модально-линейных импеданса вычисляются по следующим формулам:

$$Z_{\pi1} = \sqrt{\frac{L_{01}}{C_{12}}}; \quad Z_{c2} = \sqrt{\frac{L_{12}}{C_{02}}}, \quad (14)$$

а ещё два стремятся к своим предельным значениям

$$Z_{c1} \rightarrow \infty; \quad Z_{\pi2} = -R_c R_\pi Z_{\pi1} = 0. \quad (15)$$

Отметим, что эти модально-линейные импедансы Z_{c1} , $Z_{\pi1}$, Z_{c2} , $Z_{\pi2}$ и модальные числа R_c , R_π в общем, соотносятся известным образом [14]

$$-R_c R_\pi = \frac{Z_{c2}}{Z_{c1}} = \frac{Z_{\pi2}}{Z_{\pi1}}, \quad (16)$$

при этом СЛДЭ, имея предельную структуру, характеризуются нулевым значением соотношения (16)

$$-R_c R_\pi = \frac{Z_{c2}}{\infty} = \frac{0}{Z_{\pi1}} = 0. \quad (17)$$

Опираясь на (4) и (5), определяем коэффициент межлинейной трансформации n в линиях с однородным диэлектриком, следующим образом [4, 20]:

$$n = \sqrt{\frac{Z_2}{Z_1}} = \sqrt{\frac{L_{22}C_{11}}{L_{11}C_{22}}} = \sqrt{k_L k_C} \Big|_{C_{01}=0}^{L_{02}=0}. \quad (18)$$

Далее, с использованием матриц модальных напряжений \mathbf{U} и токов \mathbf{J} , находятся матрицы характеристических импедансов (волновых сопротивлений) \mathbf{Z} и адмитансов (волновых проводимостей) \mathbf{Y} [18]:

$$\mathbf{Z} = \mathbf{U}\mathbf{J}^{-1} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{12} & Z_{22} \end{bmatrix} =$$

$$\begin{aligned} &= \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \sqrt{L_{12}/C_{02}} & \sqrt{L_{12}/C_{02}} \\ \sqrt{L_{01}/C_{12}} & 0 \end{bmatrix} = \\ &= \begin{bmatrix} \sqrt{L_{12}/C_{02}} + \sqrt{L_{01}/C_{12}} & \sqrt{L_{12}/C_{02}} \\ \sqrt{L_{12}/C_{02}} & \sqrt{L_{12}/C_{02}} \end{bmatrix} = \\ &= \begin{bmatrix} Z_{\pi1} + Z_{c2} & Z_{c2} \\ Z_{c2} & Z_{c2} \end{bmatrix}; \quad (19) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \mathbf{Y} = \mathbf{Z}^{-1} = \mathbf{J}\mathbf{U}^{-1} &= \begin{bmatrix} Y_{11} & -Y_{12} \\ -Y_{12} & Z_{22} \end{bmatrix} = \\ &= \begin{bmatrix} 0 & \sqrt{C_{12}/L_{01}} \\ \sqrt{C_{02}/L_{12}} & -\sqrt{C_{12}/L_{01}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix} = \\ &= \begin{bmatrix} \sqrt{C_{12}/L_{01}} & -\sqrt{C_{12}/L_{01}} \\ -\sqrt{C_{12}/L_{01}} & \sqrt{C_{02}/L_{12}} + \sqrt{C_{12}/L_{01}} \end{bmatrix}, \quad (20) \end{aligned}$$

где Y_{11} , Y_{22} , Y_{12} – собственные и взаимный характеристические адмитансы связанных линий, при этом $Z_m = 1/Y_{12}$ – взаимный импеданс. Z_{11} , Z_{22} , Z_{12} – собственные и взаимный характеристические импедансы СЛДЭ, вычисляемые по формулам

$$Z_{11} = Z_{\pi1} + Z_{c2} = \sqrt{L_{12}/C_{02}} + \sqrt{L_{01}/C_{12}}; \quad (21)$$

$$Z_{22} = Z_{12} = Z_{c2} = \sqrt{L_{12}/C_{02}}. \quad (22)$$

По характеристическим и модальным импедансам определяется коэффициент связи [18], точнее, коэффициент импедансной связи k :

$$\begin{aligned} k &= \frac{Z_{12}}{\sqrt{Z_{11}Z_{22}}} = \sqrt{\frac{Z_{12}}{Z_{11}}} \Big|_{Z_{12}=Z_{22}} = \sqrt{\frac{Z_{22}}{Z_{11}}} \Big|_{Z_{12}=Z_{22}} = \\ &= \sqrt{\frac{Z_{c2}}{Z_{\pi1} + Z_{c2}}} \Big|_{Z_{12}=Z_{22}} = \frac{1}{\sqrt{1 + Z_{\pi1}/Z_{c2}}} \Big|_{Z_{12}=Z_{22}}. \quad (23) \end{aligned}$$

Из данного анализа впервые обнаруживается, что для достижения уровня связи 3 дБ в центре полосы рабочих частот разные типы мостов должны обеспечивать соответствующие им разные уровни коэффициента импедансной связи, в частности

$$k = \begin{cases} \sqrt{1/3} = 0,577 & \text{– сонаправленный;} \\ \sqrt{1/2} = 0,707 & \text{– противоположенный;} \\ \sqrt{2/3} = 0,816 & \text{– транснаправленный.} \end{cases} \quad (24)$$

При этом всегда выполняется двойное неравенство

$$\min(k_L, k_C) \leq k \leq \max(k_L, k_C).$$

Далее находим основной модальный параметр СЛДЭ – характеристический импеданс Z_0 [14]:

$$Z_0 = \sqrt{Z_{c2}Z_{\pi1}} = \sqrt{Z_{12}Z_m} = \sqrt{Z_c Z_\pi}, \quad (25)$$

где модальные импедансы Z_c и Z_π определяются по формулам [19]

$$Z_c = \sqrt{Z_{c2}Z_{\pi1}} \sqrt{\frac{1+k}{1-k}} = Z_0 \sqrt{\frac{1+k}{1-k}}; \quad (26)$$

$$Z_\pi = \sqrt{Z_{c2}Z_{\pi1}} \sqrt{\frac{1-k}{1+k}} = Z_0 \sqrt{\frac{1-k}{1+k}}. \quad (27)$$

Кроме того, запишем нормированные собственное ρ и взаимное r сопротивления, найденные через модальные импедансы и элементы матрицы волновых сопротивлений согласно Фельдштейну [11]

$$\rho = \frac{\sqrt{Z_{11}Z_{22}}}{Z_0} = \frac{Z_c + Z_\pi}{2Z_0} = \frac{Z_c + Z_\pi}{2\sqrt{Z_c Z_\pi}}; \quad (28)$$

$$r = \frac{Z_{12}}{Z_0} = \frac{Z_c - Z_\pi}{2Z_0} = \frac{Z_c - Z_\pi}{2\sqrt{Z_c Z_\pi}}, \quad (29)$$

откуда можно вернуться к модальным импедансам

$$\frac{Z_c}{Z_0} = \rho + r; \quad \frac{Z_\pi}{Z_0} = \rho - r, \quad (30)$$

а также вновь определить коэффициент импедансной связи по Фельдштейну [11]

$$k = \frac{r}{\rho} = \frac{r}{\sqrt{1+r^2}} = \frac{1}{\sqrt{1+1/r^2}} = \frac{\sqrt{\rho^2-1}}{\rho} = \sqrt{1-1/\rho^2}. \quad (31)$$

Соотношения (25)–(31) для отыскания нормированных модальных импедансов Z_c/Z_0 и Z_π/Z_0 , а также собственного ρ и взаимного r нормированных сопротивлений представим в компактной форме в виде геометрического чертежа (рис. 3) с тремя полуокружностями для каждого из трёх типов 3 дБ-мостов на СЛДЭ: 1) сонаправленного (СоН); 2) противонаправленного (ПрН); 3) транснаправленного (ТрН).

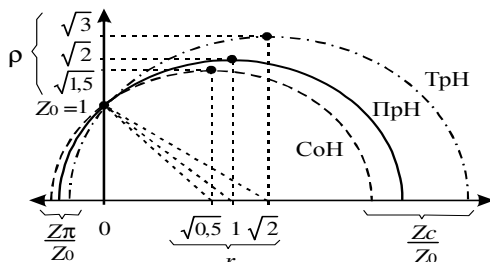


Рис. 3. Диаграмма нормированных модальных импедансов Z_c/Z_0 и Z_π/Z_0 , а также собственного ρ и взаимного r сопротивлений при $Z_0 = 1$ для трёх типов мостов на СЛДЭ

Из чертежа (см. рис. 3) явно определяются следующие числовые значения собственного ρ и взаимного r нормированных сопротивлений:

$$\rho = \begin{cases} \sqrt{3/2} = 1,225 - \text{СоН}; \\ \sqrt{2} = 1,414 - \text{ПрН}; \\ \sqrt{3} = 1,732 - \text{ТрН}. \end{cases} \quad r = \begin{cases} \sqrt{1/2} = 0,707 - \text{СоН}; \\ 1 - \text{ПрН}; \\ \sqrt{2} = 1,414 - \text{ТрН}. \end{cases} \quad (32)$$

Кроме того, из сопоставления (23) и (31) можно получить ещё одну формулу для нормированного сопротивления связи r , выраженную через квадратный корень из модально-импедансного отношения:

$$r = \sqrt{Z_{c2}/Z_{\pi 1}}. \quad (33)$$

Опираясь на модальные параметры (9), (14) и используя известное определение волнового сопротивления одиночной линии передачи Z_0 через погонную емкость C , индуктивность L и скорость волны v в линии $Z_0 = vL = 1/(vC)$ [11], можно записать:

$$L_{01} = Z_{\pi 1}/v_\pi; \quad C_{12} = 1/(v_\pi Z_{\pi 1}); \quad (34)$$

$$L_{12} = Z_{c2}/v_c; \quad C_{02} = 1/(v_c Z_{c2}). \quad (35)$$

Отсюда можно через модально-фазовое m (12) и модально-импедансное $Z_{c2}/Z_{\pi 1}$ отношения, а также сопротивление связи r (33), по-новому определить коэффициенты емкостной и индуктивной связи (5):

$$k_C = \sqrt{\frac{C_{12}}{C_{12} + C_{02}}}\bigg|_{C_{01}=0} = \sqrt{\frac{1/(v_\pi Z_{\pi 1})}{1/(v_\pi Z_{\pi 1}) + 1/(v_c Z_{c2})}} = \frac{1}{\sqrt{1 + (Z_{\pi 1}/Z_{c2})/m}} = \frac{1}{\sqrt{1 + 1/(r^2 m)}}; \quad (36)$$

$$k_L = \sqrt{\frac{L_{12}}{L_{12} + L_{01}}}\bigg|_{L_{02}=0} = \sqrt{\frac{Z_{c2}/v_c}{Z_{c2}/v_c + Z_{\pi 1}/v_\pi}} = \frac{1}{\sqrt{1 + (Z_{\pi 1}/Z_{c2})m}} = \frac{1}{\sqrt{1 + m/r^2}}. \quad (37)$$

Расчет по формулам (36), (37) даёт следующие численные значения коэффициентов емкостной и индуктивной связи в СЛДЭ для согласованных 3 дБ-мостов трех различных типов направленности:

$$k_L = \begin{cases} \sqrt{1/7} = 0,378 - \text{СоН}; \\ \sqrt{1/2} = 0,707 - \text{ПрН}; \\ \sqrt{2/5} = 0,632 - \text{ТрН}; \end{cases} \quad (38)$$

$$k_C = \begin{cases} \sqrt{3/5} = 0,775 - \text{СоН}; \\ \sqrt{1/2} = 0,707 - \text{ПрН}; \\ \sqrt{6/7} = 0,926 - \text{ТрН}. \end{cases} \quad (39)$$

Характеристические нагрузки для СЛДЭ

Полубесконечный отрезок идеальных СЛДЭ (рис. 4, а) весьма наглядно замещается модально-линейной эквивалентной схемой, показанной на рис. 4, б, которая представляет собой два изолированных отрезка линий передачи, последовательно соединенных на ближнем конце и согласованно нагруженных на дальнем конце, как в [1].

Кроме того, для СЛДЭ существуют П- и Т-образные эквивалентные схемы (рис. 4, в, г), которые являются полностью согласованными и неотражающими, т.е. характеристическими оконечными нагрузками [13, 18]. При этом для идеальных СЛДЭ с учетом предельных значений известных параметров (15) структуры П- и Т-образной схем замещения (см. рис. 4, в, г) упрощаются и сводятся к единой схеме характеристической терминальной (оконечной) нагрузки в виде двух последовательно соединённых резисторов (см. рис. 4, д), значения которых стремятся, а в пределе становятся равными модально-линейным импедансам $Z_{1\pi}$ и Z_{c2} .

Из рис. 4, д видно, что значение сопротивления между 1-й и 2-й линиями равно $Z_{1\pi} = Z_m$, а между 2-й линией и землёй равно $Z_{c2} = Z_{12}$. Следовательно, все величины элементов характеристической нагрузки выражаются через соответствующие модальные импедансы (14)–(22), и нет необходимости вводить дополнительные обозначения параметров нагрузки.

К тому же здесь также выполняется соотношение (25) для характеристического импеданса Z_0 .

И наконец, представим эквивалентную схему в виде двух отдельных нагрузочных резисторов Z_{01} и Z_{02} (рис. 4, е), которые подключаются между каждой из линий и землёй и согласованы с отрезком СЛДЭ

на центральной частоте. Расчётные номиналы согласованных сопротивлений для мостов различных типов направленности определяются по формулам, приводимым в табл. 1, а их характеристический импеданс при любых m вычисляется так:

$$Z_0 = \sqrt{Z_{01}Z_{02}}. \tag{40}$$

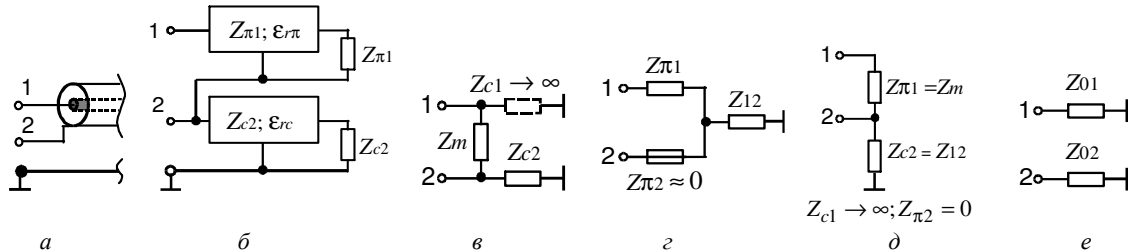


Рис. 4. Полубесконечный отрезок идеальных СЛДЭ (а) и его схемы замещения: в виде отрезков одиночных линий, последовательно соединенных на ближнем конце и согласованно нагруженных на дальнем конце (б); в виде П-образной (в) и Т-образной (г) цепей, которые при идеальном экранировании сводятся к единой цепи из двух последовательно соединённых резисторов (д), а также в виде двух отдельных резисторов (е)

Таблица 1

Согласованные нагрузки и другие параметры для мостов различных типов направленности на отрезке СЛДЭ

Схема нагрузки	Тип моста		
	Сонаправленный $k = \sqrt{1/3}; m = 3^{\pm 1}$ $v_{(c,\pi)} = \begin{cases} 1/\sqrt{L_{12}C_{02}}; \\ 1/\sqrt{L_{01}C_{12}}. \end{cases}$	Противонаправленный $k = \sqrt{1/2}; m = 1$ $v = v_{\pi} = v_c = 1/\sqrt{L_{11}C_{11}} = 1/\sqrt{L_{22}C_{22}} = 1/\sqrt{(L_{01} + L_{12})C_{12}} = 1/\sqrt{L_{12}(C_{02} + C_{12})}$	Транснаправленный $k = \sqrt{2/3}; m = 3^{\pm 1}$ $v_{(c,\pi)} = \begin{cases} 1/\sqrt{L_{12}C_{02}}; \\ 1/\sqrt{L_{01}C_{12}}. \end{cases}$
Z_{01} Z_{02} 	$Z_0 = Z_{01} = Z_{02} = \sqrt{Z_{\pi 1}Z_{c2}} = \sqrt{L_{01}L_{12}/(C_{02}C_{12})}$	$Z_{01} = Z_1 = \sqrt{L_{11}/C_{11}} = \sqrt{(L_{01} + L_{12})/C_{12}}$ $Z_{02} = Z_2 = \sqrt{L_{22}/C_{22}} = \sqrt{L_{12}/(C_{02} + C_{12})}$	$Z_{01} = Z_{\pi 1} = \sqrt{L_{01}/C_{12}}$ $Z_{02} = Z_{c2} = \sqrt{L_{12}/C_{02}}$

Синтез трансформирующих мостов на СЛДЭ

Существует три типа направленности ответвителей на связанных линиях: 1) сонаправленный (СоН, прямой); 2) противонаправленный (ПрН, обратный); 3) транснаправленный (ТрН, трансверсальный или поперечный). Основные характеристики трех типов согласованных 3 дБ-ответвителей (т.е. мостов) на отрезке СЛДЭ с электрической длиной синфазной (здесь быстрой) волны θ_c равной 90 град, приведём в табл. 2. Каждый из этих мостов на СЛДЭ полностью описывается набором из четырех независимых параметров (двух импедансных и двух фазовых), например, $Z_{\pi 1}, Z_{c2}, \epsilon_{rc}, \epsilon_{r\pi}$ или $Z_0, k, \epsilon_{rc}, \epsilon_{r\pi}$. Основные соотношения для мостов на СЛДЭ представим в табл. 3.

Синтез трансформирующего моста начинается с выбора значений нагрузочных сопротивлений Z_{01}, Z_{02} (см. рис. 4, д) и задания модально-фазового отношения, соответствующего типу направленности.

В противонаправленном мосте, необходимо обеспечить модально-фазовое отношение (12), равное единице, $m = 1$, а в со- и транснаправленном – трехкратное, $m = 3$ (или $1/3$), т.е. $m = 3^{\pm 1}$.

Для формирования противонаправленного квадратурного моста (3 дБ) с идеальным согласо-

ванием и направленностью необходимо выполнить ещё условие

$$Z_{02}/Z_{01} = 1/2, \tag{41}$$

а транснаправленного квадратурного моста – условие

$$Z_{02}/Z_{01} = 2, \tag{42}$$

(см. табл. 2). Отсюда видно, что и противонаправленный и транснаправленный 3 дБ-мосты на отрезке СЛДЭ обладают свойством двукратной трансформации импеданса $Z_{02}/Z_{01} = 2^{\pm 1}$, а их характеристический импеданс Z_0 вычисляется по одной и той же формуле (40).

В отличие от двух предыдущих мостов сонаправленный согласованный мост на СЛДЭ не является квадратурным, а получается синфазно-противофазным (т.е. суммарно-разностным) и, несмотря на неодинаковость линий, не имеет межлинейной трансформации. Однако он может обеспечить продольную трансформацию импеданса между ближним Z_{in} и дальним Z_{out} концами отрезка линий (см. табл. 3) с характеристическим импедансом

$$Z_0 = \sqrt{Z_{in}Z_{out}}. \tag{43}$$

При отсутствии трансформации, когда $Z_0 = Z_{in} = Z_{out}$, такой мост становится наиболее широкополосным.

Таблица 2

Характеристики трех типов согласованных 3 дБ-мостов на отрезке СЛДЭ с электрической длиной $\theta_c = 90^\circ$ град

Возбуждаемая линия	Рабочие параметры согласованного моста на отрезке СЛДЭ	Тип направленности и характеристики мостов на отрезке СЛДЭ		
		Сонаправленный синфазно-противофазный	Противонаправленный квадратурный	Транснаправленный квадратурный
Любая 1 или 2	1. Модально-фазовое отношение m 2. Коэффициент импеданной связи k 3. Возвратные потери (все порты согласованы)	$m = 3$ (или $1/3$) $k = \sqrt{1/3} = 0,577$ $S_{11} = S_{22} = S_{33} = S_{44} = 0$ на центральной частоте	$m = 1$ $k = \sqrt{1/2} = 0,707$ $S_{11} = S_{22} = S_{33} = S_{44} = 0$ на всех частотах	$m = 3$ (или $1/3$) $k = \sqrt{2/3} = 0,816$ $S_{11} = S_{22} = S_{33} = S_{44} = 0$ на центральной частоте
Внутренняя 1	1. Вносимые потери ($\theta_c = 90^\circ$) 2. Связь ($\theta_c = 90^\circ$) 3. Развязка (изоляция) 4. Разность фаз между выходными портами, град	 $ S_{31} = \sqrt{1/2}$ (-3 дБ) $ S_{41} ^* = \sqrt{1/2}$ (-3 дБ) $S_{21} = S_{43} = 0$ $\Delta\varphi_{34} = \pm 180$	 $ S_{31} = \sqrt{1/2}$ (-3 дБ) $ S_{21} = \sqrt{1/2}$ (-3 дБ) $S_{41} = S_{32} = 0$ $\Delta\varphi_{23} = -90$	 $ S_{41} ^* = \sqrt{1/2}$ (-3 дБ) $ S_{21} = \sqrt{1/2}$ (-3 дБ) $S_{31} = S_{42} = 0$ $\Delta\varphi_{24} = -90$
		 $ S_{42} = 0,707$ (-3 дБ) $ S_{32} ^* = 0,707$ (-3 дБ) $S_{12} = S_{34} = 0$ $\Delta\varphi_{34} = 0$	 $ S_{42} = 0,707$ (-3 дБ) $ S_{12} = 0,707$ (-3 дБ) $S_{32} = S_{41} = 0$ $\Delta\varphi_{14} = -90$	 $ S_{32} ^* = 0,707$ (-3 дБ) $ S_{12} = 0,707$ (-3 дБ) $S_{42} = S_{31} = 0$ $\Delta\varphi_{13} = -90$

* – Связь на дальнем конце отрезка линий.

Таблица 3

Импедансные, фазовые и другие параметры трех типов 3 дБ-мостов на отрезке СЛДЭ

Параметры моста на отрезке СЛДЭ	Тип направленности и параметры мостов на отрезке СЛДЭ		
	Сонаправленный синфазно-противофазный	Противонаправленный квадратурный	Транснаправленный квадратурный
Модально-фазовое отношение m	$\dot{m} = 3$ (или $1/3$)	$\dot{m} = 1$	$\dot{m} = 3$ (или $1/3$)
Отношение нагрузочных сопротивлений	$Z_{out}/Z_{in} = Z_{in}/Z_{in} = 1$	$Z_{02}/Z_{01} = 1/2$	$Z_{02}/Z_{01} = 2$
Коэффициент трансформации n	$\sqrt{Z_{out}/Z_{in}}$ = произвольный $\dot{n} = 1$ – оптимальный	$\ddot{n} = \sqrt{Z_{02}/Z_{01}} = 1/\sqrt{2}$	$\ddot{n} = \sqrt{Z_{02}/Z_{01}} = \sqrt{2}$
Характеристические нагрузки для СЛДЭ	$Z_{in} = \dot{Z}_0^2/Z_{out}$ $Z_{out} = \dot{Z}_0^2/Z_{in}$	$Z_{01} = \ddot{Z}_0\sqrt{2}$ $Z_{02} = \ddot{Z}_0/\sqrt{2}$	$Z_{01} = \ddot{Z}_0/\sqrt{2}$ $Z_{02} = \ddot{Z}_0\sqrt{2}$
Характеристический импеданс Z_0	$\dot{Z}_0 = \sqrt{Z_{in}Z_{out}} = \sqrt{\dot{Z}_{\pi 1}\dot{Z}_{c 2}}$	$\ddot{Z}_0 = \sqrt{Z_{01}Z_{02}} = \sqrt{\ddot{Z}_{\pi 1}\ddot{Z}_{c 2}}$	$\ddot{Z}_0 = \sqrt{Z_{01}Z_{02}} = \sqrt{\ddot{Z}_{\pi 1}\ddot{Z}_{c 2}}$
Модально-линейные импедансы $Z_{\pi 1}, Z_{c 2}$	 $\dot{Z}_{\pi 1} = \dot{Z}_0\sqrt{2}$ $\dot{Z}_{c 2} = \dot{Z}_0/\sqrt{2}$	 $\ddot{Z}_{\pi 1} = \ddot{Z}_0$ $\ddot{Z}_{c 2} = \ddot{Z}_0$	 $\ddot{Z}_{\pi 1} = \ddot{Z}_0/\sqrt{2}$ $\ddot{Z}_{c 2} = \ddot{Z}_0\sqrt{2}$
Модально-импедансное отношение $r^2 = Z_{c 2}/Z_{\pi 1}$	$\dot{Z}_{c 2}/\dot{Z}_{\pi 1} = 1/2$	$\ddot{Z}_{c 2}/\ddot{Z}_{\pi 1} = 1$	$\ddot{Z}_{c 2}/\ddot{Z}_{\pi 1} = 2$
Коэффициент импеданной связи k	$\dot{k} = \sqrt{1/3} = 0,577$	$\ddot{k} = \sqrt{1/2} = 0,707$	$\ddot{k} = \sqrt{2/3} = 0,816$

Продолжение табл. 3

1	2	3	4
Нормированное сопротивление связи r	$1/\sqrt{2}$	1	$\sqrt{2}$
Нормированное собственное сопротивление ρ	$\sqrt{3/2}$	$\sqrt{2}$	$\sqrt{3}$
Нормированные модальные импедансы $Z_c/Z_0, Z_\pi/Z_0$	$\frac{\dot{Z}_{(c,\pi)}}{\dot{Z}_0} = \sqrt{\frac{3}{2}} \pm \frac{1}{\sqrt{2}} = \begin{cases} 1,932 \\ 0,518 \end{cases}$	$\frac{\ddot{Z}_{(c,\pi)}}{\ddot{Z}_0} = \sqrt{2} \pm 1 = \begin{cases} 2,414 \\ 0,414 \end{cases}$	$\frac{\dddot{Z}_{(c,\pi)}}{\dddot{Z}_0} = \sqrt{3} \pm \sqrt{2} = \begin{cases} 3,146 \\ 0,318 \end{cases}$
Коэффициент емкостной связи k_C	$\sqrt{3/5} = 0,775$	$\sqrt{1/2} = 0,707$	$\sqrt{6/7} = 0,926$
Коэффициент индуктивной связи k_L	$\sqrt{1/7} = 0,378$	$\sqrt{1/2} = 0,707$	$\sqrt{2/5} = 0,632$
Коэффициент k_{LC}	$(\sqrt{5} - \sqrt{21})/(\sqrt{35} - \sqrt{3}) = -0,561$	0	$\frac{\sqrt{14} - \sqrt{30}}{\sqrt{35} - \sqrt{12}} = 0,708$
Матрица волновых сопротивлений \mathbf{Z}	$\dot{Z}_0 \begin{bmatrix} \sqrt{2} + 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix}$	$\ddot{Z}_0 \begin{bmatrix} 2 & 1 \\ 1 & 1 \end{bmatrix}$	$\dddot{Z}_0 \begin{bmatrix} 1/\sqrt{2} + \sqrt{2} & \sqrt{2} \\ \sqrt{2} & \sqrt{2} \end{bmatrix}$
Собственные значения матрицы волновых сопротивлений \mathbf{Z}	$\frac{Z'_{(c,\pi)}}{\dot{Z}_0} = \sqrt{2} \pm 1 = \begin{cases} 2,414 \\ 0,414 \end{cases}$	$\frac{Z''_{(c,\pi)}}{\ddot{Z}_0} = \frac{3 \pm \sqrt{5}}{2} = \begin{cases} 2,618 \\ 0,382 \end{cases}$	$\frac{Z'''_{(c,\pi)}}{\dddot{Z}_0} = \frac{5 \pm \sqrt{17}}{2\sqrt{2}} = \begin{cases} 3,226 \\ 0,310 \end{cases}$
Модальные числа \bar{R}_c, \bar{R}_π из собственных векторов \mathbf{V} матрицы \mathbf{Z}	$R'_c = \sqrt{2} - 1 = 0,414;$ $R'_\pi = -\sqrt{2} - 1 = -2,414$	$R''_c = (\sqrt{5} - 1)/2 = 0,618;$ $R''_\pi = (-\sqrt{5} - 1)/2 = -1,618$	$R'''_c = (\sqrt{17} - 1)/4 = 0,781;$ $R'''_\pi = (-\sqrt{17} - 1)/4 = -1,281$
Произведение и отношение модальных чисел $-\bar{R}_c\bar{R}_\pi; -\bar{R}_c/\bar{R}_\pi$	$-R'_c R'_\pi = 1;$ $-R'_c/R'_\pi = 3 - \sqrt{8} = 0,172$	$-R''_c R''_\pi = 1;$ $-R''_c/R''_\pi = (3 - \sqrt{5})/2 = 0,382$	$-R'''_c R'''_\pi = 1;$ $-R'''_c/R'''_\pi = (9 - \sqrt{17})/8 = 0,610$

Итак, порядок расчета (синтеза) одноступенчатого согласованного трансформирующего 3 дБ-моста на отрезке СЛДЭ с заданным типом направленности следующий:

1. Фиксируем нумерацию связанных линий: первая – внутренняя; вторая – внешняя (экранирующая) согласно рис. 1, 2 и 4. Если нумерация будет обратной, то последующие соотношения необходимо будет перенумеровать, а в матричных формах переставить между собой и строки, и столбцы.

2. По заданным нагрузочным сопротивлениям Z_{01}, Z_{02} или Z_{in}, Z_{out} находим значение характеристического импеданса системы Z_0 по (40) или (43).

3. По найденному характеристическому импедансу Z_0 и заданному типу направленности (со-, противо-, транс-) отыскиваем величины модально-линейных импедансов $Z_{\pi 1} = Z_0/r$ и $Z_{c 2} = rZ_0$, где взаимное нормированное сопротивление r определяется из (32).

4. Учитывая тип направленности, по табл. 3 определяем значение модально-фазового отношения m .

5. По найденному отношению m и заданной величине одной из модальных диэлектрических проницаемостей (например, ϵ_{rc}) находим величину второй модальной диэлектрической проницаемости (в данном примере $\epsilon_{r\pi}$) из соотношения (12).

Таким образом, в результате синтеза получаем полное электрическое описание моста заданного типа направленности на отрезке СЛДЭ в виде набора из четырёх модальных параметров – двух импедансных и двух фазовых, а именно: $Z_{\pi 1}, Z_{c 2}, \epsilon_{rc},$

$\epsilon_{r\pi}$, позволяющих далее выбрать конструкцию (см. рис. 1) и определить её геометрические размеры [21–23].

Анализ матрицы волновых сопротивлений

В ряде случаев представляет интерес математическое спектральное разложение матрицы волновых сопротивлений \mathbf{Z} связанных линий. Выполним его для всех типов СЛДЭ и мостов (со-, противо- и транснаправленного) на их основе и представим в общем виде так:

$$\mathbf{Z} = \mathbf{V} \begin{bmatrix} \bar{Z}_c & 0 \\ 0 & \bar{Z}_\pi \end{bmatrix} \mathbf{V}^{-1}, \tag{44}$$

где $\bar{Z}_{(c,\pi)}$ – собственные значения матрицы волновых сопротивлений \mathbf{Z} ; \mathbf{V} – матрица, составленная из собственных векторов матрицы \mathbf{Z} , записываемая так:

$$\mathbf{V} = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ \bar{R}_c & \bar{R}_\pi \end{bmatrix}, \tag{45}$$

где \bar{R}_c, \bar{R}_π – модальные числа из матрицы \mathbf{V} , удовлетворяют следующим значениям «металлических» пропорций (сечений) [24]: «серебряной» $\sqrt{2} + 1 = 1,414$ – в случае сонаправленного моста; «золотой» $(\sqrt{5} + 1)/2 = 1,618$ – в случае противонаправленного моста, и ещё одной, пока безымянной, но для которой предлагается термин «платиновая» $(\sqrt{17} + 1)/4 = 1,281$ – в случае транснаправленного моста. При этом произведение модальных чисел для всех типов мостов всегда одинаково и равно единице $-\bar{R}_\pi\bar{R}_c = 1$, откуда следует

$$\bar{R}_\pi = -\bar{R}_c^{-1}. \quad (46)$$

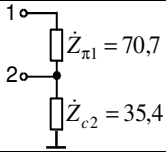
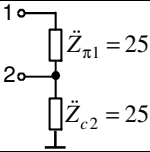
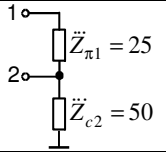
Основные формулы, полученные из вышезаписанных соотношений (44)–(46), приведены в табл. 3.

Численные результаты

Для численной и графической иллюстрации полученных расчетных соотношений возьмем три схемы мостов с проектными параметрами, приведенными в табл. 4.

Таблица 4

Примеры проектных параметров для трех типов 3 дБ-мостов на отрезке СЛДЭ

Параметры моста на отрезке СЛДЭ	Тип направленности и параметры мостов на отрезке СЛДЭ		
	Сонаправленный синфазно-противофазный	Противонаправленный квадратурный	Транснаправленный квадратурный
Модальные диэлектрические проницаемости	$\epsilon_{rc} = 1,1$ $\epsilon_{r\pi} = 9,9$	$\epsilon_{rc} = 1,1$ $\epsilon_{r\pi} = 1,1$	$\epsilon_{rc} = 1,1$ $\epsilon_{r\pi} = 9,9$
Модально-фазовое отношение m	$\dot{m} = 3$	$\dot{m} = 1$	$\dot{m} = 3$
Отношение нагрузочных сопротивлений	$Z_{out}/Z_{in} = 1$	$Z_{02}/Z_{01} = 0,5$	$Z_{02}/Z_{01} = 2$
Характеристические нагрузки СЛДЭ, Ом	$Z_{in} = 50$ $Z_{out} = 50$	$Z_{01} = 35,4$ $Z_{02} = 17,7$	$Z_{01} = 25$ $Z_{02} = 50$
Характеристический импеданс Z_0 , Ом	$\dot{Z}_0 = 50$	$\ddot{Z}_0 = 25$	$\ddot{Z}_0 = 35,4$
Модально-линейные импедансы $Z_{\pi 1}, Z_{c2}$, Ом			
Модально-импедансное отношение $Z_{c2}/Z_{\pi 1}$	$\dot{Z}_{c2}/\dot{Z}_{\pi 1} = 1/2$	$\ddot{Z}_{c2}/\ddot{Z}_{\pi 1} = 1$	$\ddot{Z}_{c2}/\ddot{Z}_{\pi 1} = 2$
Модальные импедансы Z_c, Z_π , Ом	$\dot{Z}_c = 96,6$ $\dot{Z}_\pi = 25,9$	$\ddot{Z}_c = 60,4$ $\ddot{Z}_\pi = 10,4$	$\ddot{Z}_c = 111,3$ $\ddot{Z}_\pi = 11,2$
Матрица волновых сопротивлений \mathbf{Z} , Ом	$\begin{bmatrix} 106,1 & 35,4 \\ 35,4 & 35,4 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 50 & 25 \\ 25 & 25 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 75 & 50 \\ 50 & 50 \end{bmatrix}$
Собственные значения матрицы волновых сопротивлений \mathbf{Z} , Ом	$Z'_c = 120,8$ $Z'_\pi = 20,7$	$Z''_c = 65,5$ $Z''_\pi = 9,5$	$Z'''_c = 114,0$ $Z'''_\pi = 11,0$
Матрица погонных емкостей \mathbf{C} , пФ/м	$\begin{bmatrix} 148 & -148 \\ -148 & 247 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 140 & -140 \\ -140 & 280 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 419 & -419 \\ -419 & 489 \end{bmatrix}$
Матрица погонных индуктивностей \mathbf{L} , мкГн/м	$\begin{bmatrix} 0,865 & 0,124 \\ 0,124 & 0,124 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0,176 & 0,088 \\ 0,088 & 0,088 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0,438 & 0,175 \\ 0,175 & 0,175 \end{bmatrix}$
Коэффициент импедансной связи k	$\dot{k} = \sqrt{1/3} = 0,577$	$\ddot{k} = \sqrt{1/2} = 0,707$	$\ddot{k} = \sqrt{2/3} = 0,816$
Коэффициент емкостной связи k_C	$\sqrt{3/5} = 0,775$	$\sqrt{1/2} = 0,707$	$\sqrt{6/7} = 0,926$
Коэффициент индуктивной связи k_L	$\sqrt{1/7} = 0,378$	$\sqrt{1/2} = 0,707$	$\sqrt{2/5} = 0,632$
Коэффициент трансформации	$\sqrt{\sqrt{3/35}} = 0,541$	$\sqrt{1/2} = 0,707$	$\sqrt{\sqrt{12/35}} = 0,765$
Коэффициент неуравновешенности k_{LC}	$(\sqrt{5} - \sqrt{21})/(\sqrt{35} - \sqrt{3}) = -0,561$	0	$(\sqrt{14} - \sqrt{30})/(\sqrt{35} - \sqrt{12}) = -0,708$
Собственные импедансы линий Z_1 и Z_2 , Ом	76,5 22,4	35,4 17,7	32,3 18,9

Эти устройства представляют собой нагруженные четвертьволновые трансформирующие отрезки СЛДЭ, выполняющие функции со-, противо- и транснаправленного согласованных 3 дБ-мостов, показанных на рис. 5. Они были проанализированы в

частотной области, и их расчетные частотные зависимости модуля [$s_{ij} = 20 \log(|S_{ij}|)$, дБ] и фазы [$\varphi_{ij} = \arg(S_{ij})$, град] основных коэффициентов S_{ij} ($i, j = 1, \dots, 4$) матрицы рассеяния \mathbf{S} показаны на

рис. 6. Электрическая длина всех мостов выбирается одинаковой и составляет $\theta_c = 90$ град на частоте $f = 1$ ГГц. При этом электрическая длина отрезка линий СЛДЭ θ_c определяется геометрической длиной и замедлением ϵ_{rc} самой быстрой (здесь синфазной) волны. Таким образом,

$$\theta_c = \frac{\omega l}{v_c} = \frac{360 f \sqrt{\epsilon_{rc}} l}{c},$$

где c – скорость света в свободном пространстве; l – геометрическая длина отрезка СЛДЭ.

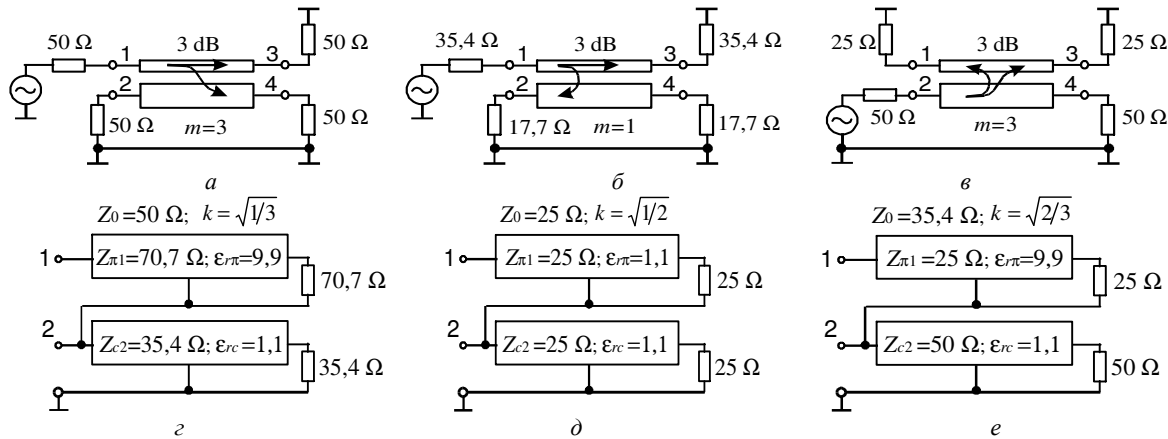


Рис. 5. Три схемы нагруженных трансформирующих 3-дБ мостов на отрезке СЛДЭ и их модальные схемы замещения: а, с – сонаправленный; б, д – противоположенный; в, е – транснаправленный

Из представленных зависимостей и предварительных расчётов было выявлено, что сонаправленный мост, нагруженный на входе и выходе на 50 и 25 Ом соответственно (т.е. с двукратной трансформацией импеданса), имеет полосу рабочих частот по уровню согласования $S_{22} = 15$ дБ и связи на дальнем конце $S_{41} = (3-3,2)$ дБ всего лишь 10%. Однако если во всех портах установлены одинаковые нагрузки (например, 50 Ом) и отсутствует продольная трансформация импеданса (с наличием симметрии между ближним и дальним концами отрезка линий), то при том же уровне согласования $S_{11} = S_{22} = 15$ дБ и связи на дальнем конце $S_{41} = (3-3,3)$ дБ полоса рабочих частот расширяется до 16 % (см. рис. 6, а). Характеристики рабочего затухания 1-й и 2-й линий совпадают друг с другом $S_{31} = S_{42}$; также совпадают все кривые согласования и развязки $S_{11} = S_{22} = S_{21}$. Кроме того, при возбуждении 1-го порта разность фаз между выходными 3-м и 4-м портами составляет

$$\Delta\phi_1 = \phi_{41} - \phi_{31} = -180 \text{ град},$$

а при возбуждении 2-го порта разность фаз между теми же 3-м и 4-м портами составляет уже

$$\Delta\phi_2 = \phi_{42} - \phi_{32} = 0 \text{ град}$$

в центре полосы рабочих частот (см. рис. 6, б). При этом

$$\Delta\phi_2 - \Delta\phi_1 = 180 \text{ град}$$

во всей полосе рабочих частот, т.е. мост является синфазно-противофазным (суммарно-разностным), что аналогично случаю несимметричного сонаправленного моста на микрополосковых линиях, описанному в [19, с. 153] и [25].

Противонаправленный мост (см. рис. 6, в, г) идеально согласован на всех портах и на всех частотах, поэтому в поле графиков отображаются лишь характеристики связи S_{21} и рабочего затухания S_{31} , но не попадают характеристики возвратных потерь S_{11} и развязки S_{41} . Каждая из двух неодинаковых линий

нагружена на своё согласованное сопротивление, поэтому характеристики рабочего затухания в 1-й и 2-й линиях совпадают друг с другом $S_{42} = S_{31}$. Разность фаз между сигналами в выходных 2-м и 3-м портах составляет 90 град

$$\Delta\phi = \phi_{31} - \phi_{21} = -90 \text{ град},$$

т.е. мост является квадратурным. Полоса рабочих частот по уровню связи $S_{21} = (2,53-3,5)$ дБ весьма широка и достигает 60%.

Частотные характеристики (ЧХ) транснаправленного моста на отрезке СЛДЭ при возбуждении ближнего конца внешней линии, т.е. 2-го порта, показаны на рис. 6, д, е, где наблюдается наибольшее количество различающихся кривых (их шесть). Выделим и обозначим эти характеристики (см. табл. 2):

S_{11}, S_{22} – ЧХ возвратных потерь (отражения) для 1-го и 2-го портов (пунктирные линии без и с крестиками) соответственно;

S_{12} – ЧХ «ближней» связи между 2-м и 1-м портами на ближнем конце (штриховая линия);

S_{32} – ЧХ рабочего затухания, т.е. «дальней» связи между 2-м и 3-м портами на дальнем конце (черная штрихпунктирная линия);

S_{31}, S_{42} – ЧХ вносимых потерь в 1-й и 2-й линиях, т.е. здесь внутрелинейной и внешнелинейной развязки (сплошные линии без и с треугольниками) соответственно. Из графиков (см. рис. 6, д, е) видно, что у транснаправленного моста с возбуждаемым 2-м портом по уровню внешнелинейной развязки $S_{42} = 15$ дБ (почти совпадающему с уровнем возвратных потерь 1-го порта S_{11}) при уровне ближней связи $S_{12} = (2,8-3,5)$ дБ полоса рабочих частот достигает 14%. Это вполне приемлемо для большого количества приложений. Также отметим, что разность фаз между выходными 1-м и 3-м портами в рабочей полосе частот составляет

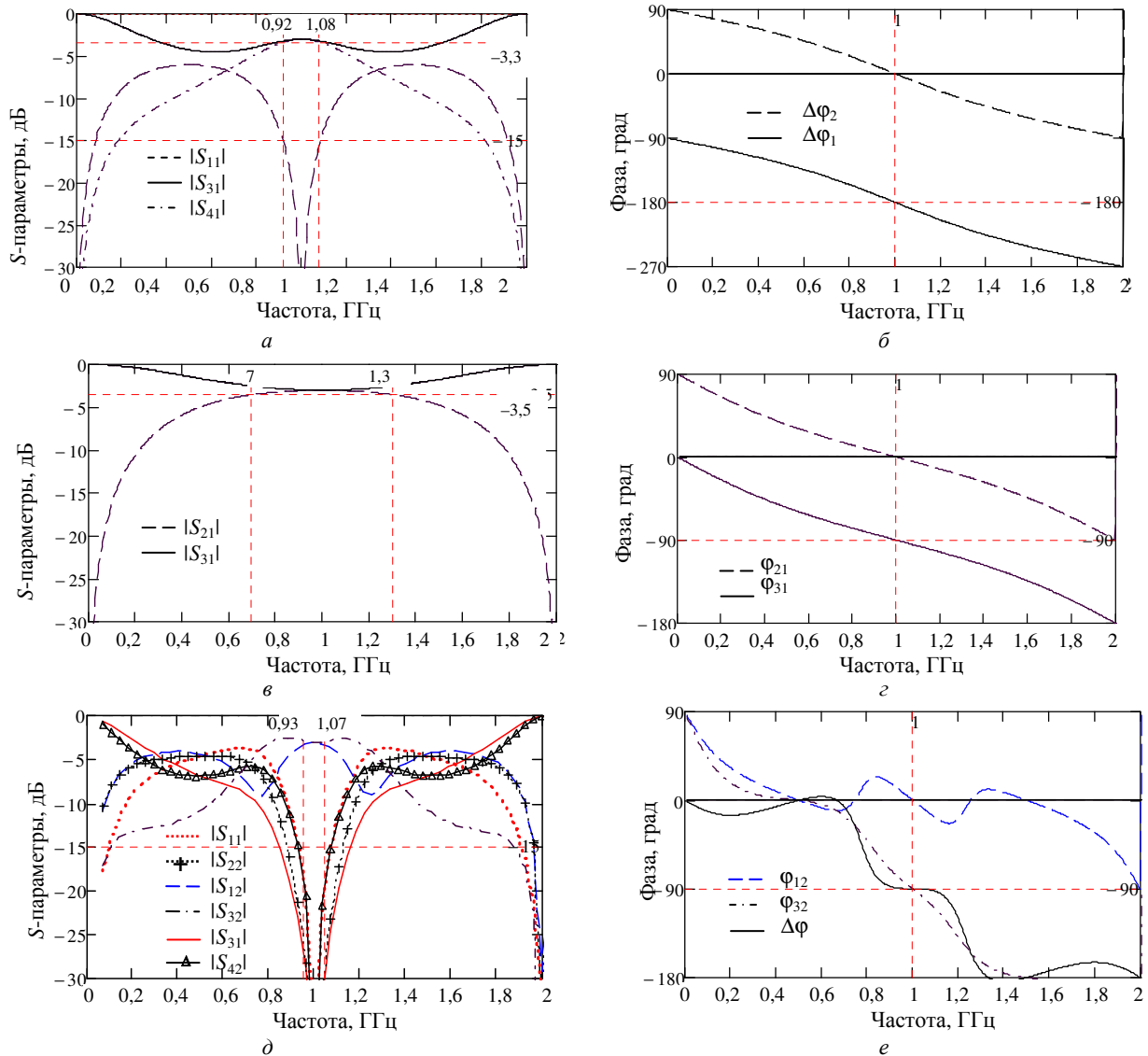


Рис. 6. Амплитудно- и фазочастотные характеристики трёх типов трансформирующих 3-дБ-мостов на отрезке СЛДЭ: а, б – сонаправленный; в, г – противоположенный; д, е – транснаправленный

$$\Delta\phi = \phi_{32} - \phi_{12} = -90 \text{ град}$$

с погрешностью не более ± 1 град, т.е. транснаправленный мост является квадратурным с высокой точностью.

Заключение

1. Применение отрезков связанных линий с двойным экраном, имеющих неоднородное диэлектрическое заполнение, позволяет создавать направленные ответвители и мосты с любым произвольно заданным типом направленности: 1) прямым (сонаправленным); 2) обратным (противонаправленным); 3) поперечным (трансверсальным, т.е. транснаправленным).

2. Идеальные СЛДЭ полностью описываются набором из четырех независимых параметров – двух импедансных и двух фазовых. Таковыми могут выступать $Z_{\pi 1}$, Z_{c2} , ϵ_{rc} , $\epsilon_{r\pi}$ или Z_0 , k , ϵ_{rc} , m .

3. В однородной диэлектрической среде при модально-фазовом отношении, равном единице,

возможен только противоположенный режим работы ответвителя (моста).

4. В неоднородной (кусочно-однородной) диэлектрической среде при обеспечении троекратного модально-фазового отношения можно за счет изменения импеданса (т.е. коэффициента импедансной связи) достичь или со-, или транснаправленного режимов работы.

5. Хотя на основе СЛДЭ возможно формирование трех типов мостов различной направленности, однако сонаправленный мост получается синфазно-противофазным (т.е. неквадратурным), а противоположенный и транснаправленный – квадратурными.

6. Сонаправленный согласованный 3 дБ-мост на СЛДЭ при одинаковых нагрузочных сопротивлениях на всех портах имеет отношение модально-линейных импедансов, равное двум.

7. Противонаправленный согласованный 3 дБ-мост на СЛДЭ имеет двукратное отношение сопротивлений характеристических нагрузок на каждом

из обоих концов отрезка линий и одинаковые модально-линейные импедансы.

8. Транснаправленный согласованный 3-дБ-мост на СЛДЭ имеет двукратное отношение как нагрузочных (на каждом из обоих концов отрезка линий), так и модально-линейных импедансов.

9. Сонаправленный согласованный мост на СЛДЭ, не обладая свойством межлинейной трансформации, обеспечивает трансформацию импеданса между ближним и дальним концами отрезка линий. При этом он становится максимально широкополосным, если трансформации не осуществляется (нагружен на одинаковые сопротивления по всем портам).

10. Для получения равного деления мощности (связь 3 дБ в центре полосы рабочих частот) между выходными портами СЛДЭ-мостов различных типов направленности необходимы различные величины коэффициента импедансной связи k . При этом для сонаправленного моста требуется «слабый» $\dot{k} = \sqrt{1/3} = 0,577$, для противонаправленного – «средний» $\ddot{k} = \sqrt{1/2} = 0,707$, а для транснаправленного – «сильный» коэффициент связи $\ddot{\ddot{k}} = \sqrt{2/3} = 0,816$, что в данном исследовании выявлено впервые.

Приложение

При моделировании связанных линий удобно использовать геометрическую форму представления соотношений между импедансными и смежными параметрами.

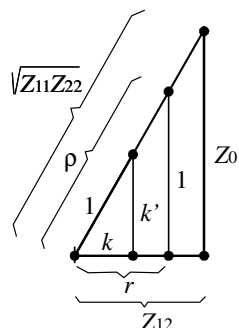


Рис. П1. Геометрический чертёж, иллюстрирующий взаимосвязь импедансных параметров СЛ, основанных на следующих ненормированных сопротивлениях: собственном $\sqrt{Z_{11}Z_{22}}$; взаимном Z_{12} и характеристическом Z_0

Основные расчетные соотношения: $Z_{11}Z_{22} = Z_{12}^2 + Z_0^2$; $\rho^2 = r^2 + 1$; $k^2 + k'^2 = 1$, а также $k = Z_{12} / \sqrt{Z_{11}Z_{22}}$; $k = r/\rho$ наглядно и компактно изображаются на одном геометрическом чертеже – «треугольнике импедансов» [18] (рис. П1).

Литература

1. Фильтры и цепи СВЧ / пер. с англ. Л.В. Алексеева, А.Е. Знаменского, В.С. Полякова. – М.: Связь, 1976. – 248 с.
2. Сычев А.Н. Управляемые СВЧ-устройства на многомодовых полосковых структурах. – Томск: ТГУ, 2001. – 318 с.
3. Wincza K. Asymmetric coupled-line directional couplers as impedance transformers in balanced and n -way power amplifiers / K. Wincza, S. Gruszczynski // IEEE Trans. Microw. Theory Techn. – 2011. – Vol. MTT-59, No. 7. – P. 1803–1810.
4. Wincza K. Approach to the design of asymmetric coupled-line directional couplers with maximum achievable im-

pedance-transformation ratio / K. Wincza, S. Gruszczynski, S. Kuta // IEEE Trans. Microw. Theory Techn. – 2012. – Vol. MTT-60, No. 7. – P. 1218–1225.

5. Триаксиальный кабель [Электронный ресурс]. – Режим доступа: https://ru.wikipedia.org/wiki/Триаксиальный_кабель (дата обращения: 01.09.2020).

6. Sytchev A.N. A novel loaded switched line phase shifter based on 3-D structure with meander-line // 1998 Asia-Pacific Microw. Conf. Proc. (APMC'98), Yokohama, Japan. – Dec. 8–11, 1998, Vol. 2. – P. 489–492.

7. Broadband balun circuits composed of impedance transforming directional couplers and LH transmission-line sections / J. Sorocki, I. Piekarz, K. Staszek, P. Kaminski, K. Wincza, S. Gruszczynski // Int. Journal of Information and Electronics Engineering. – 2016. – Vol. 6, No. 3. – P. 147–150.

8. Cristal E.G. Coupled-transmission-line directional couplers with coupled lines of unequal characteristic impedances // IEEE Trans. Microw. Theory Techn. – 1966. – Vol. MTT-14, No. 7. – P. 337–346.

9. Jensen T. Coupled transmission lines as impedance transformer / T. Jensen, V. Zhurbenko, V. Krozer // IEEE Trans. Microw. Theory Techn. – 2007. – Vol. MTT-55, No. 12. – P. 2957–2965.

10. Abbasi M. Q-, V-, W-band power amplifiers utilizing coupled transmission lines for impedance matching / M. Abbasi, H. Zirath, I. Angelov // IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. Dig. – 2008. – P. 863–866.

11. Фельдштейн А.Л. Синтез четырехполосников и восьмиполосников на СВЧ / А.Л. Фельдштейн, Л.Р. Явич. – 2-е изд. – М.: Связь, 1971. – 388 с.

12. Krage M.K. Characteristics of coupled microstrip transmission lines-I: Coupled-mode formulation of inhomogeneous lines / M.K. Krage, G.I. Haddad // IEEE Trans. Microw. Theory Techn. – 1970, Vol. MTT-18, No. 4. – P. 217–222.

13. Marx K.D. Propagation modes, equivalent circuits, and characteristic termination for multiconductor transmission lines with inhomogeneous dielectrics // IEEE Trans. Microw. Theory Techn. – 1973. – Vol. MTT-21, No. 7. – P. 450–457.

14. Tripathi V.K. Asymmetric coupled transmission lines in an inhomogeneous medium // IEEE Trans. Microw. Theory Techn., 1975. – Vol. MTT-23, No. 9. – P. 734–739.

15. Tsai C. A generalized model for coupled lines and its applications to two-layer planar circuits / C. Tsai, K.C. Gupta // IEEE Trans. Microw. Theory Techn. – 1992. – Vol. MTT-40, No. 12. – P. 2190–2199.

16. Speciale R. Even- and odd-mode for nonsymmetrical coupled lines in nonhomogeneous media // IEEE Trans. Microw. Theory Techn. – 1975. – Vol. MTT-23, No. 11. – P. 897–908.

17. Сычев А.Н. Синтез идеального фазового отношения для ответвителей на связанных линиях по заданному типу направленности / А.Н. Сычев, С.М. Стручков, Н.Ю. Рудый // Доклады ТУСУР. – 2017. – Т. 20, № 2. – С. 15–18.

18. Сычев А.Н. Параметры несимметричных связанных линий с неоднородным диэлектриком / А.Н. Сычев, Рудый Н.Ю. // Доклады ТУСУР. – 2018. – Т. 21, № 4-1. – С. 7–15.

19. Mongia R. RF and microwave coupled-line circuits / R. Mongia, I.J. Bahl, P. Bhartia, J. Hong. – Ed. 2-nd. – Boston, London: Artech House, 2007. – 549 p.

20. Сычев А.Н. Анализ и синтез несимметричных связанных линий в однородной диэлектрической среде // Доклады ТУСУР. – 2019. – Т. 22, № 1. – С. 11–19.

21. Сычев А.Н. Моделирование неодинаковых связанных линий с лицевой связью / А.Н. Сычев, К.К. Жаров // Электронные средства и системы управления: матер. докл.

XIV Междунар. науч.-практ. конф. (28–30 нояб. 2018 г.): в 2-х ч. – Томск: В-Спектр, 2018. – Ч. 1. – С. 91–93.

22. Sychev A.N. Analysis of asymmetric broad-side coupled lines by conformal mapping technique / A.N. Sychev, K.K. Zharov. – 2019 Int. Siberian Conf. on Control and Communications (SIBCON), Russia, Tomsk, 2019. – P. 1–3 [Электронный ресурс]. – <https://ieeexplore.ieee.org/document/8729591> – Режим доступа: (дата обращения: 20.09.2020).

23. Жаров К.К. Моделирование транснаправленного ответвителя на связанных линиях с многослойным диэлектрическим заполнением / К.К. Жаров, А.Н. Сычев // Электронные средства и системы управления: матер. докл. XV Междунар. науч.-практ. конф. (20–22 нояб. 2019 г.): в 2-х ч. – Томск: В-Спектр, 2019. – Ч. 1. – С. 101–104.

24. Spinadel V.W. The family of metallic means [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://vismath1.tripod.com/spinadel/index.html#re24> (дата обращения: 01.09.2020).

25. Ikalainen P.K. Wideband, forward-coupling microstrip hybrids with high directivity / P.K. Ikalainen, G.L. Matthaei // IEEE Trans. Microw. Theory Techn. – 1987. – Vol. MTT-35, No. 8. – P. 719–725.

Сычев Александр Николаевич

Д-р техн. наук, профессор каф. компьютерных систем в управлении проектирования (КСУП) Томского государственного ун-та систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР)
Ленина пр-т, 40, г. Томск, 634050, Россия
ORCID 0000-0002-4079-4605
Тел.: +7 (382-2) 41-47-17
Эл. почта: ans@main.tusur.ru

Бондарь Владислав Андреевич

Студент каф. КСУП ТУСУР
Ленина пр-т, 40, г. Томск, 634050, Россия
Тел.: +7 (382-2) 41-47-17
Эл. почта: vladuxexel@gmail.com

Жаров Константин Константинович

Ст. преп. каф. КСУП ТУСУР
Ленина пр-т, 40, г. Томск, 634050, Россия
Тел.: +7 (382-2) 41-47-17
Эл. почта: konstantin.k.zharov@tusur.ru

Анисимов Валерий Валерьевич

Магистрант каф. КСУП ТУСУР
Ленина пр-т, 40, г. Томск, 634050, Россия
Тел.: +7 (382-2) 41-47-17
Эл. почта: maternatallia@gmail.com

Дагба Кежик Байыр-Белекович

Студент каф. КСУП ТУСУР
Ленина пр-т, 40, г. Томск, 634050, Россия
Тел.: +7 (382-2) 41-47-17
Эл. почта: thiswhitenike@gmail.com

Степанюга Антон Игоревич

Студент каф. КСУП ТУСУР
Ленина пр-т, 40, г. Томск, 634050, Россия
Тел.: +7 (382-2) 41-47-17
Эл. почта: ganeball9799@mail.ru

Sychev A.N., Bondar V.A., Zharov K.K.,
Anisimov V.V., Dagba K.B.-B., Stepanyuga A.I.

Coupled lines with double shields for microwave hybrids of various types of directivity with transforming properties

Asymmetric coupled double-shielded lines in an inhomogeneous dielectric medium, which have special properties that allow us to create microwave hybrids of a given directionality type are investigated. For the first time, a new model and method of synthesis are proposed, which takes into account both the asymmetry and the inhomogeneity of the dielectric, which makes it possible to synthesize co-, counter- and trans-directional couplers that have both the transforming and required phase properties. The research results will be useful for finding new design solutions of the next generation microwave circuits.

Keywords: coupled lines, double shield, microwave hybrid, directional coupler, impedance transformer, line parameters, modal parameters, inhomogeneous dielectric, coupling coefficient.

doi: 10.21293/1818-0442-2020-23-3-13-25

References

1. *Microwave filters and circuits*, Ed. A. Matsumoto, New York, London: Academic Press, 1970, 349 p.
2. Sychev A.N. *Upravlyayemyye SVCH ustroystva na mnogomodovykh poloskovykh strukturakh*. [Controllable microwave circuits based on multimode stripline structures], Tomsk: TSU, 2001, 318 p. (in Russ.).
3. Wincza K., Gruszczynski S. Asymmetric coupled-line directional couplers as impedance transformers in balanced and n -way power amplifiers, *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, 2011, vol. 59, no. 7, pp. 1803–1810.
4. Wincza K., Gruszczynski S., Kuta S. Approach to the design of asymmetric coupled-line directional couplers with maximum achievable impedance-transformation ratio, *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, 2012, vol. 60, no. 7, pp. 1218–1225.
5. Triaxial cable [Online]. Available at: https://en.wikipedia.org/wiki/Triaxial_cable (Accessed: September 20, 2020).
6. Sytchev A.N. A novel loaded switched line phase shifter based on 3-D structure with meander-line, *1998 Asia-Pacific Microwave Conf. Proc. (APMC'98)*, Yokohama, Japan, Dec. 8–11, 1998, vol. 2, pp. 489–492.
7. Sorocki J., Piekarz I., Staszek K., et al. Broadband balun circuits composed of impedance transforming directional couplers and LH transmission-line sections, *Int. Journal of Information and Electronics Engineering*, 2016, vol. 6, no. 3, May, pp. 147–150.
8. Cristal E.G. Coupled-transmission-line directional couplers with coupled lines of unequal characteristic impedances, *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, 1966, vol. 14, no. 7, pp. 337–346.
9. Jensen T., Zhurbenko V., Krozer V. Coupled transmission lines as impedance transformer, *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, 2007, vol. 55, no. 12, pp. 2957–2965.
10. Abbasi M., Zirath H., Angelov I. Q-, V-, W-band power amplifiers utilizing coupled transmission lines for impedance matching, *IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. Dig.*, 2008, pp. 863–866.
11. Fel'dstein A.L., Yavich L.R. *Sintez chetyrekhpolysnikov I vos'mipolysnikov na SVCH* [Synthesis of four-port and two-port networks on the microwave], Ed. 2-nd, Moscow: Svyaz' Publ., 1971, 336 p. (in Russ.).
12. Krage M.K., Haddad G.I. Characteristics of coupled microstrip transmission lines-I: Coupled-mode formulation of

inhomogeneous lines, *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, 1970, vol. 18, no. 4, pp. 217–222.

13. Marx K.D. Propagation modes, equivalent circuits, and characteristic termination for multiconductor transmission lines with inhomogeneous dielectrics, *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, 1973, vol. 21, no. 7, pp. 450–457.

14. Tripathi V.K. Asymmetric coupled transmission lines in an inhomogeneous medium, *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, 1975, vol. 23, no. 9, pp. 734–739.

15. Tsai C., Gupta K.C. A generalized model for coupled lines and its applications to two-layer planar circuits, *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, 1992, vol. 40, no. 12, pp. 2190–2199.

16. Speciale R. Even- and odd-mode for nonsymmetrical coupled lines in nonhomogeneous media, *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, 1975, vol. 23, no. 11, pp. 897–908.

17. Sychev A.N., Struchkov S.M., Rudyi N.Y. Synthesis of an ideal phase ratio for coupled-line coupler with given type of directionality, *Proceedings of TUSUR University*, 2017, vol. 20, no. 2, pp. 15–18. (in Russ.).

18. Sychev A.N., Rudyi N.Y. Parameters of asymmetric coupled lines with inhomogeneous dielectrics, *Proceedings of TUSUR University*, 2018, vol. 21, no. 4-1, pp. 7–15 (in Russ.).

19. Mongia R., Bahl I.J., Bhartia P., Hong J. *RF and microwave coupled-line circuits*, Ed. 2-nd, Boston, London: Artech House, 2007, 549 p.

20. Sychev A.N. Analysis and synthesis of asymmetric coupled lines in a homogeneous dielectric medium, *Proceedings of TUSUR University*, 2019, vol. 22, no. 1, pp. 11–19 (in Russ.).

21. Sychev A.N., Zharov K.K. Modeling of asymmetric broad-side coupled lines, *Electronic devices and control systems: Proc. of XIV Int. scientific-practical Conf.* (Nov. 28–30, 2018): in 2 part, p. 1, Tomsk: V-Spectrum, 2018, pp. 91–93 (in Russ.).

22. Sychev A.N., Zharov K.K. Analysis of asymmetric broad-side coupled lines by conformal mapping technique, *2019 Int. Siberian Conf. on Control and Communications (SIBCON)*, Russia, Tomsk, 2019. – P. 1–3. [Online]. Available at: <https://ieeexplore.ieee.org/document/8729591> (Accessed: September 20, 2020).

23. Zharov K.K., Sychev A.N. Modeling of transdirectional coupler based on coupled lines with multilayer dielectric filling, *Electronic devices and control systems: Proc. of XV Int. scientific-practical Conf.* (Nov. 20–22, 2019): in 2 part, Tomsk: V-Spectrum, 2019, part 1, pp. 101–104 (in Russ.).

24. Spinadel V.W. The family of metallic means. [Online] Available at: <http://vismath1.tripod.com/spinadel/index.html#re24> (Accessed: September 20, 2020).

25. Ikalainen P.K., Matthaei G.L. Wideband, forward-coupling microstrip hybrids with high directivity, *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, 1987, vol. 35, no. 8, pp. 719–725.

Aleksandr N. Sychev

Doctor of Engineering Sciences, Professor,
Department of Computer Systems, Tomsk State
University of Control Systems and Radioelectronics (TUSUR)
40, Lenin pr., Tomsk, 634050, Russia
ORCID 0000-0002-4079-4605
Phone: +7 (382-2) 4-147-17
Email: ans@main.tusur.ru

Vladislav A. Bondar

Student of Department of Computer Systems TUSUR
40, Lenin pr., Tomsk, 634050, Russia
Phone: +7 (382-2) 41-47-17
Email: vladuxexel@gmail.com

Konstantin K. Zharov

Senior lecturer of Department of Computer Systems TUSUR
40, Lenin pr., Tomsk, 634050, Russia
Phone: +7 (382-2) 41-47-17
Email: konstantin.k.zharov@tusur.ru

Valery V. Anisimov

Student of Department of Computer Systems TUSUR
40, Lenin pr., Tomsk, 634050, Russia
Phone: +7 (382-2) 41-47-17
Email: muternatallia@gmail.com

Kezhik B.-B. Dagba

Student of Department of Computer Systems TUSUR
40, Lenin pr., Tomsk, 634050, Russia
Phone: +7 (382-2) 41-47-17
Email: thiswhitenike@gmail.com

Anton I. Stepanyuga

Student of Department of Computer Systems TUSUR
40, Lenin pr., Tomsk, 634050, Russia
Phone: +7 (382-2) 41-47-17
Email: ganeball9799@mail.ru

УДК 621.372

А.Н. Сычев, В.В. Анисимов, В.А. Бондарь, К.Б.-Б. Дагба, А.И. Степанюга

Модальные параметры неодинаковых связанных линий

Приводятся новые формулы и графики для модальных параметров, необходимые для синтеза неодинаковых связанных линий с произвольным диэлектрическим заполнением. Выбор модальных параметров, таких как характеристическое сопротивление, коэффициент связи, модальные напряжения и диэлектрические проницаемости, в качестве исходных данных для расчета позволяет оптимально синтезировать погонные параметры связанных линий с последующим определением геометрических размеров конструкции.

Ключевые слова: связанные линии, диэлектрическое заполнение, синтез, погонные параметры, модальные параметры, неоднородный диэлектрик, коэффициент связи.

doi: 10.21293/1818-0442-2020-23-3-26-30

Моделированию связанных линий передачи (СЛ) посвящено достаточно много публикаций [1–14], в которых приводится обширное многообразие различных систем параметров, их описывающих, что требует вывода большого количества переходных соотношений и обусловлено теоретической и практической необходимостью.

В одной из последних работ [13] по моделированию неодинаковых связанных линий с неоднородным диэлектриком предлагались соотношения для синтеза погонных параметров по заданным модальным. Однако в ней остались «за кадром» соображения по выбору значений исходных данных. Изучение этой проблемы привело к необходимости вывода новых дополнительных формул, помогающих обосновать численные значения исходных модальных параметров, включая их физическую реализуемость, что и явилось мотивом написания данной статьи.

В большинстве случаев целью электрического синтеза СЛ являются шесть погонных параметров – три емкостных и три индуктивных, получаемых из заданных модальных параметров – импедансных и фазовых. Шесть модальных параметров, которые являются исходными данными для синтеза СЛ, здесь выбираются так: 1) характеристическое сопротивление Z_0 ; 2) коэффициент связи k ; 3) синфазное R_c и 4) противофазное R_π модальные числа напряжения; 5) синфазная ε_{rc} и 6) противофазная $\varepsilon_{r\pi}$ модальные диэлектрические проницаемости.

Коэффициенты связи, трансформации и симметрии

Вначале из системных соображений задаются физически реализуемые значения характеристического сопротивления Z_0 и коэффициента связи k . Это накладывает определённые ограничения на выбор следующих двух параметров – модальных чисел R_c и R_π , характеризующих напряжение. Следовательно, необходимо рассмотрение соотношений, влияющих на этот выбор.

Стартовыми являются три соотношения между следующими тремя взаимозависимыми коэффициентами: связи k , трансформации n и симметрии R_z . Все эти коэффициенты безразмерны, нормированы и приводятся к диапазону от нуля до единицы: $0 < (k; n; R_z) < 1$.

Сначала записывается формула для коэффициента симметрии R_z , определяемого отношением собственных частичных импедансов, а также зависящего от коэффициентов связи k и трансформации n :

$$R_z = \frac{Z_{2\pi}}{Z_{1\pi}} = \frac{Z_{22} - Z_{12}}{Z_{11} - Z_{12}} = \frac{n - k}{1/n - k}, \quad (1)$$

где $Z_{1\pi}, Z_{2\pi}$ – собственные 1-й и 2-й частичные импедансы элементов Т-образной эквивалентной схемы («звезда»); Z_{11}, Z_{22}, Z_{12} – элементы матрицы характеристических импедансов (волновых сопротивлений) связанных линий; $n = \sqrt{Z_{22}/Z_{11}}$ – коэффициент трансформации. При этом должны выполняться следующие условия физической реализуемости [4, 13]: $\min(n^{\pm 1}) > k$ или $\max(n^{\pm 1}) < 1/k$, т.е. необходимо, чтобы коэффициент понижающей трансформации всегда превышал коэффициент связи $0 \leq k < n \leq 1$. Отсюда, при полной связи ($k = 1$), когда линии «слипаются», трансформация импеданса невозможна ($k = n = 1$), а при отсутствии связи ($k = 0 < n$) возможна любая трансформация ($0 < n = \sqrt{R_z} \leq 1$), но без обмена энергией между линиями.

В большинстве практических решений используются связанные линии с идеальной симметрией ($R_z = 1$), где трансформация не предусмотрена ($n = 1$). И лишь при совмещении асимметрии и приемлемой межлинейной связи возникают условия для реальной трансформации. Принимая нормировку коэффициента трансформации, лежащей в диапазоне от нуля до единицы $0 < \min(n^{\pm 1}) < 1$ (понижающий трансформатор), находим, что со стремлением к асимметрии, с достижением нулевого коэффициента симметрии ($R_z \approx 0$), т.е. двойного экранирования [14] внутреннего проводника СЛ, возможна максимальная трансформация импеданса, ограниченная величиной связи ($n \approx k < 1$). Заметим, что большое трансформационное отношение, выражающееся малым значением коэффициента трансформации ($n \approx 0$) достижимо лишь при слабой связи ($k \approx 0$). Так, при коэффициенте трансформации, равном $n = \sqrt{2}$ (т.е. при 2-кратном отношении импедансов),

связь не должна превышать 3 дБ, а для обеспечения 10-кратного отношения межлинейных импедансов связь должна быть слабее 10 дБ [4, 13].

Зависимость для коэффициента симметрии $R_z = R_z(n, k)$ изображена на рис. 1.

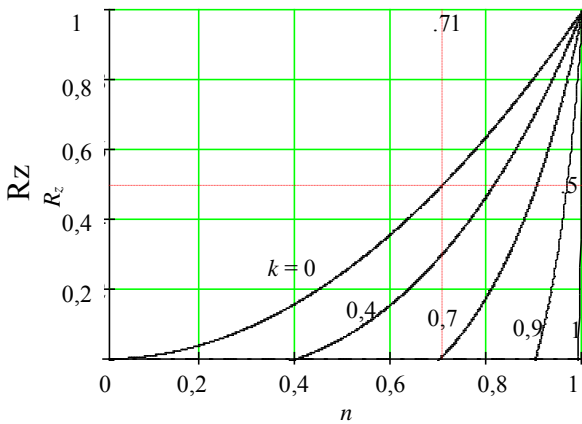


Рис. 1. Зависимость коэффициента симметрии $R_z = (0 \dots 1)$ от коэффициентов трансформации $n = (0 \dots 1)$ и связи $k = (0; 0,4; 0,7; 0,9; 1)$

Второе соотношение – зависимость коэффициента трансформации n от коэффициентов связи k и симметрии R_z – получаем, обращая формулу (1):

$$n = \sqrt{\frac{Z_{22}}{Z_{11}}} = \frac{(1-R_z)k}{2} + \sqrt{\left[\frac{(1-R_z)k}{2}\right]^2 + R_z} \quad (2)$$

При условии двойного экранирования $R_z \approx 0$ выполняется равенство $n \approx k$. График зависимости коэффициента трансформации $n = n(R_z, k)$ от коэффициентов связи и симметрии показан на рис. 2.

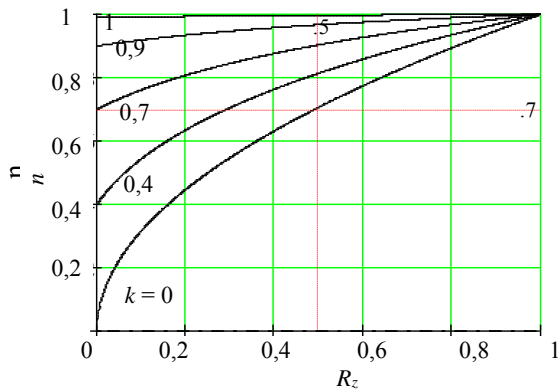


Рис. 2. Зависимость коэффициента трансформации $n = (0 \dots 1)$ от коэффициентов симметрии $R_z = (0 \dots 1)$ и связи $k = (0; 0,4; 0,7; 0,9; 1)$

Третье соотношение определяет коэффициент связи k , зависящий от коэффициентов симметрии R_z и трансформации n :

$$k = \frac{Z_{12}}{\sqrt{Z_{11}Z_{22}}} = \frac{R_z/n - n}{R_z - 1} \quad (3)$$

Заметим, что эта формула является проверочной, так как при синтезе коэффициент связи обычно задан. В случае двойного экранирования $R_z \approx 0$ имеем $k \approx n$. График зависимости $k = k(R_z, n)$ приводится на

рис. 3, из которого видно, что условием сильной межлинейной связи ($k \rightarrow 1$) являются незначительная трансформация импеданса ($n \rightarrow 1$) и существенная асимметрия линий ($R_z \rightarrow 0$).

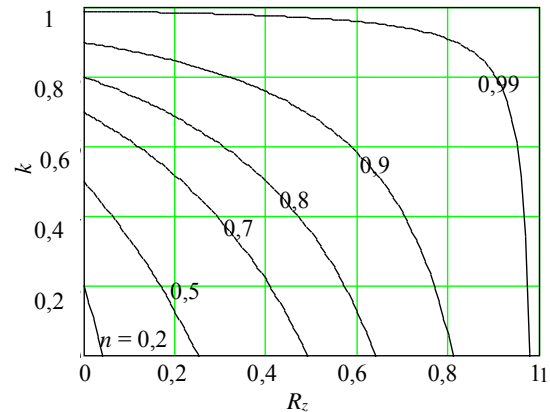


Рис. 3. Зависимость коэффициента связи $k = (0 \dots 1)$ от коэффициентов симметрии $R_z = (0 \dots 1)$ и трансформации $n = (0,2; 0,5; 0,7; 0,8; 0,9; 0,99)$

Противофазное и синфазное модальные числа

Необходимое для синтеза противофазное модальное число R_π можно найти, зная три параметра – синфазное число R_c , коэффициенты трансформации n и связи k

$$R_\pi = \frac{Z_{\pi 2}}{-R_c Z_{\pi 1}} = \frac{Z_{12} - Z_{22}/R_c}{Z_{11} - Z_{12}/R_c} = \frac{R_c k - n}{R_c/n - k} = -R_z \Big|_{R_c=1} \quad (4)$$

В соразмерном случае, когда выполняется условие конгруэнтности $C_{01}/C_{02} = C(1)_{01}/C(1)_{02} = L_{02}/L_{01}$, впервые сформулированное Специале в [5], синфазное модальное число принимается равным единице $R_c = 1$, тогда противофазное число становится равным коэффициенту симметрии с противоположным знаком

$$R_\pi = -R_z = -Z_{22}/Z_{11} = -L_{02}/L_{01} = -C_{01}/C_{02} = -C(1)_{01}/C(1)_{02} \quad (5)$$

Заметим, что условию конгруэнтности, т.е. соразмерности ($R_c = 1$), удовлетворяет около 90 % типов связанных линий это: соразмерно симметричные СЛ; все СЛ с однородным диэлектриком; часть несимметричных СЛ с неоднородным диэлектриком [1–6].

В случае импедансной симметрии, когда $Z_{11} = Z_{22}$, коэффициенты симметрии и трансформации равны единице ($R_z = n = 1$), т.е. при отсутствии трансформации получаем соотношение для R_π

$$R_\pi = \frac{k - n/R_c}{1/n - k/R_c} \Big|_{n=1} = \frac{R_c k - 1}{R_c - k} \Big|_{n=1} \quad (6)$$

зависящее лишь от двух величин – синфазного модального числа R_c и коэффициента связи k . Следовательно, его можно отобразить на двумерном графике (рис. 4), который имеет разрывной характер; при этом $R_c > 0$; $R_\pi = (-\infty \dots \infty)$.

Важно заметить, что здесь в неоднородном диэлектрике ($\epsilon_{rc} \neq \epsilon_{r\pi}$) несоразмерная импедансная симметрия связанных линий при $R_c \neq 1$ и $R_z = 1$ не

сопровождается симметрией емкостного ($C_{11} \neq C_{22}$) и индуктивного ($L_{11} \neq L_{22}$) характера, как в обычном соразмерном случае, когда $R_c = 1$; $R_\pi = -R_z = -1$.

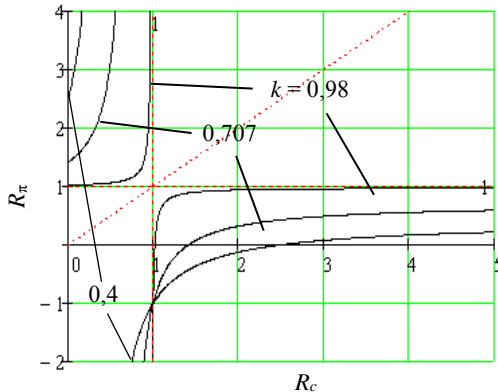


Рис. 4. Зависимость противофазного модального числа R_π от синфазного R_c при заданном коэффициенте связи $k = (0,4; 0,707; 0,98)$ в случае импедансной симметрии

Обратив формулы (4) и (6), получаем следующие аналогичные соотношения для синфазного модального числа R_c :

$$R_c = \frac{R_\pi k - n}{R_\pi / n - k} = \begin{cases} 1, & R_\pi = -R_z; \\ \frac{R_\pi k - 1}{R_\pi - k}, & n = 1. \end{cases} \quad (7)$$

При выводе представленных выше соотношений использовались зависимости элементов матрицы характеристических импедансов от характеристического сопротивления Z_0 , коэффициентов связи k и трансформации n [13]

$$\mathbf{Z} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{12} & Z_{22} \end{bmatrix} = \frac{Z_0}{\sqrt{1-k^2}} \begin{bmatrix} 1/n & k \\ k & n \end{bmatrix}. \quad (8)$$

Кроме того, применение следующего матричного соотношения [6, 7, 13]

$$\mathbf{U} = \mathbf{Z}\mathbf{J} = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ R_c & R_\pi \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{12} & Z_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} Z_{c1}^{-1} & Z_{\pi 1}^{-1} \\ -Z_{c1}^{-1} R_\pi^{-1} & -Z_{\pi 1}^{-1} R_c^{-1} \end{bmatrix} \quad (9)$$

позволило получить формулы для модальных чисел – синфазного R_c и противофазного R_π , а также два импедансных соотношения, соответствующих случаю, когда оба модальных числа могут одновременно быть положительными, т.е. $(R_c; R_\pi) > 0$:

$$\begin{aligned} Z_{c1} &= Z_{11} - Z_{12}/R_\pi; \\ Z_{\pi 1} &= Z_{11} - Z_{12}/R_c. \end{aligned} \quad (10)$$

Физическая реализуемость модальных диэлектрических проницаемостей

В заключение проверяем физическую реализуемость выбранных значений модальных диэлектрических проницаемостей ε_{rc} и $\varepsilon_{r\pi}$. Они всегда должны быть больше единицы $\varepsilon_{rc} > 1$ и $\varepsilon_{r\pi} > 1$, чтобы скорости волн в линиях не превышали скорости света. С другой стороны, отношения модальных скоростей и

диэлектрических проницаемостей не должны быть больше максимальных значений, допустимых в расчетной структуре. При этом существенно превышающее единицу отношение возможно лишь в сильно связанных линиях, а в слабо связанных оно близко к единице, т.е.

$$\begin{aligned} 1 < \max \left[\left(\frac{v_c}{v_\pi} \right)^{\pm 1} \right] &= m < m_{\max}; \\ 1 < \max \left[\left(\frac{\varepsilon_{r\pi}}{\varepsilon_{rc}} \right)^{\pm 1} \right] &= m^2 < m_{\max}^2. \end{aligned} \quad (11)$$

Когда заданное отношение модальных диэлектрических проницаемостей становится максимальным m_{\max}^2 , тогда значение одного из частичных погонных параметров СЛ – L_{01} , L_{12} , C_{01} , C_{02} , C_{12} опускается до нуля, становясь физически нереализуемым. Максимально допустимое/достижимое отношение модальных скоростей m_{\max} и диэлектрических проницаемостей m_{\max}^2 определяется отношением модальных импедансов каждой из линий $m_1 = Z_{c1}/Z_{\pi 1} = Z_{c2}/Z_{\pi 2}$ и парой модальных чисел R_c и R_π следующим образом:

$$\begin{aligned} m_{\max}^2 &= \min(m_1^2, m_2^2, m_3^2) = \min \left\{ \left(\frac{Z_{c1}}{Z_{\pi 1}} \right)^2; \dots \right. \\ &\left. \dots; \left(\frac{R_\pi - 1}{R_c - 1} \cdot \frac{Z_{\pi 1}}{Z_{c1}} \right)^2; \left(\frac{1/R_\pi - 1}{1/R_c - 1} \cdot \frac{Z_{\pi 1}}{Z_{c1}} \right)^2 \right\}. \end{aligned} \quad (12)$$

При этом

$$\begin{aligned} m_1^2 &= \max \left[\left(\frac{\varepsilon_{r\pi}}{\varepsilon_{rc}} \right)^{\pm 1} \right]_{L_{12}=0}^{C_{12}=0} = \left(\frac{Z_{c1}}{Z_{\pi 1}} \right)^2; \\ m_2^2 &= \max \left[\left(\frac{\varepsilon_{r\pi}}{\varepsilon_{rc}} \right)^{\pm 1} \right]_{L_{02}=0}^{C_{01}=0} = \left(\frac{R_\pi - 1}{R_c - 1} \cdot \frac{Z_{\pi 1}}{Z_{c1}} \right)^2; \\ m_3^2 &= \max \left[\left(\frac{\varepsilon_{r\pi}}{\varepsilon_{rc}} \right)^{\pm 1} \right]_{L_{01}=0}^{C_{02}=0} = \left(\frac{1/R_\pi - 1}{1/R_c - 1} \cdot \frac{Z_{\pi 1}}{Z_{c1}} \right)^2. \end{aligned} \quad (13)$$

Отношение модальных импедансов для каждой из линий $Z_{c1}/Z_{\pi 1} = Z_{c2}/Z_{\pi 2}$ выражается через коэффициент связи k и модальные числа R_c и R_π ($R_\pi < 0 < R_c$) следующим образом:

$$\frac{Z_{c1}}{Z_{\pi 1}} = \frac{Z_{c2}}{Z_{\pi 2}} = X \pm \sqrt{X^2 - 1} = \exp[\text{Arch}(X)], \quad (14)$$

$$\text{где } X = \frac{1 - k^2 (R_c/R_\pi + R_\pi/R_c)/2}{1 - k^2}.$$

Важно заметить, что существует ещё одна форма того же импедансного отношения, полученная из (9). Она справедлива и в том случае, когда оба модальных числа положительны, т.е. $(R_\pi; R_c) > 0$:

$$\frac{Z_{c1}}{Z_{\pi 1}} = \frac{Z_{c2}}{Z_{\pi 2}} = \frac{Z_{11} - Z_{12}/R_{\pi}}{Z_{11} - Z_{12}/R_c} = \frac{1 - kn/R_{\pi}}{1 - kn/R_c}, \quad (15)$$

где

$$n = \sqrt{\frac{Z_{22}}{Z_{11}}} = \frac{(R_c + R_{\pi})k}{2} \pm \sqrt{\left[\frac{(R_c + R_{\pi})k}{2}\right]^2 - R_c R_{\pi}}$$

коэффициент трансформации.

При этом коэффициенты связи k и трансформации n соотносятся известным образом: $0 < k < n < 1$. В соразмерном (конгруэнтном [5]) случае, когда $R_c = 1$, имеет место равенство $R_{\pi} = -R_z$, следовательно, зависимости (14) и (15) упрощаются, и их становится возможным отобразить графически (рис. 5).

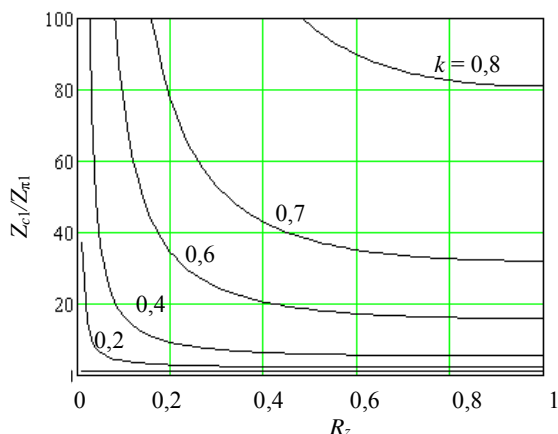


Рис. 5. Зависимость отношения модальных импедансов $Z_{c1}/Z_{\pi 1}$ от коэффициентов симметрии $R_z = (0 \dots 1)$ и связи $k = (0; 0,2; 0,4; 0,6; 0,7; 0,8)$ при $R_c = 1$

Из соотношений (14) и (15), а также из соответствующих графиков (см. рис. 5) видно, что рост отношения модальных импедансов $Z_{c1}/Z_{\pi 1}$, а значит, и отношения модальных скоростей v_c/v_{π} , обусловливается ростом асимметрии ($R_z \rightarrow 0$) и связи ($k \rightarrow 1$) между линиями передачи.

Заключение

Представлены новые формулы для модальных параметров, сопровождаемые графиками, необходимые для синтеза неодинаковых СЛ, как с однородным, так и с неоднородным диэлектрическим заполнением. Выбор рассмотренных модальных параметров в качестве исходных при расчете СЛ дает аналитическую возможность оптимально синтезировать погонные параметры с последующим определением геометрических размеров конструкции.

Предложенные формулы используются в составе математического обеспечения новых компьютерных программ AsymH [15] и ParamApp для расчета неодинаковых связанных линий с однородным и неоднородным диэлектриком соответственно.

Литература

1. Влостовский Е.Г. К теории связанных линий передачи // Радиотехника. – 1967. – Т. 22, № 4. – С. 28–35.
2. Фельдштейн А.Л. Синтез четырёхполюсников и восьмиполусников на СВЧ / А.Л. Фельдштейн, Л.Р. Явич. – 2-е изд. – М.: Связь, 1971. – 399 с.

3. Pipes L.A. Matrix theory of multiconductor transmission lines // Phil. Magazine, 1937. – Vol. 24, July. – P. 97–113.

4. Cristal E.G. Coupled-transmission-line directional couplers with coupled lines of unequal characteristic impedances // IEEE Trans. Microw. Theory Techn. – 1966. – Vol. MTT-14, No. 7. – P. 337–346.

5. Speciale R. Even- and odd-mode for nonsymmetrical coupled lines in nonhomogeneous media // IEEE Trans. Microw. Theory Techn. – 1975. – Vol. MTT-23, No. 11. – P. 897–908.

6. Marx K.D. Propagation modes, equivalent circuits, and characteristic termination for multiconductor transmission lines with inhomogeneous dielectrics // IEEE Trans. Microw. Theory Techn. – 1973. – Vol. MTT-21, No. 7. – P. 450–457.

7. Tripathi V.K. Asymmetric coupled transmission lines in an inhomogeneous medium // IEEE Trans. Microw. Theory Techn. – 1975. – Vol. MTT-23, No. 9. – P. 734–739.

8. Малютин Н.Д. Матричные параметры неодинаковых связанных полосковых линий с неоднородным диэлектриком // Радиотехника и электроника. – 1976. – Т. 21, № 12. – С. 2473–2478.

9. Tsai C. A generalized model for coupled lines and its applications to two-layer planar circuits / C. Tsai, K.C. Gupta // IEEE Trans. Microw. Theory Techn. – 1992. – Vol. MTT-40, No. 12. – P. 2190–2199.

10. Mongia R. RF and microwave coupled-line circuits / R. Mongia, I.J. Bahl, P. Bhartia, J. Hong. – Ed. 2-nd. – Boston, London: Artech House, 2007. – 549 p.

11. Сычев А.Н. Системы параметров одинаковых связанных линий с неуравновешенной электромагнитной связью / А.Н. Сычев, С.М. Стручков // Доклады ТУСУР. – 2014. – № 1 (31). – С. 39–50.

12. Сычев А.Н. Синтез идеального фазового отношения для ответвителей на связанных линиях по заданному типу направленности / А.Н. Сычев, С.М. Стручков, Н.Ю. Рудый // Доклады ТУСУР. – 2017. – Т. 20, № 2. – С. 15–18.

13. Сычев А.Н. Параметры несимметричных связанных линий с неоднородным диэлектриком / А.Н. Сычев, Н.Ю. Рудый // Доклады ТУСУР. – 2018. – Т. 21, № 4-1. – С. 7–15.

14. Сычев А.Н. Анализ и синтез несимметричных связанных линий в однородной диэлектрической среде // Доклады ТУСУР. – 2019. – Т. 22, № 1. – С. 11–19.

15. Свидетельство о гос. регистрации программы для ЭВМ № 2019619406. AsymH / Авторы-правообладатели: А.Н. Сычев, В.А. Бондарь, К.Б.-Б. Дагба, А.И. Степанюга, Р.А. Калменов. – Заявка № 2019616059, поступл.: 27.05.2019, опублик.: 17.07.2019, Бюл. № 7 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www1.fips.ru/ofpstorage/Doc/PrEVM/RUNWPR/000/002/019/619/406/2019619406-00001/document.pdf> (дата обращения: 20.09.2020).

Сычев Александр Николаевич

Д-р техн. наук, профессор каф. компьютерных систем в управлении проектировании (КСУП) Томского государственного ун-та систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР)
 Ленина пр-т, 40, г. Томск, 634050, Россия
 ORCID 0000-0002-4079-4605
 Тел.: +7 (382-2) 41-47-17
 Эл. почта: ans@main.tusur.ru

Анисимов Валерий Валерьевич

Магистрант каф. КСУП ТУСУР
Ленина пр-т, 40, г. Томск, 634050, Россия
Тел.: +7 (382-2) 41-47-17
Эл. почта: muternatallia@gmail.com

Бондарь Владислав Андреевич

Студент каф. КСУП ТУСУР
Ленина пр-т, 40, г. Томск, 634050, Россия
Тел.: +7 (382-2) 41-47-17
Эл. почта: vladuxexel@gmail.com

Дагба Кежик Байыр-Белекович

Студент каф. КСУП ТУСУР
Ленина пр-т, 40, г. Томск, 634050, Россия
Тел.: +7 (382-2) 41-47-17
Эл. почта: thiswhitenike@gmail.com

Степаниюга Антон Игоревич

Студент каф. КСУП ТУСУР
Ленина пр-т, 40, г. Томск, 634050, Россия
Тел.: +7 (382-2) 41-47-17
Эл. почта: ganeball9799@mail.ru

Sychev A.N., Anisimov V.V., Bondar V.A.,
Dagba K.B.-B., Stepanyuga A.I.

Modal parameters of unequal coupled lines

New formulas and graphs for modal parameters are given, which are necessary for the synthesis of unequal coupled lines with arbitrary dielectric filling. The choice of modal parameters, such as characteristic impedance, coupling coefficient, modal voltages and dielectric constants, as initial data for the calculation allows optimal synthesis of the coupled line parameters, and followed determination of the geometric dimensions of the structure.

Keywords: coupled lines, dielectric filling, synthesis, P.U.L. parameters, modal parameters, inhomogeneous dielectrics, coupling coefficient.

doi: 10.21293/1818-0442-2020-23-3-26-30

References

1. Vlostovskiy E.G. Theory of coupled transmission lines, *Telecommun. Radio Eng.*, 1967, vol. 21, Apr., pp. 87–93.
2. Fel'dstein A.L., Yavich L.R. *Sintez chetyrekhpolusnikov i vos'mipolusnikov na SVCH* [Synthesis of two-port and four-port networks on the microwaves], Ed. 2-nd, Moscow: Svyaz' Publ., 1971, 336 p. (in Russ.).
3. Pipes L.A. Matrix theory of multiconductor transmission lines, *Phil. Magazine*, 1937, vol. 24, July, pp. 97–113.
4. Cristal E.G. Coupled-transmission-line directional couplers with coupled lines of unequal characteristic impedances, *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, 1966, vol. 14, no. 7, pp. 337–346.
5. Speciale R. Even- and odd-mode for nonsymmetrical coupled lines in nonhomogeneous media, *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, 1975, vol. 23, no. 11, pp. 897–908.
6. Marx K.D. Propagation modes, equivalent circuits, and characteristic terminations for multiconductor transmission lines with inhomogeneous dielectrics, *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, 1973, vol. 21, no. 7, pp. 450–457.
7. Tripathi V.K. Asymmetric coupled transmission lines in an inhomogeneous medium, *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, 1975, vol. 23, no. 9, pp. 734–739.
8. Malyutin N.D. Matrichnyye parametry neodnorodnykh svyazannykh poloskovykh liniy s neodnorodnym

dielektrikom [Matrix parameters of unequal coupled striplines with inhomogeneous dielectrics], *Radio-engineering and electronics*, 1976, vol.21, no. 12, pp. 2473–2478 (in Russ.).

9. Tsai C., Gupta K.C. A generalized model for coupled lines and its applications to two-layer planar circuits, *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, 1992, vol. 40, no. 12, pp. 2190–2199.

10. Mongia R., Bahl I.J., Bhartia P., Hong J. *RF and microwave coupled-line circuits*, Ed. 2-nd, Boston, London: Artech House, 2007. 549 p.

11. Sychev A.N., Struchkov S.M. Parameter sets of the uniform coupled transmission lines with unbalanced electromagnetic coupling, *Proceedings of TUSUR University*, 2014, no. 1 (31), pp. 39–50 (in Russ.).

12. Sychev A.N., Struchkov S.M., Rudyi N.Yu. Synthesis of an ideal phase ratio for a coupled-line coupler with a given type of directionality, *Proceedings of TUSUR University*, 2017, vol. 20, no. 2, pp. 15–18 (in Russ.).

13. Sychev A.N., Rudyi N.Y., Parameters of asymmetric coupled lines with inhomogeneous dielectrics, *Proceedings of TUSUR University*, 2018, vol. 21, no. 4-1, pp. 7–15 (in Russ.).

14. Sychev A.N. Analysis and synthesis of asymmetric coupled lines in a homogeneous dielectric medium, *Proceedings of TUSUR University*, 2019, vol. 22, no. 1, pp. 11–19 (in Russ.).

15. Certificate of state registration of a computer program № 2019619406. AsymH. Copyright: A.N. Sychev, V.A. Bondar, K.B.-B. Dagba, A.I. Stepanyuga, R.A. Kalmenov. Appl. no. 2019616059, filed May 27, 2019, publ. July 17, 2019. Bul. no. 7. [Online]. Available at: <https://www1.fips.ru/ofpstorage/Doc/PrEVM/RUNWPR/000/002/019/619/406/2019619406-00001/document.pdf> (Accessed: September 20, 2020).

Aleksandr N. Sychev

Doctor of Engineering Sciences, Professor,
Department of Computer Systems, Tomsk State
University of Control Systems and Radioelectronics (TUSUR)
40, Lenin pr., Tomsk, 634050, Russia
ORCID 0000-0002-4079-4605
Phone: +7 (382-2) 41-47-17
Email: ans@main.tusur.ru

Valery V. Anisimov

Student, Department of Computer Systems TUSUR
40, Lenin pr., Tomsk, 634050, Russia
Phone: +7 (382-2) 41-47-17
Email: muternatallia@gmail.com

Vladislav A. Bondar

Student, Department of Computer Systems TUSUR
40, Lenin pr., Tomsk, 634050, Russia
Phone: +7 (382-2) 41-47-17
Email: vladuxexel@gmail.com

Kezhik B.-B. Dagba

Student, Department of Computer Systems TUSUR
40, Lenin pr., Tomsk, 634050, Russia
Phone: +7 (382-2) 41-47-17
Email: thiswhitenike@gmail.com

Anton I. Stepanyuga

Student, Department of Computer Systems, TUSUR
40, Lenin pr., Tomsk, 634050, Russia
Phone: +7 (382-2) 41-47-17
Email: ganeball9799@mail.ru

УДК 621.396.41

Я.В. Крюков, Д.А. Покаместов, Е.В. Рогожников, С.А. Новичков, Д.В. Лаконцев

Анализ вычислительной сложности и времени выполнения стека протоколов в сетях 5G New Radio

В настоящее время идет активное развертывание сетей радиодоступа мобильных систем связи 5G New Radio. Активно развивается архитектура сетей, в которых существенная часть функций выполняется в виртуальном облачном пространстве на персональных компьютерах. Вычислительной мощности персонального компьютера должно быть достаточно для выполнения сетевых протоколов в реальном времени. Для удешевления стоимости развертывания сетей 5G NR комплектация каждого удаленного вычислителя должна быть оптимально подобрана под масштабы конкретной сети. Поэтому актуальным направлением исследований является оценка времени выполнения стека протоколов 5G NR на различных конфигурациях вычислительных машин и разработка математической модели для анализа данных, аппроксимации зависимостей и выработки рекомендаций. В этой работе мы осуществляем обзор основных сетевых архитектур, а также описание методов и инструментов, с помощью которых можно оценить вычислительную сложность стека протоколов 5G NR. В заключительном разделе приведен анализ вычислительной сложности выполнения стека протоколов, полученный в ходе экспериментов зарубежными коллегами.

Ключевые слова: 5G NR, RAN, O-RAN, вычислительная сложность, OAI.

doi: 10.21293/1818-0442-2020-23-3-31-37

Мобильные системы связи пятого поколения 5G New Radio (NR) находятся на стадии внедрения. Планируется, что в 2021 г. начнется массовый ввод в эксплуатацию коммерческих сетей, а на рынок поступят первые мобильные телефоны с сигнальным процессором 5G NR. Сегодня операторам сотовых сетей приходится обеспечивать отдельным вычислительным центром каждую базовую станцию и производить обработку «на месте», что приводит к удорожанию развертывания новых сетей. Дополнительной проблемой является неравномерное распределение абонентов и лавинообразный рост нагрузки на сеть радиодоступа: в густонаселенных районах нагрузкакратно выше, чем в сельских, а в бизнес-районах в рабочее время происходит существенное увеличение нагрузки. Для решения этой проблемы предлагают использовать 2 подхода: развертывание дополнительных сетей радиодоступа RAN (Radio Access Network) или оптимизация существующей архитектуры RAN. Первый подход является дорогостоящим и приводит к увеличению капитальных CAPEX (Capital Expense) и операционных OPEX (Operating Expense) расходов поставщиков услуг мобильной связи, однако может быть применен уже сегодня. Второй подход требует более глубокого изучения и экспериментальных исследований новых архитектур RAN.

Также проблемой является то, что современная политика производителей телекоммуникационных устройств не позволяет развертывание сети с помощью продукции от разных поставщиков. Вместо этого операторы сотовой связи вынуждены покупать оборудование и программное обеспечение (ПО) у одного поставщика. Новую концепцию организации архитектуры сети предложили разработчики из альянса Open-RAN (O-RAN). Основная концепция O-RAN заключается в открытости радиоинтерфейсов и программного исходного кода. Этот подход

позволяет не только комбинировать технологическую продукцию разных поставщиков, но и разрабатывать собственные решения. Альянсом O-RAN предложена концепция «белого ящика», согласно которой на рынок будет выпущено открытое сетевое оборудование с возможностью свободной модернизации. Согласно прогнозам аналитиков, эта концепция позволит кратно сократить CAPEX и OPEX и ускорить развертывание сетей 5G NR.

Стек протоколов 5G NR включает в себя 3 уровня:

- Layer 1 (L1) – физический;
- Layer 2 (L2) – MAC, RLC, PDCP;
- Layer 3 (L3) – RRC.

В сетях 4G LTE этот стек выполнялся в специализированном оборудовании. Архитектура сети O-RAN предлагает возможность полного (или частичного) выполнения стека протоколов в удаленном вычислительном центре, реализованном на персональном компьютере (ПК), за счет чего реализуется концепция облачной C-RAN (Cloud RAN). Поэтому сегодня существует острая необходимость провести комплексные исследования различных реализаций O-RAN, в том числе для оценки и анализа факторов, влияющих на вычислительную сложность процедур в O-RAN.

Наша работа посвящена обзору сетей радиодоступа на базе O-RAN и анализу факторов, влияющих на вычислительную сложность выполнения стека протоколов в различных программно-аппаратных платформах.

Сеть радиодоступа в 5G NR

RAN, построенная в соответствии с 5G NR (на основе Релиза 15 3GPP [1–3]) на базе O-RAN, может реализовать концепцию C-RAN [4–7]. При традиционном подходе, на котором строились мобильные сети прошлых поколений (2G, 3G, LTE и пр.), основу сети составляет распределенный по зоне покрытия

массив базовых станций (БС). Каждая БС выполняет функции приема и обработки физических сигналов и пакетов данных на физическом, канальном, сетевом и других уровнях (рис. 1, а). БС подключены к ядру сети, основной частью которого является блок EPC (Evolved Packet Core). Таким образом, кроме радиомодуля RF (Radio Frequency) каждая БС должна обладать и мощным вычислительным модулем, что неизбежно ведет к увеличению CAPEX и OPEX.

Принципиальным отличием концепции Cloud RAN является упрощение структуры БС. При полностью централизованной C-RAN [7] функции БС сводятся к приему, фильтрации и аналогово-цифровому преобразованию сигналов, что обеспечивает блок RRH (Remote Radio Head) (рис. 1, б). Необработанный цифровой сигнал передается в вычислительный центр по интерфейсу S1 или N2. Вычислительный центр представляет собой пул виртуальных БС-BBU (Base Band Unit), каждая из которых обслуживает свой RRH. Кроме полностью централизованной возможна реализация частично централизованной C-RAN, в этом случае операции и протоколы могут делиться между центральным узлом и БС на различном уровне [3, 5].

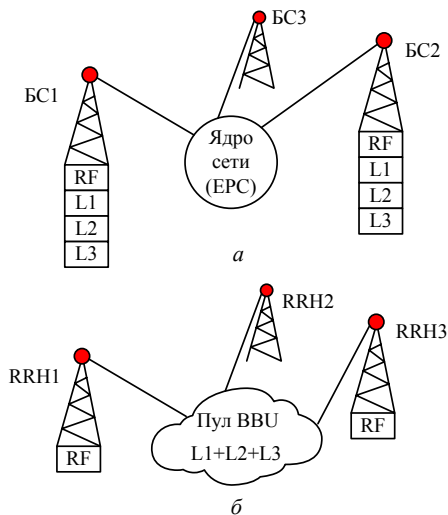


Рис. 1. Структура RAN: а – классическая концепция RAN, б – Cloud RAN

Такая облачная структура RAN обладает рядом преимуществ:

1. Уменьшение требуемых вычислительных мощностей. Объем передаваемого трафика в течение дня динамично меняется между спальными (утром и вечером) и деловыми (днем) районами. Это приводит к тому, что все БС в зоне покрытия должны обладать вычислительными мощностями, достаточными для обработки всего трафика, однако в течение дня определенные БС будут недогруженными, а определенные – перегруженными. В C-RAN все вычислительные мощности сконцентрированы в одном месте и динамически перераспределяются для обработки сигналов RRH, испытывающих большую сетевую нагрузку. Таким образом, для C-RAN необходим меньший объем вычислительных мощностей

для поддержания того же уровня производительности [4, 8].

2. Низкое энергопотребление C-RAN. За счет уменьшения вычислительной нагрузки снижается и потребление электроэнергии каждой БС, в то время как энергопотребление вычислительного центра достаточно легко оптимизировать. Как показано в [7], величина выигрыша в энергоэффективности может достигать 46%.

3. Себестоимость. Главным преимуществом C-RAN является снижение стоимости развертывания такой сети за счет использования более простых и дешевых БС. Стоимость создания вычислительного центра меньше, поскольку обработка сигналов и пакетов может проводиться на мощных ПК. Вычислительный центр находится в отдельном помещении, поэтому к устройствам обработки данных (в отличие от вычислителей БС) не предъявляются особые конструктивные требования по влагозащите, температурному режиму, теплоотводу и т.д. [4].

4. Надежность, гибкость и удобство администрирования. За счет того, что все BBU сосредоточены в одном месте, вероятность поломки БС снижается и сводится к вероятности поломки RRH. Также существенно упрощается обслуживание, устранение неисправностей и обновление пула BBU [7, 9].

5. Снижение частотной интерференции. В классической архитектуре сотовой связи перемещение абонента между БС способно вызывать интерференцию сигналов и динамическое изменение зоны покрытия. В случае C-RAN соседними RRH может управлять один BBU, что исключает возможность интерференции [7].

Рассмотрим общую архитектуру, определенную спецификацией 3GPP TS 38.300 [1] (рис. 2). Основу сети составляет набор распределенных по территории базовых станций (с возможностью поддержки концепции C-RAN) четвертого ng-eNB и пятого gNB поколений. Базовые станции соединены друг с другом с помощью интерфейса Xn и с блоками функций AMF (Access and Mobility Management Function, функция управления доступом и мобильностью) и UPF (User Plane Function, функция плоскости пользователя), входящими в состав ядра сети 5GC (5G Core).

Базовые станции gNB или ng-eNB выполняют следующие основные функции управления каналами соединения с мобильными станциями и обработки пакетов: управление радиоресурсами RRM (Radio Resource Management), управление радиоканалом RBC (Radio Bearer Control), контроль мобильности подключений, контроль радиодоступа, измерение параметров канала, динамическое распределение ресурса связи (Scheduler) и др. Ядро сети состоит из трех основных блоков функций: AMF, UPF и SMF (Session Management function, функция управления сессиями).

На рис. 3 приведены основные функции сети и их распределение между NG RAN и 5GC.

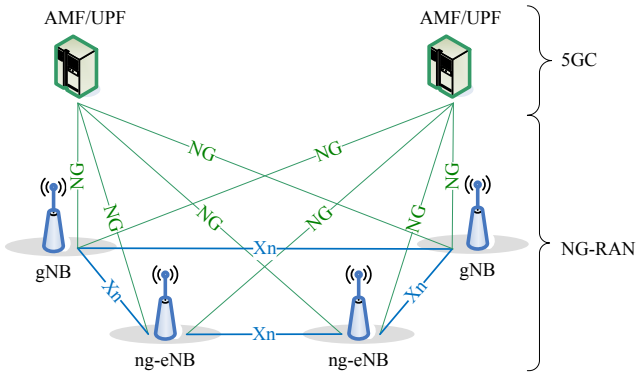


Рис. 2. Архитектура сети NG-RAN

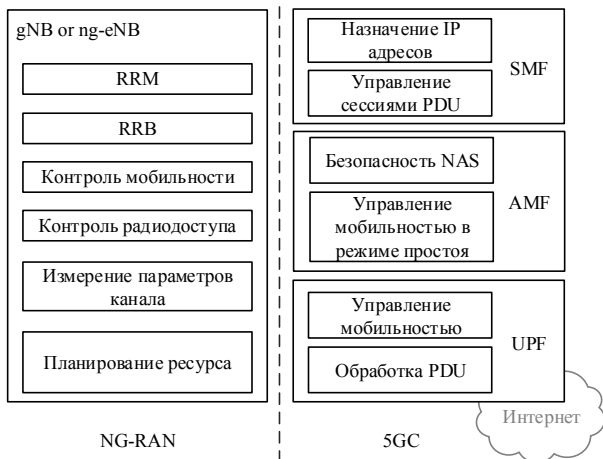


Рис. 3. Распределение основных функций между блоками сети NG RAN

Блок AMF включает в себя функции взаимодействия и безопасности трафика, не относящегося к радиосоединению NAS (Non Access Stratum), управлению мобильностью в режиме простоя, аутентификацию, авторизацию доступа, в том числе в роуминге, контроль и разделение сетей, управление зоной регистрации и др. Блок SMF обеспечивает управление сессиями PDU (Protocol Data Unit), в том числе назначение абонентским устройствам IP-адресов, управление качеством обслуживания QoS (Quality of Service), уведомление о данных по нисходящему каналу связи и т.д.

Весь стек используемых в RAN протоколов делится на две плоскости: UP (User Plane, плоскость пользовательского трафика) и CP (Control Plane, плоскость управления). Стек протоколов UP реализует процесс передачи данных между пользователем (UE) и базовой станцией (gNB) (рис. 4). Стек протоколов CP реализует управление сеансами подключения UE и общей сетью, различные аспекты управления сети (рис. 5).

Опишем функции уровни протоколов, изображенных на рис. 4 и 5. NAS служит для управления установлением сеансов связи. RRC (Radio Resource Control) – протокол управления радиоресурсами, служит для передачи системной информации, управляет измерениями в сети и пр. PDCP (Packet Data Convergence Protocol) обрабатывает RRC сооб-

щения в плоскости управления и IP-пакеты в пользовательской плоскости. MAC (Medium Access Control) отвечает за адресацию и управление доступом к каналам. PHY (Physical Layer) отвечает за низкоруровневые процедуры формирования и обработки сигналов и битов.

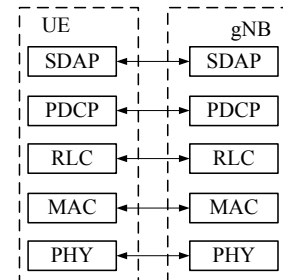


Рис. 4. Стек протоколов UP

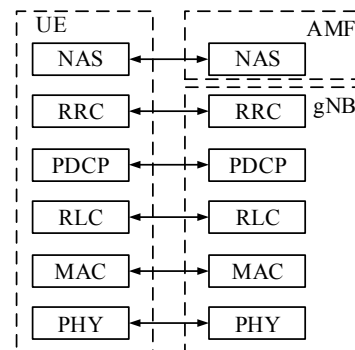


Рис. 5. Стек протоколов CP

Для реализации C-RAN базовая станция gNB состоит из центрального модуля gNB-CU (gNB Central Unit), включающего функции BBU, и одного или нескольких распределенных модулей gNB-DU, включающего функции RRH. Рекомендацией 3GPP TR 38.801 V14.0.0 [3] определены возможные уровни разделения функций между gNB-CU и gNB-DU (рис. 6).

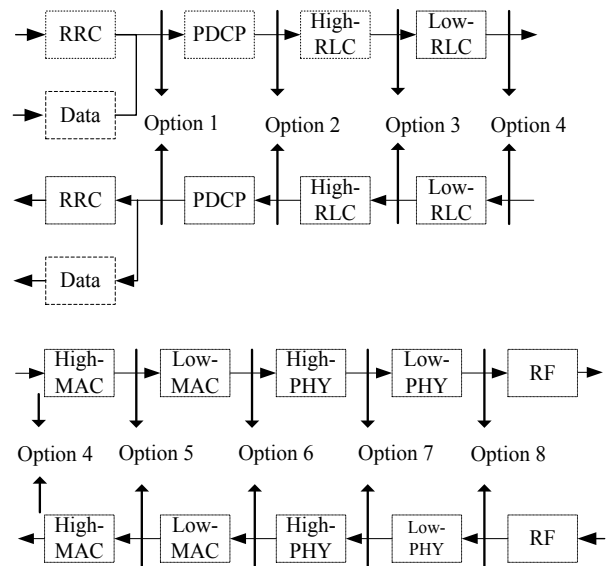


Рис. 6. Разделение функций между gNB-CU и gNB-DU

Методы экспериментальной оценки вычислительной сложности стека протоколов 5G NR

Экспериментальная оценка вычислительной сложности выполнения стека протоколов RAN производится на специальных экспериментальных стендах, включающих в себя аппаратную и программную части. Как правило, в рамках такого стенда развертывается локальная или виртуальная сеть радиодоступа, включающая одну или несколько узловых станций gNB вместе с абонентским оборудованием UE.

В локальной сети обработка физического сигнала в прямом (downlink) и обратном (uplink) направлении выполняется в программируемом радио SDR (Software-Defined Radio), чаще всего с помощью SDR USRP от компании National Instruments. При этом данные между gNB и UE могут передаваться как по радиоканалу, так и по высокоскоростному проводному интерфейсу. В виртуальной сети физический уровень реализован виртуально с помощью математической модели формирования, обработки и передачи сигналов.

И в локальной, и в виртуальной имплементациях ПО для выполнения стека L2/L3 уровней осуществляется на одном или нескольких ПК. Чаще всего для этого используется открытое ПО, разработанное участниками проекта Open Air Interface (OAI). Преимущество OAI заключается в открытости исходного кода, что позволяет гибкую настройку и оптимизацию ПО для себя.

OAI – это проект с открытым исходным кодом, в котором реализован стек протоколов 3GPP для вычислительного оборудования на процессорах x86 и SDR. С помощью OAI можно развернуть полноценную сеть 4G/5G, используя USRP и ПК с операционной системой Linux на процессоре x86. Открытость исходного кода позволяет модернизацию и гибкую конфигурацию сети. Именно поэтому OAI часто используется для экспериментальных исследований RAN.

Реализация ключевых функциональных узлов сети радиодоступа с помощью OAI и вычисление их на ПК позволяет виртуальное разделение доступных вычислительных ресурсов между узлами и точный расчет времени выполнения каждой сетевой процедуры. Как правило, в экспериментальных исследованиях искусственно ограничивают доступный системе вычислительный ресурс (снижение тактовой частоты центрального процессора (ЦП), исключение физических или логических ядер ЦП, ограничение оперативной памяти RAM и т.д.) и производят расчет времени выполнения полного стека протоколов (или набора протоколов), варьируя конфигурацией RAN (например, количество активных абонентов).

Описанная выше базовая концепция экспериментального стенда используется в подавляющем большинстве исследований, посвященных этому направлению. В следующем разделе приведены основные результаты анализа вычислительной сложности выполнения стека протоколов 5G NR, полученные в ходе экспериментальных исследований в различных коллективах.

Анализ вычислительной сложности выполнения стека протоколов 5G NR

В работе [10] авторы проводят оценку времени обработки одного пользовательского канала RAN в облачном вычислительном центре. Для этого используются ПК с операционной системой Linux на базе ЦП Intel Core i7-4790 @ 3,60 ГГц и 16 GB RAM, которая позволяет напрямую с каждого процессорного ядра получать точную оценку времени выполнения заданных операций. Стек протоколов реализован с помощью OAI. В своем эксперименте авторы изменяют тактовую частоту ЦП и оценивают время выполнения каждой процедуры на физическом уровне (L1) для различного количества абонентских ресурсных блоков (количество трафика). На основании экспериментальных данных была получена полиномиальная функция для расчета времени выполнения τ_p операции p в прямом и обратном каналах:

$$\tau_p = \frac{N_{\text{PRB}}}{f^2} \sum_{i=0}^2 \alpha_i i^{\text{MCS}}, \quad (1)$$

где N_{PRB} – количество ресурсных блоков пользователя; f – частота центрального процессора; i – индекс сигнально-кодовой конструкции пользователя; α_i – полиномиальные коэффициенты, которые получены эмпирическим путем [10].

Из (1) видно, что общее время (и сложность) выполнения всех операций имеет $\sum \tau_p \sim 1/f^2$ и линейно зависит от количества ресурсных блоков абонента и типа сигнально-кодовой конструкции.

В работе [11] косвенно подтверждается результат, полученный в [10]. Здесь авторы проводят оценку времени обработки сигнала в зависимости от ширины частотной полосы и количества абонентов. Экспериментальный стенд состоит из трех ПК с четырехъядерным ЦП на частоте 4 ГГц, которые отвечают за EPC, FR-C и FR-A соответственно. Программная часть стенда основана также на OAI с использованием FlexRAN интерфейсов. При максимальной нагрузке пользовательского канала с данными PDSCH удалось получить линейную зависимость времени выполнения стека протоколов от параметра N_{PRB} . При $N_{\text{PRB}} = 50$ и трех активных абонентах общее время выполнения всех операций составляет 175 нс.

Оценку влияния количества абонентов на нагрузку RAN проводят авторы в работе [12]. Для этого разработан стенд, в котором полный цикл обработки сигнала происходит на ПК, а блок RRH реализован на USRP. Результат исследований сфокусирован на ключевых показателях RAN: нагрузка на ЦП и использованный объем RAM.

Анализируя результаты исследования влияния активных абонентов на потребление ресурсов RAM при обработке канала SISO шириной 5 МГц, представленные в [12], можно сделать вывод о линейной зависимости потребления RAM от количества активных абонентов. При этом каждый следующий абонентский канал потребляет всего лишь $\sim 0,25$ МБ RAM. Так же в [12] представлена зависимость за-

действующих физических ядер ЦП (при 95% нагрузке каждого ядра) от количества абонентов при обработке прямого и обратного каналов в той же конфигурации системы. Из полученных результатов видно, что при девяти активных абонентах используются ресурсы $\sim 1,3$ ядра ЦП, а увеличение количества абонентов несущественно увеличивает нагрузку на ЦП.

Коллектив авторов работы [13] предложил гибкую архитектуру сети и исследовал вычислительную сложность выполнения протоколов PDCP/RLC. Использовалась сложная конфигурация, состоящая из нескольких сот и 24 абонентских устройств. В результате эксперимента получены важные и неочевидные выводы, которые могут быть полезны при развертывании RAN:

1. Время выполнения стека протоколов может быть существенно снижено с помощью оптимизации алгоритмов.

2. Концепция RAN позволяет более гибко распределять вычислительный ресурс между виртуальными блоками обработки. Однако это приводит к дополнительной нагрузке на интерфейсы, соединяющие эти блоки, и к существенному увеличению нагрузки на ЦП.

Исследование зависимости времени обработки подкадра от тактовой частоты ЦП приведено в [14]. В работе использована экспериментальная установка с применением USRP B210 в качестве аппаратной части для обработки физического сигнала, а обработка сигнала на верхних уровнях реализована на ПК с помощью ОАИ. Полученный результат приведен на рис. 7 для различной системной полосы частот.

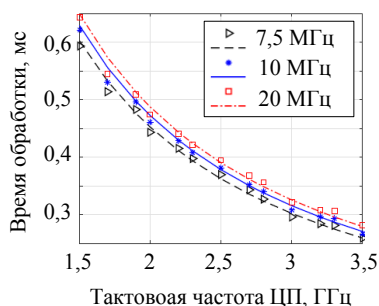


Рис. 7. Зависимость времени обработки подкадра от тактовой частоты ЦП в ПК с виртуальной RAN

Основываясь на экспериментальных результатах, с помощью аппроксимации получена формула для расчета времени обработки подкадра:

$$T_{\text{sub}}[\text{мкс}] = \frac{\alpha_{\text{PRB}}}{f} + \beta_{\text{MCS}} + 2,508, \quad (2)$$

где α_{PRB} – параметр, зависящий от ширины системной полосы; β_{MCS} – параметр, зависящий от типа сигнально-кодированной конструкции; f – тактовая частота процессора. Вышеперечисленные параметры приведены в [14, табл. 2].

Формула (2) может быть использована при виртуальном распределении вычислительного ресурса ПК для RAN.

В той же работе экспериментальным путем получена зависимость нагрузки на ЦП от пропускной способности системы. Эта зависимость является линейной на участке от 20 до 100 Мбит/с, поэтому можно предположить, что вне этого диапазона зависимость останется линейной или квазилинейной.

Заключение

В первой части работы представлен обзор основных архитектур RAN для 5G NR. В отличие от архитектуры LTE, в NR предложен ряд новых подходов для удешевления развертывания сетей. В частности, предложена открытая архитектура RAN с частичной или полной удаленной обработкой сигналов в виртуальном облачном пространстве. Благодаря этому подходу для выполнения стека протоколов можно использовать ПК с открытым ПО. Эта возможность предоставила новые направления для исследований, связанные с виртуализацией RAN, разделением на виртуальные слои и динамическим распределением вычислительного ресурса между функциональными блоками.

Во второй части описаны основные методы и инструменты для оценки вычислительной сложности выполнения стека протоколов RAN 5G NR. Программная часть RAN чаще всего основана на ОАИ. Обработка физического сигнала, в основном, реализуется на платформе SDR, а верхние уровни протокола выполняются на ПК. Поэтому удается виртуально управлять доступными вычислительными ресурсами ПК и проводить оценку времени выполнения уровней L2/L3 в зависимости от конфигурации RAN.

В заключительном разделе приведен анализ вычислительной сложности выполнения стека протоколов, полученный в ходе экспериментов зарубежными коллегами. В рамках эмпирического подхода получен ряд математических выражений, с помощью которых можно рассчитать время выполнения некоторых операций в зависимости от частоты центрального процессора, ширины полосы пропускания системы и от сложности сигнально-кодированной конструкции. Это может быть использовано при подборе конфигурации ПК для развертывания сети радиодоступа сетей беспроводного широкополосного доступа.

Работа выполнена при финансовой поддержке Минкомсвязи России и АО «РВК», а также Сколковского института науки и технологий, идентификатор соглашения о предоставлении субсидии – 000000007119P190002, № 005/20/7744 от 26.03.2020.

Литература

- 3GPP TS 38.300, 3rd Generation Partnership Project; Technical Specification Group Radio Access Network; NR; NR and NG-RAN Overall Description; Stage 2 (Release 16) v.16.3.0 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://portal.3gpp.org/desktopmodules/Specifications/SpecificationDetails.aspx?specificationId=3191>, свободный (дата обращения: 23.10.2020).
- 3GPP TS 38.401 3rd Generation Partnership Project; Technical Specification Group Radio Access Network; NG-

RAN; Architecture description (Release 16) v.16.3.0 0 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://portal.3gpp.org/desktopmodules/Specifications/SpecificationDetails.aspx?specificationId=3219>, свободный (дата обращения: 23.10.2020).

3. 3GPP TR 38.801 3rd Generation Partnership Project; Technical Specification Group Radio Access Network; Study on new radio access technology: Radio access architecture and interfaces (Release 14) v.14.0.0 0 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://portal.3gpp.org/desktopmodules/Specifications/SpecificationDetails.aspx?specificationId=3056>, свободный (дата обращения: 23.10.2020).

4. Cloud RAN for Mobile Networks-A Technology Overview / A. Checko., H.L Christiansen., Y. Yan, L. Scolari, G. Kardaras, M.S. Berger, L. Dittmann // IEEE Communications surveys & tutorials. – 2015. – Vol. 17. – P. 405–426.

5. Salman T. Cloud RAN: Basics, advances and challenges [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.cse.wustl.edu/~jain/cse574-16/ftp/cloudran.pdf>, свободный (дата обращения: 06.11.2020).

6. Resource sharing in heterogeneous cloud radio access networks / M.A. Marotta, N. Kaminski, I. Gomez-Miguel, L.Z. Granville, J. Rochol, L. DaSilva, C.B. Both, // IEEE Wireless Communications. – 2015. – Vol. 22. – P. 74–82.

7. A Comprehensive Survey of RAN Architectures Toward 5G Mobile Communication System / M.A. Habibi, M. Nasimi, B. Han, H.D. Schotten // IEEE Access. – 2019. – Vol. 7. – P. 70371–70421.

8. Radio resource management for cloud-RAN networks with computing capability constraints. / Y. Liao, L. Song, Y. Li, Y.A. Zhang // Proceedings of the 2016 IEEE International Conference on Communications (ICC). – Kuala-Lumpur, Malaysia, 2016. – P. 1–6.

9. Karneyenka U. Location and mobility aware resource management for 5G cloud radio access networks / U. Karneyenka, K. Mohta, M. Moh // Proceedings of the 2017 International Conference on High Performance Computing & Simulation (HPCS). – Genoa, Italy, 17–21 July 2017. – P. 168–175.

10. Khatibi S. Modelling of computational resources for 5G RAN / S. Khatibi, K. Shah, M. Roshdi // 2018 European Conference on Networks and Communications (EuCNC). – IEEE, 2018. – P. 1–5.

11. Bandwidth part adaptation and processing time evaluation with openairinterface / M. Einhaus, M.B. Charaf, I. Kim, I. Arnold // 2018 IEEE 88th Vehicular Technology Conference (VTC-Fall). – IEEE, 2018. – P. 1–5.

12. Gavrilovska L. From Cloud RAN to Open RAN / L. Gavrilovska, V. Rakovic, D. Denkovski // Wireless Personal Communications. – 2020. – P. 1–17.

13. A flexible network architecture for 5G systems / M. Shariat, O. Bulakci, A. De Domenico, C. Mannweiler // Wireless Communications and Mobile Computing. – 2019. – P. 1–20.

14. Tran T.X. Understanding the computational requirements of virtualized baseband units using a programmable cloud radio access network testbed / T.X. Tran, A. Younis, D. Pompili // 2017 IEEE International Conference on Automatic Computing (ICAC). – IEEE, 2017. – P. 221–226.

Крюков Яков Владимирович

Канд. техн. наук, доцент каф. телекоммуникаций и основ радиотехники (ТОР) Томского государственного ун-та систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР) Ленина пр-т, д. 40, г. Томск, Россия, 634050
Тел.: +7 (382-2) 41-33-98
Эл. почта: kryukov.tusur@gmail.com

Покаместов Дмитрий Алексеевич

Канд. техн. наук, доцент каф. ТОР, ТУСУР
Ленина пр-т, д. 40, г. Томск, Россия, 634050
Тел.: +7 (382-2) 41-33-98
Эл. почта: dmaltomsk@mail.ru

Рогожников Евгений Васильевич

Канд. техн. наук, доцент, каф. ТОР, ТУСУР
Ленина пр-т, д. 40, г. Томск, Россия, 634050
Тел.: +7 (382-2) 41-33-98
Эл. почта: udzhon@mail.ru

Новичков Серафим Алексеевич

Гл. конструктор лидирующего исследовательского центра «Сеть радиодоступа 5G с открытой архитектурой», Сколтех
Большой бульвар, д. 30, Москва, Россия, 121205
Тел.: +7 (495-2) 80-14-81
Эл. почта: S.Novichkov@skoltech.ru

Лаконцев Дмитрий Владимирович

Канд. техн. наук, доцент, рук. центра компетенций национальной технической инициативы «Технологии беспроводной связи и интернета вещей», Сколтех
Большой бульвар, д. 30, г. Москва, Россия, 121205
Тел.: +7 (495-2) 80-14-81
Эл. почта: d.lakontsev@skoltech.ru

Kryukov Ya.V., Pokamestov D.A., Rogozhnikov E.V.,
Novichkov S.A., Lakontsev D.V.

Analysis of Computational Complexity and Processing Time Evaluation of the Protocol Stack in 5G New Radio

Currently, an active deployment of radio access networks for mobile communication systems 5G New Radio is being observed. The architecture of networks is developing rapidly, where significant part of the functions is performed in a virtual cloud space of a personal computer. The computing power of a personal computer must be sufficient to execute network protocols in real time. To reduce the cost of deploying 5G NR networks, the configuration of each remote computer must be optimally matched to the scale of a particular network. Therefore, an urgent direction of research is the assessment of the execution time of the 5G NR protocol stack on various configurations of computers and the development of a mathematical model for data analysis, approximation of dependencies and making recommendations. In this paper, the authors provide an overview of the main 5G NR network architectures, as well as a description of the methods and tools that can be used to estimate the computational complexity of the 5G NR protocol stack. The final section provides an analysis of the computational complexity of the protocol stack, obtained during the experiments by colleagues in partner institutions.

Keywords: 5G NR, RAN, C-RAN, computational complexity, OAI

doi: 10.21293/1818-0442-2020-23-3-31-37

References

1. 3GPP TS 38.300, 3rd Generation Partnership Project; Technical Specification Group Radio Access Network; NR; NR and NG-RAN Overall Description; Stage 2 (Release 16) v.16.3.0 Available at: <https://portal.3gpp.org/desktopmodules/Specifications/SpecificationDetails.aspx?specificationId=3191> (Accessed: October 23, 2020).

2. 3GPP TS 38.401 3rd Generation Partnership Project; Technical Specification Group Radio Access Network; NG-RAN; Architecture description (Release 16) v.16.3.0 0 Available at: <https://portal.3gpp.org/desktopmodules/Specifications/>

SpecificationDetails.aspx?specificationId=3219 (Accessed: October 23, 2020).

3. 3GPP TR 38.801 3rd Generation Partnership Project; Technical Specification Group Radio Access Network; Study on new radio access technology: Radio access architecture and interfaces (Release 14) v.14.0.0 0 Available at: <https://portal.3gpp.org/desktopmodules/Specifications/SpecificationDetails.aspx?specificationId=3056> (Accessed: October 23, 2020).

4. Checko A., Christiansen H.L., Yan Y., Scolari L., Kardaras G., Berger M.S., Dittmann L. Cloud RAN for Mobile Networks-A Technology Overview. *IEEE Communications surveys & tutorials*, 2015, v. 17, pp. 405–426.

5. Salman T. Cloud RAN: Basics, advances and challenges 0 Available at: <https://www.cse.wustl.edu/~jain/cse574-16/ftp/cloudran.pdf> (Accessed: November 6, 2020).

6. Marotta M.A., Kaminski N., Gomez-Miguel I., Granville L.Z., Rochol J., DaSilva L., Both C.B. Resource sharing in heterogeneous cloud radio access networks. *IEEE Wireless Communications*, 2015, vol. 22, pp. 74–82.

7. Habibi M.A., Nasimi M., Han B., Schotten H.D. A Comprehensive Survey of RAN Architectures Toward 5G Mobile Communication System. *IEEE Access*, 2019, vol. 7, pp. 70371–70421.

8. Liao Y., Song L., Li Y., Zhang Y.A. Radio resource management for cloud-RAN networks with computing capability constraints. Proceedings of the 2016 IEEE International Conference on Communications (ICC), Kuala Lumpur, Malaysia, 2016, pp. 1–6.

9. Karneyenka U., Mohta K., Moh M. Location and mobility aware resource management for 5G cloud radio access networks. Proceedings of the 2017 International Conference on High Performance Computing & Simulation (HPCS), Genoa, Italy, 17–21 July 2017, pp. 168–175.

10. Khatibi S., Shah K., Roshdi M. Modelling of computational resources for 5G RAN. 2018 European Conference on Networks and Communications (EuCNC), IEEE, 2018, pp. 1–5.

11. Einhaus M., Charaf M. B., Kim I., Arnold I. Bandwidth part adaptation and processing time evaluation with openairinterface, 2018 IEEE 88th Vehicular Technology Conference (VTC-Fall), 2018, pp. 1–5.

12. Gavrilovska L., Rakovic V., Denkovski D. From Cloud RAN to Open RAN, *Wireless Personal Communications*, 2020, pp. 1–17.

13. Shariat M., Bulakci O., De Domenico A., Mannweiler C. A flexible network architecture for 5G systems, *Wireless Communications and Mobile Computing*, 2019, pp. 1–20.

14. Tran T.X., Younis A., Pompili D. Understanding the computational requirements of virtualized baseband units

using a programmable cloud radio access network testbed, 2017 IEEE International Conference on Autonomic Computing (ICAC), IEEE, 2017, pp. 221–226.

Yakov V. Kryukov

Candidate of Engineering Sciences, Assistant Professor, Department of Telecommunications and Basic Principles of Radio Engineering, Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics (TUSUR) 40, Lenin pr., Tomsk, Russia, 634050
Phone: +7 (382-2) 41-33-98
Email: kryukov.tusur@gmail.com

Dmitriy A. Pokamestov

Candidate of Engineering Sciences, Assistant Professor, Department of Telecommunications and Basic Principles of Radio Engineering, TUSUR 40, Lenin pr., Tomsk, Russia, 634050
Phone: +7 (382-2) 41-33-98
Email: dmaltomsk@mail.ru

Eugeniy V. Rogozhnikov

Candidate of Engineering Sciences, Assistant Professor, Department of Telecommunications and Basic Principles of Radio Engineering, TUSUR 40, Lenin pr., Tomsk, Russia, 634050
Phone: +7 (382-2) 41-33-98
Email: udzhon@mail.ru

Serafim A. Novichkov

Lead Engineer of LRC «5G Radio Access Network with Open Architecture», Skolkovo Institute of Science and Technology (Skoltech) 30, Bolshoy Boulevard, Moscow, Russia, 121205
Phone: +7 (495-2) 80-14-81
Email: S.Novichkov@skoltech.ru

Dmitriy V. Lakontsev

Candidate of Engineering Sciences, Assistant Professor, Head of the Competence Center of the National Technical Initiative «Technologies of Wireless Communication and the Internet of Things», Skoltech 30, Bolshoy Boulevard, Moscow, Russia, 121205
Phone: +7 (495-2) 80-14-81
Email: d.lakontsev@skoltech.ru

УДК 621.375.026

А.К. Мовчан, Е.В. Рогожников, Э.М. Дмитриев, С.А. Новичков, Д.В. Лаконцев

Имитационная модель передающего тракта базовой станции 5G

Представлены результаты моделирования аналогового радиотракта базовой станции сотовой связи пятого поколения в программной среде NI AWR Design Environment. Проведена валидация модели усилителя мощности в программной среде AWR на основе сравнения результатов измерений нелинейных параметров амплитудной характеристики СВЧ-усилителя, полученных на макете усилителя, с результатами, полученными в ходе симуляции нелинейной модели усилителя. Представлены результаты измерения относительного вектора ошибки между входным и выходным сигналами в модели радиотракта.

Ключевые слова: 5G, СВЧ-усилитель, модуль вектора ошибки, интермодуляционные искажения, аналоговый радиотракт.

doi: 10.21293/1818-0442-2020-23-3-38-44

При проектировании радиотехнических устройств и систем, соответствующих современным стандартам в сфере телекоммуникаций, необходим эффективный инструмент проектирования. Одними из таких инструментов являются системы автоматизированного проектирования, основанные на математическом моделировании устройств и систем [1, 2].

Основной актуальности применения систем автоматизированного проектирования при разработке радиотехнических устройств и систем является сокращение времени разработки и уменьшение ошибок при проектировании.

В данном проекте была разработана математическая модель аналогового приемно-передающего тракта базовой станции для системы связи пятого поколения 5G NR, которая наиболее полно отражает реальные процессы прохождения радиосигнала в заданной полосе частот через линейные и нелинейные цепи аналогового тракта. Применение разработанной модели при проектировании приемно-передающего тракта позволяет значительно сократить время проектирования.

Описание среды разработки NI AWR

Известным программным продуктом, применяемым при разработке радиотехнических устройств и схем СВЧ, является AWR DESIGN ENVIRONMENT (AWRDE) фирмы Applied Wave Research. Он содержит в себе три инструментальных средства: Microwave Office (MWO), Visual System Simulator (VSS) и Analog Office (ANO). Эти средства встроены в среду разработки и применяются совместно, не выходя из среды разработки.

Microwave Office позволяет разрабатывать схемы, состоящие из сосредоточенных или распределённых компонентов схем и электромагнитных конфигураций [3]. Для исследования можно применить любой из методов: линейное моделирование, модернизированный гармонический баланс, ряды Вольтера, электромагнитное моделирование (EMSiht) или вспомогательный имитатор HSPICE. Результаты могут отображаться в разных визуальных формах или в таблице в зависимости от задачи производимого анализа. Можно перенастраивать или оптимизировать проекты, и все преобразования автоматически отражаются на графиках и в схеме.

В данной работе использовались возможности симулятора систем VSS, который производит системное моделирование, а также рассчитывает основные характеристики аналогового радиотракта [4]. Пакет системного уровня VSS является средой моделирования, в которой модель аналогового радиотракта представляет собой набор связанных между собой функциональных узлов. Для обеспечения универсальности среды проектирования узлы тракта унифицированы и позволяют использовать в виде модели множество из имеющихся реальных радиоэлементов. В целом пакет системного моделирования VSS позволяет рассчитывать основные характеристики радиотракта, необходимые для расчета основных его характеристик (коэффициент шума, коэффициент передачи и пр.).

Валидация модели усилителя мощности

Перед моделированием сложных устройств необходимо убедиться, что среда моделирования адекватно воспроизводит процессы, протекающие в реальных устройствах. Для этого необходимо произвести валидацию некоторой простой модели реального устройства, основные параметры которого известны и получены при измерении реальными измерительными приборами.

В случае соответствия результатов моделирования результатам измерений на реальном устройстве можно сделать вывод о том, что данную программную среду можно использовать при моделировании сложных устройств и систем.

В рамках данной работы предполагается произвести моделирование аналогового радиотракта базовой станции системы сотовой связи пятого поколения.

Согласно технической спецификации на базовую станцию пятого поколения, основным требованием к передающему тракту является величина вектора ошибки (EVM, error vector magnitude) выходного сигнала передатчика на его антенном гнезде [5].

Основной вклад в величину EVM на выходе радиотракта вносит нелинейность амплитудной характеристики его активных элементов, и в первую очередь усилителей мощности. Поэтому основой для валидации модели радиотракта следует считать в первую очередь валидацию модели нелинейного усилительного устройства.

Нелинейность амплитудной характеристики реального усилительного устройства в основном определяется такими параметрами, как точка однодецибелной компрессии по выходу (OP1dB), точка пересечения интермодуляционных искажений 3-го порядка по выходу (OIP3) [6, 7]. Данные параметры определяют уровень четных и нечетных гармоник в выходном сигнале, а также уровень интермодуляционных искажений 3-го порядка (IM3) на выходе усилителя, что, в свою очередь, будет определять величину EVM на выходе всего тракта.

Валидация модели нелинейного усилителя производилась с использованием предоставленных фирмой Keysight Technologies измерений интермодуляционных искажений усилителя HMC453ST89 [8]. Измерения представлены в обучающей программе Keysight по проектированию ВЧ- и СВЧ-схем [9].

На рис. 1 представлена схема измерения интермодуляционных искажений модели усилителя мощности в среде AWR.

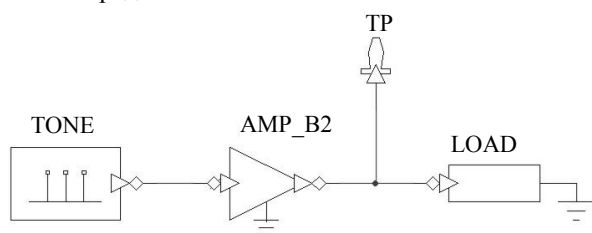


Рис. 1. Схема программной модели усилителя мощности для измерения интермодуляционных искажений

Схема измерения на рис. 1 содержит: генератор двухтонового сигнала TONE с частотой тонов, равной соответственно 1,840 и 1,845 ГГц, и мощностью каждого тона, равной -5 дБм, усилитель мощности AMP_B2 с коэффициентом усиления по мощности равным 9,45 дБ, и точкой пересечения интермодуляций 3-го порядка по выходу, равной 39,75 дБм, активную нагрузку LOAD, согласованную с выходным сопротивлением усилителя мощности. Для вывода данных со схемы используется контрольная точка TP (Test point).

На рис. 2 приведен график спектра сигнала на выходе усилителя мощности.

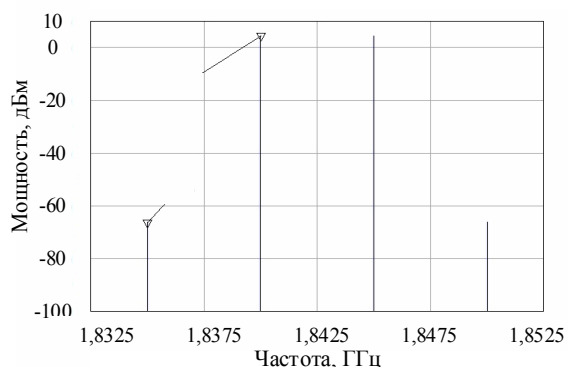


Рис. 2. Спектр сигнала на выходе усилителя мощности

Из графика на рис. 2 видно, что спектр двухтонового сигнала обогащен продуктами интермодуля-

ционных искажений третьего порядка с частотами 1,835 и 1,850 ГГц. Для сравнения в табл. 1 представлены измерения, полученные в данной работе, а также измерения, представленные Keysight на макете усилителя мощности.

Таблица 1
Результаты измерений интермодуляционных искажений усилителя мощности

Параметры	Сигналы тонов		
	S(F1)	S(F2)	S(2F1-F2)
Частоты, ГГц	1,840	1,845	1,835
Мощность в модели, дБм	4,46	4,46	-66
Мощность в макете Keysight, дБм	4,5	4,5	-66

Моделирование радиотракта базовой станции

На основании вышеприведенной валидации программной среды AWR имеет смысл производить моделирование более сложных устройств и использовать полученные в программе результаты анализа при их проектировании.

В данной работе представлена модель аналогового радиотракта базовой станции системы сотовой связи 5G.

Задача аналогового радиотракта – обеспечить требуемый уровень мощности сигнала на передающей антенне. При этом искажения передаваемого сигнала и внеполосные излучения не должны превышать уровень допустимых значений, указанных в спецификации на базовую станцию.

Так, согласно спецификации, выходная мощность передатчика базовой станции не должна превышать 24 дБм (0,25 Вт) для станции малого радиуса покрытия и 38 дБм (6,3 Вт) для станции среднего радиуса покрытия. Для станции большого радиуса покрытия ограничений на выходную мощность передатчика нет.

Уровень допустимых искажений передаваемого сигнала ограничен относительной величиной вектора ошибки EVM для всех используемых в системе модуляций. В табл. 2 представлены допустимые значения величины EVM при различных видах модуляций в системе.

Таблица 2
Допустимые средние значения относительной величины EVM

Модуляция	Допустимый уровень EVM, %
256-QAM	3,5
64-QAM	8
16-QAM	12,5
QPSK	17,5

На основании представленных выше требований была разработана модель аналогового радиотракта передатчика базовой станции сотовой связи пятого поколения на частотный диапазон N78 с несущей частотой 3,55 ГГц и шириной полосы пропускания, равной 100 МГц. Структурная схема модели передающего тракта представлена на рис. 3.

Схема передатчика на рис. 3 (слева направо) содержит: источник тестового сигнала SRC_R в виде текстового файла, содержащего отсчеты сигнала во

временной области, который содержит отсчеты сформированного в MATLAB широкополосного сигнала (полоса 100 МГц, несущая 3,55 ГГц) с OFDM-модуляцией. Атенюатор ATTEN_1 для удобства регулировки выходного уровня источника сигнала. Полосовой фильтр BPFB_1 с полосой пропускания от 3,3 до 3,8 ГГц по уровню -3 дБ, для подавления внеполосных продуктов преобразования цифровоаналогового преобразователя. Каскады усиления мощности AMP_B2_1, AMP_B2_2 и AMP_B2_3. Атенюатор ATTEN_2 для коррекции уровня мощности после первого каскада усиления. Атенюаторы ATTEN_3 и ATTEN_4 имитируют потери мощно-

сти в межкаскадной связи. Направленный ответвитель DCOUPLER для отвода части мощности выходного сигнала передатчика на фильтр предискажений DPD (Digital Pre-Distortion) [10]. Полосовой фильтр BPFB_2 для подавления внеполосного излучения передатчика. Циркулятор CIRC, для развязки приемной и передающей частей, работающих на одну антенну. Резистивные согласованные нагрузки LOAD, подключённые к выходам циркулятора, имитирующие сопротивление антенны и входных цепей приемника. Файл FILE_SNK для записи отсчетов сигнала, прошедшего радиотракт, и последующей обработки.

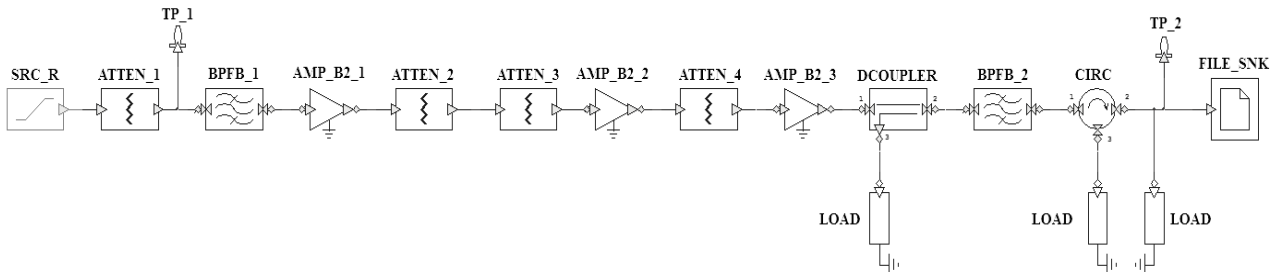


Рис. 3. Схема программной модели передающего тракта в среде AWR

Параметры нелинейности передаточной характеристики моделей каскадов усиления выбраны в соответствии с параметрами существующей компонентной базы. Таким образом, модель первого каскада усилителя мощности AMP_B2_1 по параметрам соответствует микросхеме усилителя мощности MNA-7A+ [11]. Модель второго каскада усилителя мощности соответствует микросхеме HMC409LP [12]. Модель третьего каскада усилителя мощности соответствует микросхеме HMC1114PM5E [13]. Параметры каждого блока устанавливаются в его меню свойств, при этом каждый параметр возможно изменять в процессе моделирования схемы, наблюдая в этот момент обновление результатов измерений.

В модели в качестве входного сигнала используется широкополосный сигнал с OFDM (Orthogonal frequency-division multiplexing)-модуляцией, используемой в современных системах сотовой связи [14]. Параметры входного сигнала представлены в табл. 3.

Таблица 3

Параметры входного сигнала	
Параметр	Значение
Расстояние между поднесущими	60 кГц
Ширина полосы частот	100 МГц
Размер БПФ	2048 отсчетов
Защитный интервал	200 отсчетов
Модуляция поднесущих	QPSK

Входной сигнал формируется программным кодом на языке Matlab. Программный код формирует файл с отсчетами опорного сигнала во временной области на заданной несущей частоте 3,55 ГГц и частотой дискретизации отсчетов, равной 10 ГГц.

Мощность входного сигнала установлена на уровне -20 дБм, что соответствует выходной мощ-

ности широкополосного сигнала на выходе цифроаналогового преобразователя (ЦАП) отладочного комплекта RFSoc, часто используемого при построении макетов систем связи [15]. Для визуального наглядности сигналов возможно построение графика

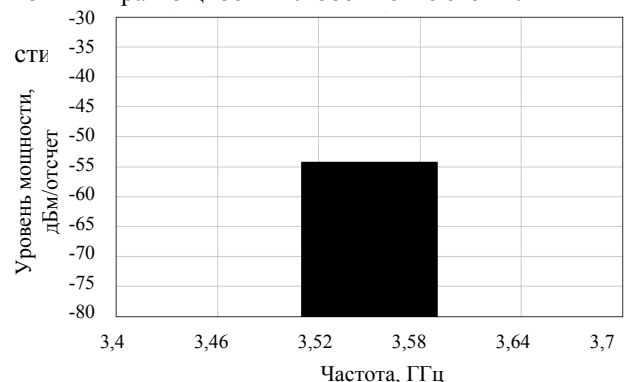


Рис. 4. График спектра мощности входного сигнала передатчика

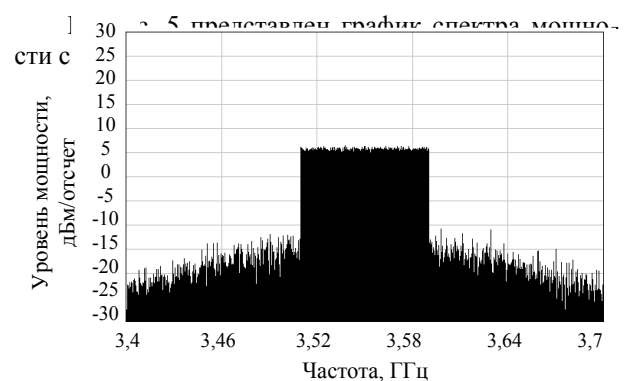


Рис. 5. График спектра мощности выходного сигнала передатчика

Уровни мощности на представленных графиках спектра мощности соответствуют относительной мощности, приходящейся на один отсчет сигнала (дБм/отсчет). Поэтому при расчете полной мощности сигнала в заданной полосе частот необходимо учитывать количество отсчетов, приходящихся на эту полосу частот. Таким образом, мощность входного сигнала на рис. 4 -53 дБм соответствует полной мощности входного сигнала (100 МГц, 1648 отсчетов), равной -20 дБм. Мощность выходного сигнала составляет $37,5$ дБм. Сравнивая графики спектров мощности входного (см. рис. 4) и выходного (см. рис. 5) сигналов, видно, что результирующий коэффициент передачи тракта по мощности равен 58 дБ. Также на графике спектра мощности выходного сигнала (см. рис. 5) отчетливо видно наличие спектральных компонент, являющихся продуктами интермодуляционных искажений сигнала, прошедшего нелинейные каскады усиления.

Возможности программной среды позволяют выводить графики покаскадного изменения измеряемых параметров. Кривые на таких графиках описывают характеристики радиотракта в зависимости от настройки отдельных его звеньев.

На рис. 6 представлен график результирующего коэффициента передачи по мощности на выходе каждого звена, который показывает коэффициент передачи по мощности на выходе каждого звена с учетом усиления сигнала предыдущими звеньями.

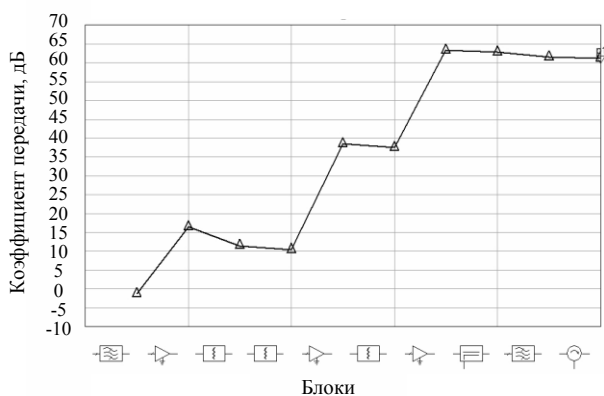


Рис. 6. Результирующей коэффициент передачи по мощности на входе/выходе каждого звена

Основной вклад в величину вектора ошибки (EVM) на выходе радиотракта вносит нелинейность амплитудной характеристики его активных элементов. Нелинейность амплитудной характеристики реального усилительного устройства в основном определяется интермодуляционными искажениями 3-го порядка по выходу (OIP3).

Наглядно оценить уровень искажений, вносимых каждым усилительным звеном возможно с помощью измерения уровня интермодуляционных компонент (ИМ3) относительно уровня несущей частоты в спектре выходного сигнала.

На рис. 7 представлен график покаскадного изменения уровня интермодуляционных компонент относительно уровня мощности несущей частоты радиотракта. Из графика на рис. 7 видно, что уро-

вень продуктов интермодуляций значительно возрастает на выходах усилительных звеньев, имеющих нелинейную амплитудную характеристику.

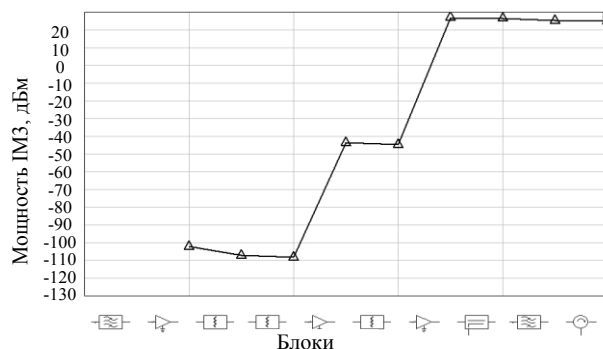


Рис. 7. График покаскадного изменения уровня интермодуляционных искажений радиотракта

На рис. 8 представлен график покаскадного изменения уровня плотности мощности на отсчет полезного сигнала, на котором виден уровень мощности полезного сигнала на выходе каждого звена.

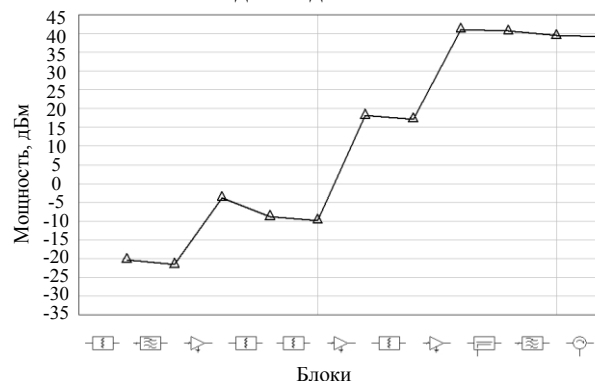


Рис. 8. График покаскадного изменения уровня плотности мощности полезного сигнала

Так как величина вектора ошибки выходного сигнала передатчика является основным требованием к передающему тракту, то измерения данного параметра на выходе модели радиотракта представляют интерес.

Для реализации измерения вектора ошибки выходного сигнала передатчика используются отсчеты выходного сигнала, записываемые в файл на выходе передатчика.

Используя их, а также ранее сформированные отсчеты входного (опорного) сигнала в среде MATLAB производится вычисление среднего по спектру относительного значения вектора ошибки.

Среднее значение относительного вектора ошибки составляет $12,5\%$ при выходной мощности передатчика, равной $37,5$ дБм, что, согласно требованиям, указанным в спецификации 5G (см. табл. 2), означает, что допустимая в этом режиме модуляция поднесущих 16-QAM. Представляют интерес измерения наибольшей мощности выходного сигнала передатчика, при которой еще допустима работа передатчика с определенным видом модуляций согласно табл. 2. В табл. 4 представлены результаты

измерения наибольшей выходной мощности сигнала в модели при значениях EVM, ограниченных спецификацией 5G.

Таблица 4

Результаты измерения выходной мощности		
EVM, %	Мощность на выходе, Вт (дБм)	Допустимый тип модуляции согласно стандарту
3,5	35,1	256-QAM
8	36,1	64-QAM
12,5	37,5	16-QAM
17,5	39,1	QPSK

Как видно из табл. 4, с ростом выходной мощности сигнала передатчика относительная величина вектора ошибки возрастает, и, таким образом, согласно данной таблице, при использовании модуляции поднесущих, например 256-QAM, мощность выходного сигнала не должна превышать 35,1 дБм, чтобы не превысить уровень допустимых искажений сигнала с данным видом модуляции.

На практике для того чтобы увеличить допустимую мощность выходного сигнала при малых его искажениях, при формировании сигнала передатчика используют частотные предискажения передаваемого сигнала.

Заключение

В данной работе были представлены результаты моделирования аналогового радиотракта базовой станции сотовой связи пятого поколения в программной среде NI AWR Design Environment. Показаны возможности данной программной среды AWR по измерению основных параметров моделируемой схемы. Проведена валидация модели усилителя мощности в программной среде AWR на основе сравнения результатов измерений интермодуляционных искажений усилителя HMC453ST89, полученных с помощью измерительного оборудования и макета усилителя фирмой Keysight, с результатами измерения модели усилителя мощности с установленными в соответствии с усилителем HMC453ST89 основными параметрами. При моделировании радиотракта были использованы отсчеты сформированного в программе Matlab широкополосного сигнала с шириной полосы 100 МГц и центральной частотой 3,55 ГГц. Отсчеты сигнала с выхода модели тракта были использованы для вычисления относительного вектора ошибки, характеризующего степень нелинейных искажений полезного сигнала, прошедшего радиотракт, относительно входного сигнала. Были получены значения наибольшей выходной мощности сигнала на выходе модели радиотракта при значениях относительного вектора ошибки, ограниченной спецификацией на базовую станцию. Полученный результат показал, что получить на выходе передатчика, выполненного на современной элементной базе мощностью более 5 Вт, при величине искажений выходного сигнала, удовлетворяющих требованиям спецификации, – достаточно сложная задача.

Работа выполнена при финансовой поддержке Минкомсвязи России и АО «РВК», а также Сколковского института науки и технологий, идентификатор соглашения о предоставлении субсидии – 0000000007119P190002, №005/20/7744 от 26.03.2020 г.

Литература

1. Разевиг В.Д. Проектирование СВЧ-устройств с помощью Microwave Office / В.Д. Разевиг, Ю.В. Потапов, А.А. Курушин. – М.: СОЛОН-Пресс, 2003. – 496 с.
2. Подстригаев А.С. Проектирование СВЧ-устройств: практикум. – Брянск: БГТУ, 2015. – 123 с.
3. Дмитриев Е.Е. Основы моделирования в Microwave Office 2009 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://www.eurointech.ru/products/AWR/Dmitriev_mwo_2009_1.pdf, свободный (дата обращения: 01.09.2020).
4. Дмитриев Е.Е. Основы моделирования в Microwave Office 2007. – URL: http://www.eurointech.ru/products/AWR/Dmitriev_mwo_2007_1.pdf (дата обращения: 01.09.2020).
5. Садовомовский А.С. Приёмопередающие радиоустройства и системы связи: учеб. пособие для студентов специальности 21020165. – Ульяновск: УлГТУ, 2007. – 243 с.
6. Data sheet 3GPP TS 38.104 version 15.7.0 Release 15 URL: https://www.etsi.org/deliver/etsi_ts/138100_138199/138104/15.07.00_60/ts_138104v150700p.pdf (дата обращения: 13.09.2020).
7. Поляков А.Е. Методика измерения IP2 и IP3 двухтонового сигнала // Труды МФТИ. – 2012. – Т. 4, вып. 2(14). – 10 с.
8. Stuetzle D. Understanding IP2 and IP3 Issues in Direct Conversion Receivers for WCDMA Wide Area Basestations // High Frequency Electronics. – 2008. – Vol. 7, No. 6. – 10 p.
9. Data sheet HMC453ST89. – URL: <https://www.all-datasheet.com/datasheet-pdf/pdf/435632/HITTITE/HMC453ST89.html> (дата обращения: 03.09.2020).
10. Разработка ВЧ-схем [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.keysight.com/main/editorial.jsp?cc=RU&lc=rus&ckey=1468467&nid=-34941.0&id=1468467>, свободный (дата обращения: 25.09.2020).
11. Digital Predistortion for Wideband 5G Transmitters. – URL: http://www.comelec.telecomparistech.fr/uploads/tx_dbcomelec/Pham_Digital-predistortion-5G-transmitters_21-03-2019_02.pdf (дата обращения: 19.09.2020).
12. Data sheet MNA-7A+. – URL: Режим доступа: https://ru.mouser.com/datasheet/2/1030/MNA-7A_2b-1701012.pdf (дата обращения: 19.09.2020).
13. Data sheet HMC409LP4. – URL: <https://datasheetspdf.com/pdf-file/670676/HittiteMicrowaveCorporation/HMC409LP4/1> (дата обращения: 11.10.2020).
14. Data sheet HMC1114PM5E. – URL: <https://ru.mouser.com/datasheet/2/609/HMC1114-1503880.pdf> (дата обращения: 11.10.2020).
15. What is OFDM: Orthogonal Frequency Division Multiplexing [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.electronics-notes.com/articles/radio/multicarrier-modulation/ofdm-orthogonal-frequency-division-multiplexing-what-is-tutorial-basics.php>, свободный (дата обращения: 11.10.2020).
16. Zynq UltraScale+ RFSoc Data Sheet: Overview DS889. – URL: https://www.xilinx.com/support/documentation/data_sheets/ds889-zynq-usc-rfsoc-overview.pdf (дата обращения: 11.10.2020).

Мовчан Андрей Кириллович

М.н.с. каф. ТУ Томского государственного ун-та систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР)
Ленина пр-т, д. 40, г. Томск, Россия, 634050
Тел.: +7 (382-2) 41-34-30
Эл. почта: mr.movchann@mail.ru

Рогожников Евгений Васильевич

Канд. техн. наук, доцент, каф. ТОР, ТУСУР
Ленина пр-т, д. 40, г. Томск, Россия, 634050
Тел.: +7 (382-2) 41-33-98
Эл. почта: udzhon@mail.ru

Дмитриев Эдгар Михайлович

Лаборант каф. ТОР ТУСУР
Ленина пр-т, д. 40, г. Томск, Россия, 634050
Тел.: +7 (382-2) 41-33-98
Эл. почта: dmitriyev.edgar@gmail.com

Новичков Серафим Алексеевич

Гл. конструктор лидирующего исследовательского центра «Сеть радиодоступа 5G с открытой архитектурой», Сколтех
Большой бульвар 30, стр. 1, г. Москва, Россия, 121205
Тел.: +7 (495-2) 80-14-81
Эл. почта: S.Novichkov@skoltech.ru

Лаконцев Дмитрий Владимирович

Канд. техн. наук, доцент, рук. центра компетенций национальной технической инициативы «Технологии беспроводной связи и интернета вещей», Сколтех
Большой бульвар 30, стр. 1, г. Москва, Россия, 121205
Тел.: +7 (495-2) 80-14-81
Эл. почта: d.lakontsev@skoltech.ru

Movchan A.K., Rogozhnikov E.V., Dmitriev E.M.,
Novichkov S.A., Lakontsev D.V.

Simulation model of the transmission path for 5G NR base station

The article presents the results of modeling an analog radio path of a fifth-generation cellular base station in the NI AWR Design Environment. The validation of the power amplifier model was performed in the AWR software environment. The validation is based on the comparison of measurement results for the nonlinear parameters of the amplitude characteristics of the microwave amplifier obtained on the amplifier model, with the results obtained during mathematical modeling of the nonlinear amplifier. The results of measuring the vector magnitude error between the input and output signals in the radio-path model are presented.

Keywords: 5G, microwave amplifier, error vector magnitude, intermodulation distortion, analog radiopath.

doi: 10.21293/1818-0442-2020-23-3-38-44

References

1. Razevig V.D., Potapov Yu.V., Kurushin A.A. *Designing microwave devices using Microwave Office* [Designing microwave devices using Microwave Office]. Moscow SO-LON-Press Publ., 2003. 496 p. (in Russ.).
2. Podstrigaev A.S. *Designing of microwave devices: Practicum* [Designing of microwave devices: Practicum]. Bryansk: BSTU Publ., 2015. 123 p. (in Russ.).
3. Dmitriev E.E. *Basics of modeling in Microwave Office 2009* [Basics of modeling in Microwave Office 2009]. 2011,

175 p. Available at: http://www.eurointech.ru/products/AWR/Dmitriev_mwo_2009_1.pdf (Accessed: September 01, 2020).

4. Dmitriev E.E. [Basics of modeling in Microwave Office 2007]. 2011, 121 p. Available at: http://www.eurointech.ru/products/AWR/Dmitriev_mwo_2007_1.pdf (Accessed: September 01, 2020).

5. Sadomovsky A.S. *Receiving and transmitting radio devices and communication systems: a textbook for students of the specialty 21020165* [Receiving and transmitting radio devices and communication systems: a textbook for students of the specialty 21020165]. Ulyanovsk: UISTU Publ., 2007, 243 p. (in Russ.).

6. 3GPP TS 38.104 version 15.7.0 Release 15. Available at: https://www.etsi.org/deliver/etsi_ts/138100_138199/138104/15.07.00_60/ts_138104v150700p.pdf (Accessed: September 13, 2020).

7. Polyakov A.E. [Methods for measuring IP2 and IP3 of a two-tone signal]. *Proceedings of the MIPT*, 2012, vol. 4, no. 2 (14) (in Russ.).

8. Stuetzle D. [Understanding IP2 and IP3 Issues in Direct Conversion Receivers for WCDMA Wide Area Basestations]. *High Frequency Electronics*, 2008, vol. 7, no. 6, 10 p.

9. Data sheet HMC453ST89. Available at: <https://www.alldatasheet.com/datasheet-pdf/pdf/435632/HITTITE/HMC453ST89.html> (Accessed: September 03, 2020).

10. Development of RF circuits. Available at: <https://www.keysight.com/main/editorial.jsp?cc=RU&lc=rus&ckey=1468467&nid=-34941.0&id=1468467> (Accessed: September 25, 2020).

11. Digital Predistortion for Wideband 5G Transmitters. Available at: http://www.comelec.telecom-paristech.fr/uploads/tx_dbcomelec/Pham_Digital-predistortion-5G-transmitters_21-03-2019_02.pdf (accessed: September 19, 2020).

12. Data sheet MNA-7A+. Available at: https://ru.mouser.com/datasheet/2/1030/MNA-7A_2b-1701012.pdf (Accessed: September 19, 2020).

13. Data sheet HMC409LP4. Available at: <https://datasheetspdf.com/pdf-file/670676/HittiteMicrowaveCorporation/HMC409LP4/1> (Accessed: October 11, 2020).

14. Data sheet HMC1114PM5E. Available at: <https://ru.mouser.com/datasheet/2/609/HMC1114-1503880.pdf> (Accessed: October 11, 2020).

15. What is OFDM: Orthogonal Frequency Division Multiplexing. Available at: <https://www.electronics-notes.com/articles/radio/multicarrier-modulation/ofdm-orthogonal-frequency-division-what-is-tutorial-basics.php> (Accessed: October 11, 2020).

16. Zynq UltraScale+ RFSoc Data Sheet: Overview DS889 Available at: https://www.xilinx.com/support/documentation/data_sheets/ds889-zynq-usp-rfsoc-overview.pdf (Accessed: October 11, 2020).

Andrey K. Movchan

Junior Researcher (Department of Television and Control), Tomsk State University of Control Systems and Radio Electronics (TUSUR)
40, Lenin pr., Tomsk, Russia, 634050
Phone: +7 (382-2) 41-34-30
Email: mr.movchann@mail.ru

Evgeny V. Rogozhnikov

Doctor of Engineering Sciences, Assistant Professor,
Department of Telecommunications and Basic Principles of
Radio Engineering, TUSUR
40, Lenin pr., Tomsk, Russia, 634050
Phone: +7 (382-2) 41-33-98
Email: udzhon@mail.ru

Edgar M. Dmitriev

Postgraduate Student, Department of Telecommunications and
Basic Principles of Radio Engineering, TUSUR
40, Lenin pr., Tomsk, Russia, 634050
Phone: +7 (382-2) 41-33-98
Email: dmitriyev.edgar@gmail.com

Serafim A. Novichkov

Chief Designer of the Leading Research Center «5G Radio
Access Network with Open Architecture», Skoltech
30, Bolshoy Boulevard str. 1, Moscow, Russia, 121205
Phone: +7 (495-2) 80-14-81
Email: S.Novichkov@skoltech.ru

Dmitry V. Lakontsev

Doctor of Engineering Sciences, Assistant Professor, Head of
the Competence Center of the National Technical Initiative
«Technologies of Wireless Communication and Internet of
Things», Skoltech
30, Bolshoy Boulevard str. 1, Moscow, Russia, 121205
Phone: +7 (495-2) 80-1481
Email: d.lakontsev@skoltech.ru

УДК 621.396

В.С. Черный, А.Ю. Абраменко, О.Г. Пономарёв

Алгоритм измерения искажений в сигнале с квадратурной фазовой манипуляцией (QPSK)

Рассмотрены виды искажений QPSK-сигнала и алгоритмы измерения параметров каждого вида искажений в условиях одновременного их присутствия в цифровом ограниченном по времени сигнале.

Ключевые слова: QPSK, временная синхронизация, интерполяция, измерение искажений, MER, алгоритм.

doi: 10.21293/1818-0442-2020-23-3-45-52

В современном мире всё большую популярность набирают цифровые виды модуляций из-за большого количества переносимой информации в сравнении с аналоговыми модуляциями [1, 2]. В актуальных стандартах связи, таких как 5G NR и 4G LTE, используются от BPSK- до 256QAM-модуляции [3]. В рамках данной статьи мы проводили исследование сигналов с фазовой манипуляцией (QPSK).

В системах приема и передачи информации сигнал может быть подвержен искажениям; так, при передаче цифровых сигналов требуется высокая точность синхронизации опорных генераторов передатчика и приёмника, достичь которую в большинстве случаев не представляется возможным. Возникает необходимость в правильном измерении значений искажений для последующей их оценки и компенсации [4].

Временная задержка сигнала и синхронизация по времени

Одним из видов искажений, который присутствует в любой системе передачи информации, является временная задержка сигнала или ошибка синхронизации по времени [5, 6].

В результате наличия задержки каждая точка сигнального созвездия разделяется на несколько точек, расстояния между точками пропорциональны временной ошибке сигнала (рис. 1) [7].

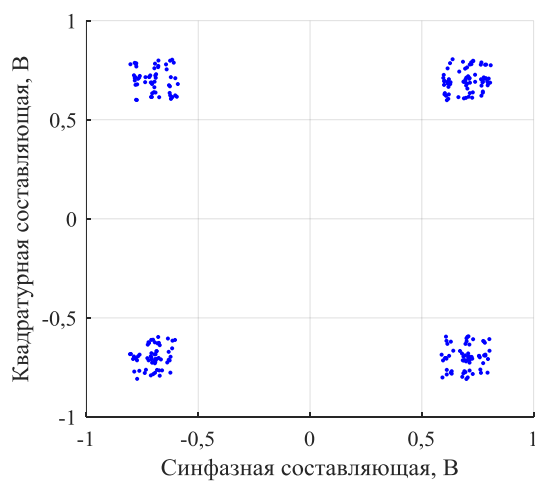


Рис. 1. Диаграмма созвездия сигнала с ошибкой синхронизации по времени

Разделение точек происходит в результате того, что интервалы дискретизации сигнала $y(n)$ (рис. 2) берутся с некоторым смещением по времени t относительно истинного значения $s(n)$.

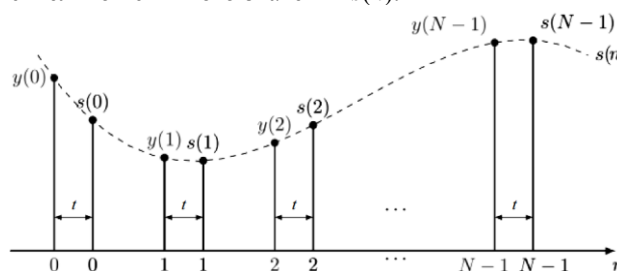


Рис. 2. Демонстрация смещения сигнала по времени на t : $s(n)$ – истинный сигнал; $y(n)$ – смещённый на t сигнал

Смещение частоты и начальной фазы несущего сигнала

В результате смещения начальной фазы несущего сигнала всё созвездие сигнала поворачивается по часовой стрелке в случае положительного смещения фазы и против часовой стрелки в случае отрицательного смещения фазы [8]. Смещение частоты несущего сигнала вызывает поворот каждой последующей точки сигнала относительно предыдущей на некоторый угол, пропорциональный смещению частоты. Созвездие сигнала со смещением частоты несущего сигнала 0,001% от частоты дискретизации и смещением начальной фазы 10° приведено на рис. 3.

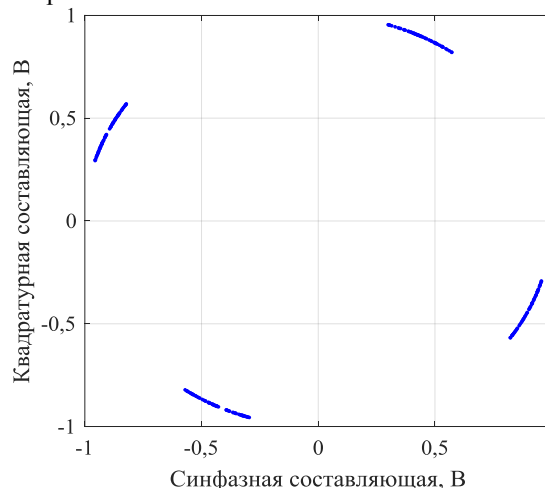


Рис. 3. Диаграмма созвездия сигнала со смещением частоты и начальной фазы несущего сигнала

Постоянное смещение синфазной и квадратурной составляющих комплексной огибающей сигнала

Постоянное смещение синфазной или квадратурной составляющих сигнала приводит к смещению созвездия вдоль горизонтальной или вертикальной оси соответственно [9]. Одновременное наличие смещений по каждой из составляющих примем за два последовательных смещения отдельных составляющих. Созвездие сигнала с постоянным смещением 10% для синфазной и 15% для квадратурной составляющих от амплитуды сигнала приведено на рис. 4.

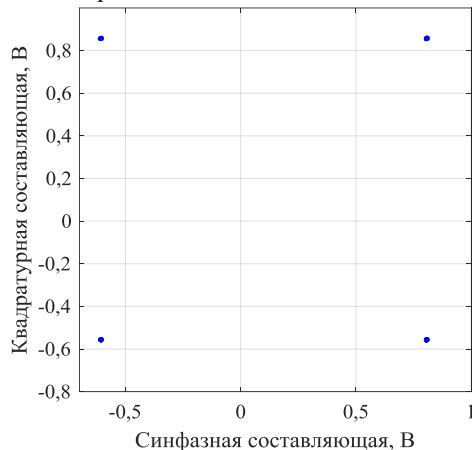


Рис. 4. Диаграмма созвездия сигнала с постоянным смещением синфазной и квадратурной составляющих

Рассогласование амплитуды между синфазной и квадратурной составляющими комплексной огибающей сигнала

Пример наличия рассогласования амплитуды приведён на диаграмме созвездия (рис. 5). Синфазная составляющая сигнала ослаблена относительно квадратурной составляющей на 3 дБ, что приводит к изменению положения точек на диаграмме созвездия [10].

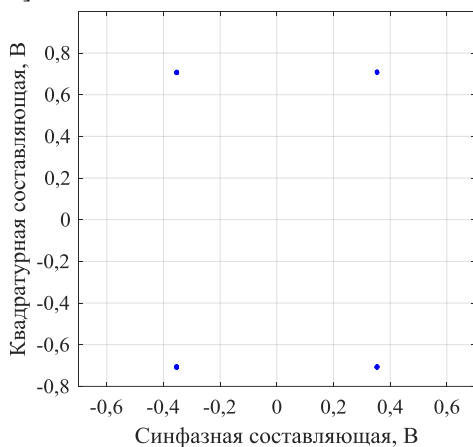


Рис. 5. Диаграмма созвездия сигнала с рассогласованием амплитуды

Алгоритм измерения параметров искажений в сигнале

Для измерения временной задержки, смещения частоты и начальной фазы несущего сигнала, посто-

янного смещения синфазной и квадратурной составляющих комплексной огибающей, а также рассогласования амплитуды между этими составляющими был разработан алгоритм, блок-схема которого приведена на рис. 6.

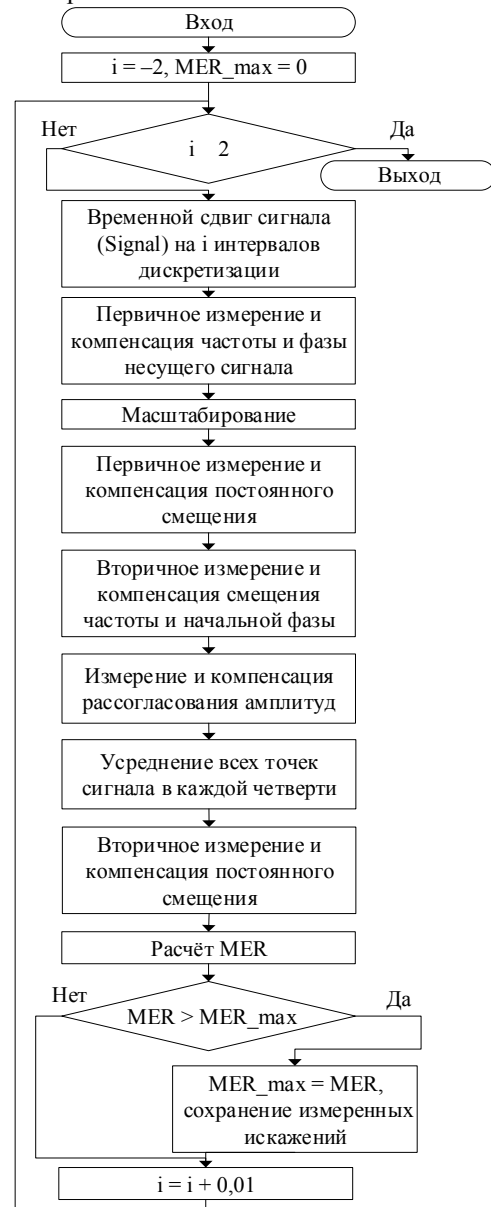


Рис. 6. Блок-схема алгоритма оценки искажений в сигнале

Компенсация искажений на промежуточных этапах производится для уменьшения их влияния на последующие измерения. Далее представлен подробный разбор блоков измерения параметров каждого из видов искажений.

В качестве анализируемого сигнала используется цифровой ограниченный во времени сигнал, поэтому можно считать искажения в сигнале стабильными по времени. В статье сделан акцент на оценке качества сигнала и точности измерения искажений по ограниченной выборке с учётом выполнения расчётов на персональном компьютере, поэтому авторами были предложены модифицированные алгоритмы классических схем.

Алгоритм измерения временной задержки сигнала

Измерение временной задержки производится путём последовательного перебора значений задержек сигнала от -2 до 2 интервалов дискретизации (в нашем случае на один символ приходится 4 интервала дискретизации сигнала, так как отношение частоты дискретизации к символьной скорости было принято равным 4). В качестве критерия выбора временной задержки используется максимальное значение коэффициента модуляционных ошибок (Magnitude Error Ratio, MER) [11].

Для внесения дробной временной задержки в сигнал используется интерполяция полиномом Лагранжа 5-го порядка [12, 13]. Блок-схема алгоритма определения временной задержки сигнала (Time_shift) без учёта других видов искажений приведена на рис. 7.

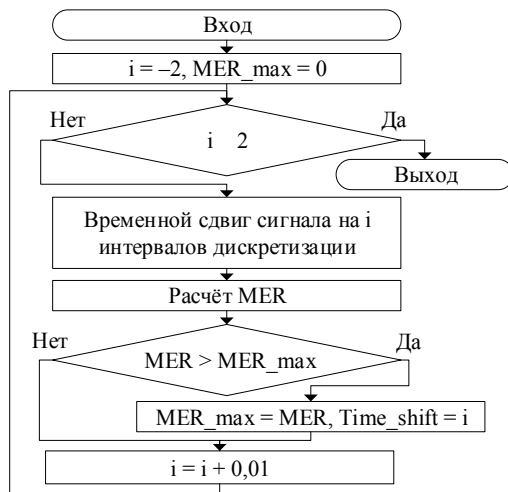


Рис. 7. Блок-схема алгоритма определения временной задержки

Предложенный алгоритм позволяет достичь результатов, указанных в табл. 1.

Таблица 1

Зависимость максимального отклонения измеренной временной задержки от истинного значения при различных отношениях сигнал/шум входного сигнала*

Отношение сигнал/шум входного сигнала, дБ	Максимальное отклонение измеренной временной задержки от истинного значения, интервалов дискретизации
31	0,015
51	0,015
71	0,005

*Здесь и далее под отношением сигнал/шум подразумевается отношение мощности символа к средней мощности шума. Приведённые значения получены на основе 10 измерений.

Алгоритм измерения смещения частоты и начальной фазы несущего сигнала

Измерение смещения частоты несущего сигнала производится в два этапа. Принцип измерения на всех этапах одинаковый: определяется разность фаз между вектором, построенным из начала координат до принятой точки на векторной диаграмме созвездия, и опорным вектором – до опорной точки, ре-

зультат записывается в массив фаз нарастающим итогом. Каждый последующий вектор предварительно поворачивается на результат, полученный на предыдущем шаге. Далее производится аппроксимация линией получившегося массива с помощью метода наименьших квадратов (МНК) для определения начальной фазы и смещения частоты несущего сигнала [14].

Для первичного измерения используется аппроксимация по четырём линиям, т.е. производится измерение абсолютного значения фазы, но для каждой четверти дополнительно вводится массив фаз и индексов точек. Диаграмма созвездия с нумерацией точек изображена на рис. 8. Это сделано для уменьшения влияния других искажений на точность определения начальной фазы и частоты несущего сигнала.

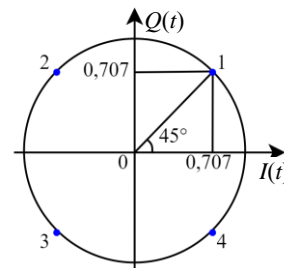


Рис. 8. Диаграмма созвездия с нумерацией точек

После определения четырёх массивов для каждой из точек (см. рис. 8) производится аппроксимация, результатом которой являются два коэффициента уравнения вида (1):

$$y = k \cdot x + b, \tag{1}$$

где k – коэффициент, пропорциональный смещению частоты несущего сигнала; b – коэффициент, равный смещению начальной фазы несущего сигнала.

Таким образом, рассчитали четыре коэффициента k_i и b_i (i – номер массива от 1 до 4). Из всех точек каждого из четырёх массивов производится вычитание коэффициента b_i , полученного при аппроксимации соответствующего массива. Результатом последней аппроксимации также являются коэффициенты k и b , коэффициент k пересчитывается в смещение частоты несущей по формуле (2):

$$F = \frac{k \cdot F_d}{360 \cdot n_{\text{sample}}}, \tag{2}$$

где F_d – частота дискретизации; n_{sample} – отношение частоты дискретизации к символьной скорости (в нашем случае равно 4). Блок-схема алгоритма измерения смещения частоты несущего сигнала по четырём линиям представлена на рис. 9.

На рис. 10 представлены значения фаз массивов с ϕ_1 по ϕ_4 и их аппроксимации.

Уточнение смещения частоты и начальной фазы несущего сигнала производится аналогичным методом с одним отличием: массивов используется не четыре для каждой точки, а два для точек 1, 3 и 2, 4 соответственно, уменьшение числа массивов достигнуто за счёт первичного измерения и компенсации постоянного смещения.

В табл. 2 приведены результаты применения предложенного алгоритма при условии наличия смещения частоты несущего сигнала не более 3% от частоты дискретизации.

Алгоритм измерения постоянного смещения синфазной и квадратурной составляющих комплексной огибающей сигнала

Измерение постоянного смещения также производится в два этапа. Первым этапом является ап-

проксимация окружностью всех точек сигнала с помощью метода наименьших квадратов, результатом аппроксимации являются два коэффициента, отвечающих за положения центра окружности [15, 16]. Так как центр окружности идеального сигнала лежит в нулевых координатах, ненулевые координаты принимаются за ошибку постоянного смещения синфазной и квадратурной составляющих сигнала (рис. 11).

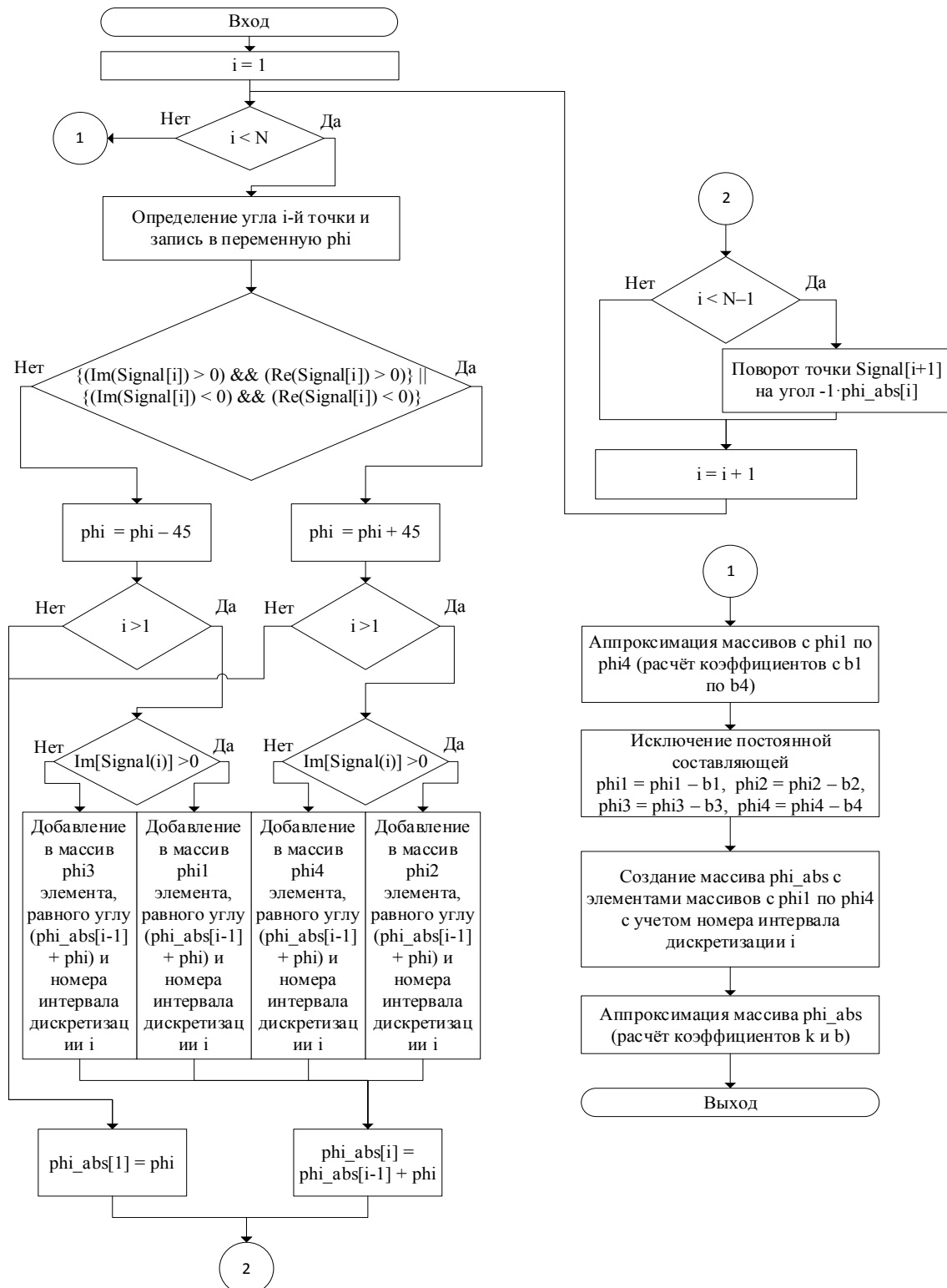


Рис. 9. Блок-схема алгоритма измерения смещения частоты по четырём линиям

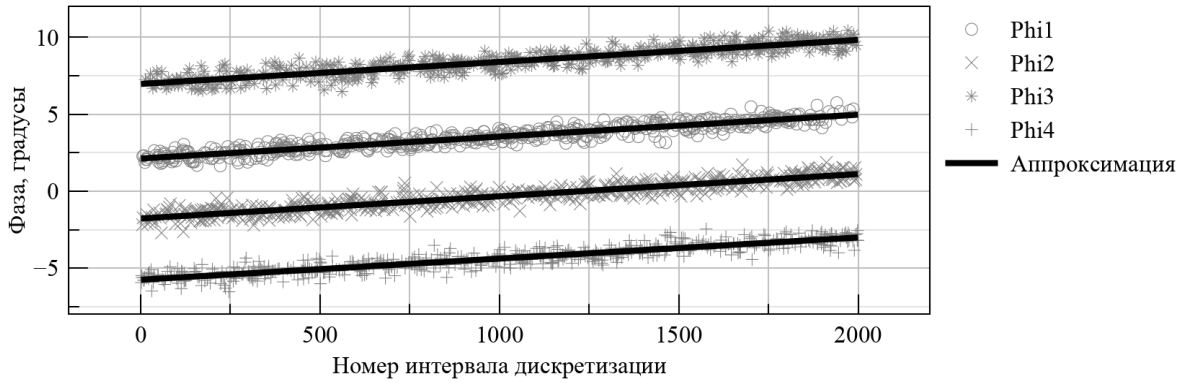


Рис. 10. График измеренных значений фаз и их аппроксимация

Таблица 2
Зависимость максимального отклонения измеренной величины смещения частоты несущего сигнала от истинного значения при различных отношениях сигнал/шум входного сигнала

Отношение сигнал/шум входного сигнала, дБ	Максимальное отклонение измеренного смещения частоты несущего сигнала от истинного значения, % от частоты дискретизации
31	$6 \cdot 10^{-5}$
51	$2 \cdot 10^{-7}$
71	$1 \cdot 10^{-8}$

Для второго этапа измерения постоянного смещения предварительно производится усреднение сигнала в каждой четверти, таким образом, получаем массив из четырех комплексных точек (Signal_averaged). Постоянное смещение синфазной и квадратурной составляющих определяется как сумма всех синфазных и квадратурных составляющих, делённая на четыре.

Результаты работы алгоритма для максимального значения смещения в 40% от амплитуды сигнала приведены в табл. 3.

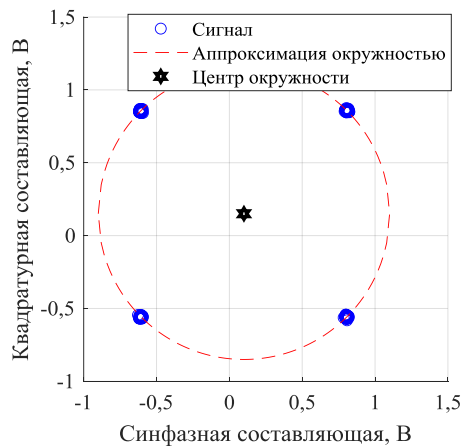


Рис. 11. Аппроксимация окружностью созвездия сигнала

Алгоритм измерения рассогласования амплитуды между синфазной и квадратурной составляющими комплексной огибающей сигнала

Для измерения рассогласования амплитуды используется усреднённый сигнал, полученный на предыдущем шаге (3):

$$k_gain = \frac{\sum_{k=1}^4 \text{Re}(\text{Signal_averaged}(k))}{\sum_{k=1}^4 \text{Im}(\text{Signal_averaged}(k))}, \quad (3)$$

где k_gain – отношение амплитуд составляющих комплексного сигнала; Signal_averaged – усреднённый сигнал.

Таблица 3
Зависимость максимального отклонения измеренной величины постоянного смещения одной из составляющих сигнала от истинного значения при различных отношениях сигнал/шум входного сигнала

Отношение сигнал/шум входного сигнала, дБ	Максимальное отклонение от истинного значения, %
31	0,032
51	0,030
71	0,028

Результаты работы алгоритма приведены в табл. 4.

Таблица 4
Зависимость максимального отклонения измеренной величины рассогласования амплитуд составляющих комплексного сигнала от истинного значения при различных отношениях сигнал/шум входного сигнала

Отношение сигнал/шум входного сигнала, дБ	Максимальное отклонение, дБ
31	$3 \cdot 10^{-3}$
51	$3 \cdot 10^{-4}$
71	$3 \cdot 10^{-5}$

Тестирование работы алгоритма при наличии нескольких видов искажений в сигнале

Для оценки работоспособности алгоритма в условиях наличия нескольких видов искажений были сгенерированы тестовые сигналы, приведённые в табл. 5. Таким образом, на выходе алгоритма получены измеренные значения величин искажений, приведённые в табл. 6.

Из табл. 6 видно, что максимальное отклонение для некоторых величин искажений при наличии других искажений оказывается больше, чем результаты измерений, приведённые в табл. 1–4. Наличие существенной ошибки измерения начальной фазы связано с особенностями реализации алгоритма (не учи-

тывался набег фазы, вызванный смещением частоты несущего сигнала) и не является критичным.

Также присутствует ошибка при измерениях постоянных смещений синфазной и квадратурной

составляющих сигнала. Ошибка вызвана двухэтапным алгоритмом оценки постоянного смещения, изменением фазы сигнала между оценками и неизбежным наличием ошибки смещения начальной фазы.

Таблица 5

Заданные значения параметров тестовых сигналов

Входной сигнал	Значение параметра					
	Смещение частоты несущего сигнала, % от частоты дискретизации	Смещение начальной фазы несущего сигнала, град	Временная задержка, интервалов дискретизации	Постоянное смещение синфазной составляющей, %	Постоянное смещение квадратурной составляющей, %	Рассогласование амплитуд синфазной и квадратурной составляющих, дБ
1	0,01	10	0,50	10	5	0,41
2	1	10	0,79	5	1	1,14
3	0,3	0	0,30	5	1	1,76
4	0	0	0	0	0	0

Таблица 6

Измеренные значения параметров тестовых сигналов при различных значениях отношения сигнал/шум

Входной сигнал	Отношение сигнал/шум, дБ	Измеренное значение параметра						
		MER, дБ	Смещение частоты несущего сигнала, % от частоты дискретизации	Смещение начальной фазы несущего сигнала, град	Временная задержка, интервалов дискретизации	Постоянное смещение синфазной составляющей, %	Постоянное смещение квадратурной составляющей, %	Рассогласование амплитуд сигнала в каналах, дБ
1	31	32	$1 \cdot 10^{-2}$	46,1	0,50	10,6	3,4	0,41
	41	41	$1 \cdot 10^{-2}$	46,2	0,50	10,2	3,2	0,41
	51	48	$1 \cdot 10^{-2}$	46,2	0,50	10,2	3,1	0,41
	61	52	$1 \cdot 10^{-2}$	46,0	0,50	10,1	3,1	0,41
	71	56	$1 \cdot 10^{-2}$	46,1	0,50	10,1	3,1	0,41
2	31	31	1	21,8	0,79	3,7	2,4	1,18
	41	39	1	20,9	0,79	3,7	2,4	1,14
	51	49	1	21,5	0,79	3,7	2,4	1,14
	61	51	1	21,6	0,79	3,7	2,4	1,14
	71	51	1	21,3	0,79	3,7	2,4	1,14
3	31	31	$3 \cdot 10^{-1}$	33,5	0,30	2,8	2,8	1,76
	41	39	$3 \cdot 10^{-1}$	35,0	0,30	2,9	2,8	1,76
	51	49	$3 \cdot 10^{-1}$	34,2	0,30	2,9	2,8	1,76
	61	51	$3 \cdot 10^{-1}$	34,4	0,30	2,9	2,8	1,76
	71	53	$3 \cdot 10^{-1}$	34,5	0,30	2,9	2,8	1,76
4	31	31	$1 \cdot 10^{-6}$	0,1	0,01	$8 \cdot 10^{-2}$	$6 \cdot 10^{-2}$	$3 \cdot 10^{-3}$
	41	41	$5 \cdot 10^{-7}$	$3 \cdot 10^{-2}$	0,00	$1 \cdot 10^{-2}$	$2 \cdot 10^{-2}$	$8 \cdot 10^{-4}$
	51	51	$2 \cdot 10^{-7}$	$5 \cdot 10^{-2}$	0,00	$1 \cdot 10^{-3}$	$3 \cdot 10^{-3}$	$6 \cdot 10^{-4}$
	61	61	$5 \cdot 10^{-8}$	$3 \cdot 10^{-3}$	0,00	$5 \cdot 10^{-4}$	$5 \cdot 10^{-4}$	$1 \cdot 10^{-4}$
	71	71	$1 \cdot 10^{-8}$	$1 \cdot 10^{-4}$	0,00	$1 \cdot 10^{-4}$	$1 \cdot 10^{-4}$	$3 \cdot 10^{-5}$

Необходимо отметить, что в данном случае правильнее оценивать не ошибку постоянного смещения каждой составляющей отдельно, так как она не несёт существенной информации о сигнале, а суммарный вектор ошибки, связанный с просачиванием несущего сигнала и дающий информацию о его величине.

Остальные параметры измеряются с точностью, достаточной для исключения их влияния при расчёте MER вплоть до 50 дБ.

Заключение

В статье предложен вариант реализации алгоритма, позволяющего провести измерения искажений ограниченного по времени цифрового сигнала с QPSK-модуляцией. Рассмотренный алгоритм пред-

лагается использовать для контроля качества формируемого сигнала передатчиком, выявления причин его неисправности, а также для изучения влияния среды распространения за счёт измерения параметров сигнала до и после передачи.

Работа выполнена при финансовой поддержке Министерства науки и высшего образования Российской Федерации (проект «Разработка программно-аппаратного комплекса для формирования тестовых сигналов стандарта 5G NR»).

Литература

1. Голиков А.М. Модуляция, кодирование и моделирование в телекоммуникационных системах. Теория и практика. – М.: Лань, 2018. – 452 с.

2. Understanding Quadrature Phase Shift Keying (QPSK) Modulation [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.allaboutcircuits.com/technical-articles/quadrature-phase-shift-keying-qpsk-modulation/>, свободный (дата обращения: 26.08.2019).

3. 3rd Generation Partnership Project (3GPP); Technical Specification Group Radio Access Network; NR; Physical channels and modulation (Release 15). 3GPP TS 38.211 V.15.8.0, 2019 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: https://www.3gpp.org/ftp/Specs/archive/38_series/38.211 (дата обращения: 25.02.2020).

4. Kumar S. Blind symbol timing offset estimation for offset-QPSK modulated signals / Sushant Kumar, Sudhan Majhi // ETRI journal wiley. – Patna: ИТР, 2019. – С. 1–9.

5. Черный В.С. Алгоритм временной синхронизации квадратурного фазоманипулированного сигнала (QPSK) / В.С. Черный, А.Ю. Абраменко // Электронные средства и системы управления: матер. докладов. – Томск: ТУСУР, 2019. – Ч. 1. – С. 7–9.

6. Mohammed Al-Hamiri. Symbol synchronization Techniques in digital communications. Master diss. abstract. – Rochester, 2017. – С. 12–16.

7. Signal Constellations [Электронный ресурс]. – Режим доступа: https://www.inetdaemon.com/tutorials/basic_concepts/communication/signals/constellation.shtml, свободный (дата обращения: 26.09.2019).

8. Черный В.С. Алгоритм оценки смещения частоты и начальной фазы несущей QPSK-сигнала / В.С. Черный, А.Ю. Абраменко // Шарьгинские чтения: сб. докладов. – Томск: ТУСУР, 2019. – С. 209–213.

9. Черный В.С. Алгоритм оценки постоянного смещения действительной и мнимой составляющих квадратурного фазоманипулированного (QPSK) сигнала // Наука и практика: проектная деятельность от идеи до внедрения: матер. VIII рег. науч.-практ. конф. – Томск: ТУСУР, 2019. – Ч. II. – С. 105–107.

10. Яценко С.Ю. Анализ влияния искажений и шумов на помехоустойчивость приема сигналов квадратурной амплитудной модуляции // Журнал радиоэлектроники. – М.: МАИ, 2016. – № 5. – С. 3.

11. Методика незатолонной оценки отношения сигнал/шум и вероятности битовой ошибки для сигналов с квадратурной модуляцией / М.А. Дубов, А.Л. Приоров // Цифровая обработка сигналов. – 2012. – № 4. – С. 37–43 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://www.dsra.ru/articles/year2012/jour12_4/art12_4_8.pdf (дата обращения: 02.10.2019).

12. Lagrange polynomial interpolation [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.scilab.org/tutorials/lagrange-polynomial-interpolation>, свободный (дата обращения: 20.10.2019).

13. Polynomial Interpolators for High-Quality Resampling of Oversampled Audio [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://yehar.com/blog/wp-content/uploads/2009/08/deip.pdf>, свободный (дата обращения: 25.10.2019).

14. Метод наименьших квадратов (МНК) [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.cleverstudents.ru/articles/mnk.html>, свободный (дата обращения: 15.11.19)

15. Каретин А.Н. МНК для аппроксимации данных окружностью [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://mykaralw.narod.ru/articles/mnk_circle.pdf, свободный (дата обращения: 25.11.2019).

16. Least squares Fitting of Circles and Ellipses – EMIS [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.emis.de/journals/BBMS/Bulletin/sup962/gander.pdf>, свободный (дата обращения: 25.12.2019).

Черный Владимир Сергеевич

Студент каф. радиотехнических систем (РТС) Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР) Ленина пр-т, д. 40, г. Томск, Россия, 634050
Тел.: +7-950-279-04-71
Эл. почта: vovachernyy7@gmail.com

Абраменко Александр Юрьевич

Канд. техн. наук, доцент каф. телекоммуникаций и основ радиотехники (ТОР) ТУСУР
Ленина пр-т, д. 40, г. Томск, Россия, 634050
ORCID 0000-0003-4200-3309
Тел.: +7-961-886-99-59
Эл. почта: abramenkoay@gmail.com

Пonomарев Олег Геннадьевич

Канд. физ.-мат. наук, доцент каф. радиофизики Национального исследовательского Томского государственного университета (НИ ТГУ) Ленина пр-т, д. 36, г. Томск, Россия, 634050
ORCID 0000-0002-9872-9902
Тел.: +7-906-947-76-08
Эл. почта: ponomarev@phys.tsu.ru

Chernyy V.S., Abramenko A.Y., Ponomarev O.G.
Algorithm for measuring distortion in a signal with quadrature phase shift keying (QPSK)

The article describes the types of distortion of the QPSK signal and the algorithms for measuring the parameters of distortions in the conditions of their simultaneous presence in the signal.

Keywords: QPSK, time synchronization, interpolation, distortion measurement, MER, algorithm.

doi : 10.21293/1818-0442-2020-23-3-45-52

References

1. Golikov A.M. Modulation, coding, and modeling in telecommunication systems. Theory and practice. Moscow, Lan' publ., 2018. 452 p, pp. 22–36 (in Russ.).

2. Understanding Quadrature Phase Shift Keying (QPSK) Modulation. Available at: <https://www.allaboutcircuits.com/technical-articles/quadrature-phase-shift-keying-qpsk-modulation/>, (Accessed: August 26, 2019).

3. 3rd Generation Partnership Project (3GPP); Technical Specification Group Radio Access Network; NR; Physical channels and modulation (Release 15). 3GPP TS 38.211 V.15.8.0, 2019. Available at: https://www.3gpp.org/ftp/Specs/archive/38_series/38.211 (Accessed: February 25, 2020).

4. Kumar S., Majhi S. Blind symbol timing offset estimation for offset-QPSK modulated signals. ETRI journal wiley. Patna, ИТР Publ., 2019, pp. 1–9.

5. Chernyy V.S., Abramenko A.Y. *Algoritim vremennoy sinkhronizatsii kvadraturного fazomanipulirovannogo signala* [Time synchronization algorithm of the quadrature phase-shift keyed signal]. *Elektronnye sredstva I sistemy upravleniya. Materialy dokladov* [Electronic Devices and Control Systems. Conference proceedings]. Tomsk, TUSUR Publ., 2019, part 1, pp. 7–9 (in Russ.).

6. Mohammed Al-Hamiri. Symbol synchronization Techniques in digital communications. Master diss. abstract. Rochester, 2017, pp. 12–16.

7. Signal Constellations. Available at: https://www.inetdaemon.com/tutorials/basic_concepts/commu

nication/signals/constellation.shtml, (Accessed: September 26, 2019).

8. Chernyy V.S., Abramenko A.Y. *Algoritm otsenki smeshcheniya chastoty i nachal'noy fazy nesushchey* [Algorithm for estimating the frequency offset and the initial phase of the carrier QPSK signal]. *Sharyginskie chteniya. Sbornik dokladov*. [Sharygin Lectures. Conference proceedings]. Tomsk, TUSUR Publ., 2019, pp. 209–213 (in Russ.).

9. Chernyy V.S. *Algoritm otsenki postoyannogo smeshcheniya deystvitel'noy i mnimoy sostavlyayushchikh kvadraturnogo fazomanipulirovannogo signala* [Algorithm for estimating offset of the real and imaginary components of the quadrature phase-shift keyed (QPSK) signal] *Nauka i praktika: proyektnaya deyatel'nost' ot idei do vnedreniya* [Science and practice: project activities from idea to implementation]. Tomsk, TUSUR Publ., 2019, part 2, pp. 105–107 (in Russ.).

10. Yatsenko S.Y. *Analiz vliyaniya ickajeniy i shumov na pomehoustoychivost' priema signalov kvadraturnoy amplitudnoy modulatsii* [Analysis of the influence of distortion and noise on the noise immunity of receiving quadrature amplitude modulation signals]. *Jurnal Electronic* [Electronics magazine]. Moscow, MAI Publ., 2016, № 5, pp. 3 (in Russ.).

11. Dubov M.A., Priorov A.L. Non-data-aided estimation method of signal-to-noise ratio and bit error rate for QAM modulated signals. Available at: http://www.dsps.ru/articles/year2012/jour12_4/art12_4_8.pdf, (Accessed: October 2, 2019) (in Russ.).

12. Lagrange polynomial interpolation. Available at: <https://www.scilab.org/tutorials/lagrange-polynomial-interpolation> (Accessed: October 20, 2019).

13. Polynomial Interpolators for High-Quality Resampling of Oversampled Audio. Available at: <http://yehar.com/blog/wp-content/uploads/2009/08/deip.pdf>, (Accessed: October 25, 2019).

14. Least square method. Available at: <http://www.cleverstudents.ru/articles/mnk.html>, (Accessed: November 15, 2019) (in Russ.).

15. LSM for circle approximation. Available at: http://mykaralw.narod.ru/articles/mnk_circle.pdf, (Accessed: November 25, 2019) (in Russ.).

16. Least squares Fitting of Circles and Ellipses – EMIS. Available at: <http://www.emis.de/journals/BBMS/Bulletin/sup962/gander.pdf>, (Accessed: December 25, 2019).

Vladimir S. Chernyy

Student, Department of Radio Engineering Systems, Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics (TUSUR)
40, Lenin pr., Tomsk, Russia, 634050
Phone: +7-950-279-04-71
Email: vovachernyy7@gmail.com

Aleksander Y. Abramenko

Candidate of Engineering Sciences, Associate Professor, Department of Telecommunications and Basic Principles of Radio Engineering, Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics (TUSUR)
40, Lenin pr., Tomsk, Russia, 634050
ORCID 0000-0003-4200-3309
Phone: +7-961-886-99-59
Email: abramenkoay@gmail.com

Oleg G. Ponomarev

Candidate of Sciences in Physics and Mathematics, Associate Professor, Department of Radiophysics, Tomsk State University (TSU)
36, Lenin pr., Tomsk, Russia 634050,
ORCID 0000-0002-9872-9902
Phone: +7-906-947-76-08
Email: ponomarev@phys.tsu.ru

**УПРАВЛЕНИЕ, ВЫЧИСЛИТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА
И ИНФОРМАТИКА**

УДК 004.056.53

А.В. Козачок, А.А. Спирин, О.М. Голембиовская

Алгоритм классификации псевдослучайных последовательностей на основе построения случайного леса

В последнее время увеличилось количество утечек конфиденциальных данных по вине внутренних нарушителей. Так как современные DLP-системы не способны обнаруживать и пресекать каналы утечки информации в зашифрованном или сжатом виде, в работе предлагается алгоритм классификации псевдослучайных последовательностей, сформированных алгоритмами шифрования и сжатия данных. Использовался ансамблевый метод машинного обучения – алгоритм построения случайного леса. В качестве признакового пространства был выбран массив частот встречаемости двоичных подпоследовательностей длины 9 бит и статистические характеристики распределения байт в последовательностях. Представленный алгоритм показал точность классификации псевдослучайных последовательностей 0,99.

Ключевые слова: статистический анализ данных, машинное обучение, классификация бинарных последовательностей, системы противодействия утечкам конфиденциальных данных, защита от утечек данных.

doi: 10.21293/1818-0442-2020-23-3-55-60

По результатам исследования экспертно-аналитического центра компании InfoWatch в первом полугодии 2019 г. было скомпрометировано 8,74 млрд. записей персональных данных в результате утечки конфиденциальной информации из коммерческих и некоммерческих организаций [1].

Более чем в 55% случаев утечки конфиденциальной информации произошли по вине внутренних нарушителей, обладавших легитимным доступом к данным [1].

Средняя мощность утечки составила 7,3 млн записей персональных данных, в 2018 г. данный показатель был равен 2 млн записей. Более 6,22 млрд \$ составила сумма штрафов и компенсационных выплат, назначенных регуляторами.

Наиболее распространенным программным средством предотвращения утечек информации являются DLP-системы (data leakage prevention), осуществляющие анализ информационных потоков на предмет наличия конфиденциальных данных.

Подходы, реализуемые в DLP-системах, возможно разделить на две группы: контентные и контекстные. Контентные подходы направлены на анализ и обработку содержания передаваемых пакетов или файлов, контекстные оперируют служебной информацией потоков, пакетов или файлов. Контентные подходы подразделяют на сигнатурные (поиск цифровых слепков, регулярных выражений) и статистические, которые включают энтропийные подходы, тесты на случайность и методы подсчета подпоследовательностей.

Анализ литературы в области классификации различных типов данных позволяет выделить генезис методов классификации последовательностей. На начальном этапе производилась классификация сетевых протоколов контекстными методами на основе анализа IP-адресов, времени жизни пакетов, наличия флагов и сигнатур. Далее внимание исследователей привлекли приложения, осуществляющие передачу зашифрованных данных, и появились под-

ходы, позволяющие идентифицировать передачу зашифрованных и открытых сообщений.

В основном подобные подходы базировались на расчёте энтропии блоков данных.

В настоящее время существует множество способов, позволяющих обнаруживать утечки конфиденциальных данных. В работах [2–7] рассматриваются методы глубокого анализа передаваемых данных, анализе контекста передаваемой информации, позволяющие обнаруживать передачу конфиденциальных данных за периметр контролируемой зоны.

Также обнаружение передачи зашифрованных данных необходимо в области защиты от распределенных сетевых атак, в настоящее время для этих целей также применяются сигнатурные методы [8] и методы машинного обучения, использующие в качестве признаков контекстную информацию передаваемых данных [9].

В работе [10] для идентификации приложений в операционной системе Android используются контекстные методы, выполняющие создание цифровых слепков приложений, содержащих информацию об устанавливаемых соединениях (IP-адрес, порт, длина пакета). В работе отмечается, что данный подход позволяет идентифицировать 110 наиболее популярных в сервисе GooglePlay приложений при передаче ими данных в зашифрованном виде посредством протоколов SSL/TLS.

В работе [11] отмечается факт отсутствия методов классификации зашифрованных и сжатых данных, что создает угрозу передачи конфиденциальной информации в сжатом виде. Авторы представляют метод классификации зашифрованных и сжатых данных в транспортных пакетах на основе сверточных нейронных сетей (66,9%), алгоритма k -ближайших соседей (60,0%) и полносвязных нейронных сетей прямого распространения (54,1%). Для выделения признаков используется подсчет критерия хи-квадрат для каждого квадранта полезной нагрузки пакета. Авторы отмечают, что теоретически суще-

ствуют более эффективные признаки классификации, но их поиск основан на интуиции.

В работе [12] отмечается, что рост интернет-трафика и возрастающее количество формирующих его устройств создают определенную сложность для DLP-систем. Современные системы фильтрации трафика не могут точно и эффективно обнаруживать информацию, обладающую высокой энтропией, например, зашифрованные и сжатые данные, что обуславливает актуальность разрабатываемого алгоритма.

В работе [13] отмечается, что существующие классификаторы с трудом справляются с задачей классификации зашифрованных и сжатых данных. Авторы предлагают алгоритм извлечения признаков, основанный на подсчете энтропии содержимого пакетных данных. Метод основан на увеличении избыточности сообщения путем генерации новых бинарных строк из анализируемых данных. Для формирования признакового пространства авторы предлагают формировать матрицу размером 8×4 , строки которой являются значением шага, а столбцы – значениями бинарных подпоследовательностей, для которых выполняется расчет значения энтропии в полученных данных. Сформированное признаковое пространство используется для обучения классификаторов на основе метода опорных векторов или случайного леса.

Полученные авторами результаты свидетельствуют о значительном влиянии типа данных на результаты классификации. Наихудшие значения точности классификации были получены для аудиофайлов (0,65), для видеофайлов значение точности классификации составило менее 0,7, для изображений и текста – примерно 0,72.

Существующие решения обладают схожим слабым местом, они используют сигнатуры и служебную информацию при классификации зашифрованных и открытых данных. Также применяются статистические подходы на основе подсчета энтропии, которые демонстрируют высокую точность при идентификации зашифрованных/открытых или сжатых/открытых данных, однако при использовании энтропийного подхода к задаче классификации зашифрованных и сжатых данных точность окажется невысокой, т.к. шифры обладают рассеивающей способностью, а алгоритмы сжатия устраняют избыточность данных.

Поскольку представленные решения не демонстрируют высокую точность классификации зашифрованных и сжатых последовательностей, была выдвинута гипотеза о наличии у зашифрованных и сжатых данных статистических особенностей, которые не могут обнаружить существующие методы анализа данных.

Подтвердить гипотезу могут алгоритмы машинного обучения, т.к. они способны находить нелинейные зависимости и связи в анализируемых данных, т.е. признаки, которые не очевидны на первый взгляд.

Для проверки гипотезы был сформирован набор данных, содержащий 10 000 зашифрованных файлов размером по 600 Кбайт (AES, 3DES, Camellia, RC4, ГОСТ 34.12-15 «Кузнечик») и 12 000 файлов размером по 600 Кбайт с наиболее часто используемыми расширениями (RAR, ZIP, 7Z, GZIP, XZ, BZIP2). Все файлы были сформированы из осмысленного текста на русском языке. Одинаковых файлов в наборе данных не имелось, при обработке файлов осуществлялось удаление их заголовков, т.е. служебной информации.

Ранее проведенные эксперименты [14] показали применимость предложенного подхода для классификации зашифрованных и сжатых текстовых файлов. Кроме того, зашифрованные и сжатые последовательности обладают свойствами псевдослучайных последовательностей, поскольку они успешно проходят статистические тесты NIST. По этой причине зашифрованные и сжатые данные могут обозначаться как псевдослучайные. Исследовалось несколько алгоритмов машинного обучения, метрикой была выбрана доля правильных ответов (accuracy), т.к. набор данных является сбалансированным [15]. Результаты проведенных экспериментов представлены в табл. 1.

Таблица 1

Сравнение алгоритмов машинного обучения

Классификатор	Accuracy
RandomForest	0,94
DecisionTree	0,87
K-neighbors	0,88
GradientBoosting	0,89

На рис. 1 представлен алгоритм классификации псевдослучайных последовательностей.

Data: $P : |P| = Q, S : |S| = 512, B : |B| = 256, E = S + B,$

$InspectedData = I$

Result: $ImportanceFeatures, Y$

```

1  $F_{P,E} \leftarrow \langle \rangle$ 
2 for  $p \in P$  do
3   for  $s \in S$  do
4      $n_s \leftarrow \text{Count}(p,s)$ 
5      $f_{p,s} \leftarrow \frac{n_s}{M_p - N_s + 1}$ 
6      $F_{P,E} \leftarrow f_{p,s}$ 
7   for  $b \in B$  do
8      $n_b \leftarrow \text{Count}(b,s)$ 
9      $bytes_p \leftarrow \langle b, n_b \rangle$ 
10     $F_{P,E} \leftarrow bytes_p$ 
11   $F_{P,E} \leftarrow \text{Std}(bytes_p)$ 
12   $F_{P,E} \leftarrow \text{Min}(bytes_p)$ 
13   $F_{P,E} \leftarrow \text{Max}(bytes_p)$ 
14   $F_{P,E} \leftarrow \text{Delta}(max_b, min_b)$ 
15   $ImportanceFeatures \leftarrow \text{GetWeight}(F_{P,E}, \text{RandomForest})$ 
16  for  $i \in I$  do
17     $y \leftarrow \text{GetClass}(i, ImportanceFeatures, \text{DecisionTree})$ 
18 return  $Y$ 

```

Рис. 1. Алгоритм классификации псевдослучайных последовательностей

Исходными данными являются: набор зашифрованных и сжатых данных P , множество бинарных подпоследовательностей S длины 9 бит, множество байт B и данные для проверки I . Результатом работы алгоритма является массив определенных классов Y для файлов из множества I и множество наиболее значимых признаков.

Для каждой последовательности p из множества P выполняется определение частот встречаемости подпоследовательностей длины 9 бит из множества S и подсчет встречаемости каждого байта b множества B . Также в классификатор заносятся статистические значения полученного распределения байт: среднее значение частоты встречаемости байт, минимальное и максимальное значение какого-либо

байта и их разница. Далее посредством функции GetWeight осуществляется определение наиболее значимых признаков, т.е. признаков, обладающих наиболее выраженными дискриминирующими способностями для разделения зашифрованных и сжатых данных. Для данной цели применяется алгоритм построения случайного леса, способ получения значений гиперпараметров классификатора представлен далее.

Для поиска лучших параметров были проведены эксперименты по оценке классификаторов в зависимости от числа параметров, учитываемых ими. Результаты представлены на рис. 2, определены 6 признаков, необходимых для достижения наибольшей точности классификации.

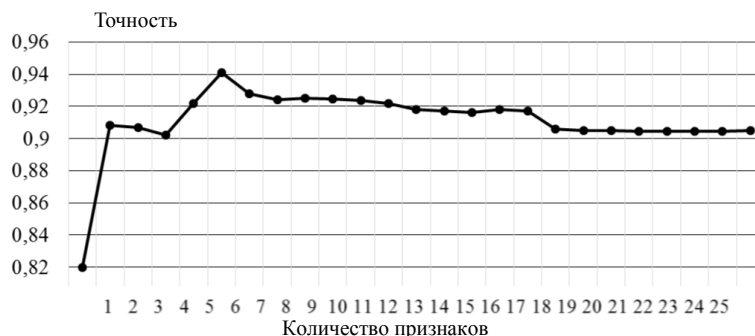


Рис. 2. Определение оптимального числа признаков классификатора

Для снижения времени, затрачиваемого на обучение классификатора и проведение процедуры классификации псевдослучайных последовательностей, были проведены эксперименты по поиску оптимальной глубины формируемых деревьев. Результаты представлены в табл. 2.

Таблица 2
Определение оптимальной глубины деревьев в случайном лесе

Максимальная глубина деревьев в случайном лесе	Метрика ассигасу
5	0,861
10	0,902
15	0,918
25	0,937
35	0,94

Так как алгоритм построения случайного леса является ансамблевым методом, то были проведены эксперименты по определению оптимального количества деревьев в ансамбле. Для достижения высокой точности классификации достаточно 61 дерева, более высокие значения точности классификатор достигает при 151 и 172 деревьях в ансамбле, однако прирост точности незначителен, порядка 0,001, а время, затрачиваемое на обучение и дальнейшую классификацию, увеличивается примерно в 2 раза.

Далее выполняется классификация анализируемых файлов из множества I посредством наиболее значимых признаков Importance Features и алгоритма построения дерева решений. Для каждого анализируемого файла i осуществляется подсчет встречае-

мости подпоследовательностей длины 9 бит и некоторых байт, представленных в табл. 3.

Таблица 3
Наиболее значимые признаки при проведении классификации

Классификационный признак	
b0	Функция от значения частоты нулевого байта
$\max F(x) x=0 \dots 255$	Функция от максимального значения частоты какого-либо байта
1 0000 0000	Частоты подпоследовательностей длины 9 бит
0 0000 0000	
0 0000 0001	
0 1111 1111	

Далее осуществляется итерационный проход по сформированному дереву решений на основе признаков из Importance Features и вычисленных признаков анализируемого файла i , в конце каждой ветви дерева находится один из классов псевдослучайных последовательностей, который присваивается файлу i .

В табл. 4 представлены значения площади под кривой ошибок (AUC-ROC-кривая) классификации зашифрованных/сжатых данных, позволяющие оценить полученный классификатор.

Одной из метрик оценки классификатора является площадь под кривой ошибок AUC-ROC (Area Under Curve Receiver Operating Characteristic). Данная кривая представляет собой линию от (0,0) до (1,1) в координатах True Positive Rate (TPR) и False Positive Rate (FPR). TPR – это полнота (отражает, какое количество из всех возможных релевантных

элементов выбрано, т.е. характеризует способность классификатора обнаруживать класс объектов в целом), а FPR отражает, какую долю из объектов отрицательного класса алгоритм предсказал неверно. В идеальном случае, когда классификатор не делает ошибок ($FPR = 0$, $TPR = 1$), мы получим площадь под кривой, равную единице; в противном случае, когда классификатор случайно выдает вероятности классов, AUC-ROC будет стремиться к 0,5, так как классификатор будет выдавать одинаковое количество TPR и FPR. Данный случай обозначен пунктирной линией на графике [16]. Площадь под кривой полученного классификатора составила в среднем 0,99.

Также были проведены эксперименты по исследованию зависимости точности классификации от длины анализируемых файлов, результаты представ-

лены на рис. 3. Направление для анализа файла (с начала файла или конца) не влияет на полученную зависимость.

Для оценки точности были выбраны различные метрики, представленные в табл. 5. Наибольшую точность удалось достичь при использовании метрики площадь под кривой ошибок.

Таблица 4
Значения метрики AUC-ROC полученного классификатора

Итерация кроссвалидации	Метрика AUC-ROC
1	0,99
2	0,99
3	0,99
4	0,99
5	0,99
Среднее значение	0,99

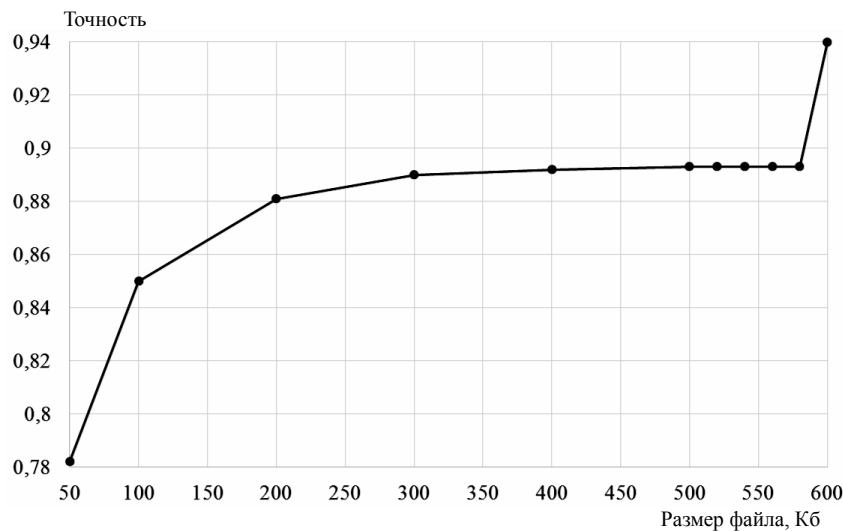


Рис. 3. Зависимость точности бинарной классификации зашифрованных и сжатых последовательностей в зависимости от размера файлов

Таблица 5
Оценка различных метрик при бинарной классификации зашифрованных и сжатых последовательностей

Метрика	Значение
AUC-ROC	0,99
F1-score	0,95
Accurasy	0,95

Полученные в ходе экспериментов значения гиперпараметров классификатора представлены в табл. 6.

Таблица 6
Полученные значения параметров классификатора

Гиперпараметр классификатора	Значение
Длина подпоследовательности	9 бит
Количество признаков	6
Максимальная глубина леса	35
Количество деревьев	61

Сокращенное количество признаков, используемых классификатором, как и ограниченное число деревьев и максимальная глубина леса, существенно снижают время обучения классификатора и время, затрачиваемое на классификацию последовательностей.

Для формирования классификатора наибольший вес имеют статистические признаки, получаемые из подпоследовательностей длины 9 бит и байтового распределения анализируемых данных.

Заключение

Исходя из анализа отчетов информационно-аналитических агентств, занимающихся вопросами информационной безопасности, была рассмотрена проблема наличия канала утечки конфиденциальных данных за счет внутренних нарушителей. Одной из возможных причин подобных утечек может являться наличие высоких полномочий у нарушителей за счет их легитимного нахождения в информационной системе и наличия у них средств шифрования или сжатия данных. Для совершенствования существующих систем противодействия утечкам конфиденциальных данных был предложен алгоритм классификации псевдослучайных последовательностей на основе построения случайного леса, выдвинута и подтверждена гипотеза о наличии у них статистических особенностей, позволяющих построить классификатор с точностью 0,99. Предложенный алгоритм позволит улучшить существующие DLP-

системы за счет увеличения точности классификации зашифрованных и сжатых данных.

Исследование выполнено при финансовой поддержке Минобрнауки России (грант ИБ) в рамках научного проекта № 18/2020.

Литература

1. Глобальное исследование утечек конфиденциальной информации в первом полугодии 2019 года. – URL: <https://www.infowatch.ru/analytics/reports/27614> (дата обращения: 23.09.2020).
2. Cheng L. Enterprise data breach: causes, challenges, prevention, and future directions / L. Cheng, F. Liu, D. Yao // *Wiley Interdisciplinary Reviews: Data Mining and Knowledge Discovery*. – 2017. – Vol. 7, No. 5. – P. e1211.
3. Shu X. Privacy-Preserving Detection of Sensitive Data Exposure / X. Shu, D. Yao, E. Bertino // *IEEE Transactions on Information Forensics and Security*. – 2015. – Vol. 10, No. 5. – P. 1092–1103.
4. Privacy-preserving scanning of big content for sensitive data exposure with MapReduce / F. Liu, X. Shu, D. Yao, A.R. Butt // *Proceedings of the 5th ACM Conference on Data and Application Security and Privacy*. – 2015. – P. 195–206.
5. Rapid and parallel content screening for detecting transformed data exposure / X. Shu, J. Zhang, D. Yao, W. Feng // *Proceedings of the Third International Workshop on Security and Privacy in Big Data*. – 2015. – P. 191–196.
6. Fast Detection of Transformed Data Leaks / X. Shu, J. Zhang, D. Yao, W. Feng // *IEEE Transactions on Information Forensics and Security*. – 2016. – Vol. 11, No. 3. – P. 528–542.
7. A data leakage prevention method based on the reduction of confidential and context terms for smart mobile devices / X. Yu, Z. Tian, J. Qiu, F. Jiang // *Wireless Communications and Mobile Computing*. – 2018. – Vol. 2018. – P. 1–11.
8. Добрышин М.М. Предложение по совершенствованию систем противодействия DDoS-атакам // *Телекоммуникации*. – 2018. – № 10. – С. 32–38.
9. VACCINE: Using Contextual Integrity For Data Leakage Detection / Y. Shvartzshnaider, Z. Pavlinovic, A. Balashankar, T. Wies, L. Subramanian, H. Nissenbaum, P. Mittal // *The World Wide Web Conference*. – 2019. – P. 1702–1712.
10. Robust smartphone app identification via encrypted network traffic analysis / V.F. Taylor, R. Spolaor, M. Conti, I. Martinovic // *IEEE Transactions on Information Forensics and Security*. – 2017. – Vol. 13, No. 1. – P. 63–78.
11. Hahn D. Detecting compressed cleartext traffic from consumer internet of things devices / D. Hahn, N. Apthorpe, N. Feamster // *arXiv preprint*. – 2018. – URL: <https://arxiv.org/pdf/1805.02722.pdf> (дата обращения: 23.09.2020).
12. Casino F. HEDGE: efficient traffic classification of encrypted and compressed packets / F. Casino, K.K.R. Choo, C. Patsakis // *IEEE Transactions on Information Forensics and Security*. – 2019. – Vol. 14, No. 11. – P. 2916–2926.
13. Tang Z. Entropy-based feature extraction algorithm for encrypted and non-encrypted compressed traffic classification / Z. Tang, X. Zeng, Y. Sheng // *International Journal of ICIC*. – 2019. – Vol. 15, No. 3. – P. 845–860.
14. Козачок А.В. Алгоритм классификации псевдослучайных последовательностей / А.В. Козачок, А.А. Спирин // *Вестник Воронеж. гос. ун-та. Сер.: Системный анализ и информационные технологии*. – 2020. – № 1. – С. 87–98.

15. Breiman L. Classification and regression trees / L. Breiman, J.H. Friedman, R.A. Olshen. – London: Chapman & Hall/CRC, 2017. – 358 p.

16. Muschelli J. ROC and AUC with a Binary Predictor: a Potentially Misleading Metric // *Journal of Classification*. – 2019. – URL: <https://doi.org/10.1007/s00357-019-09345-1> (дата обращения: 25.10.2020).

Козачок Александр Васильевич

Д-р техн. наук, сотрудник Академии Федеральной службы охраны Российской Федерации (Академия ФСО России) Приборостроительная ул., д. 35, г. Орел, Россия, 302034 ORCID 0000-0002-6501-2008 Тел.: +7 (486-2) 54-13-57 Эл. почта: a.kozachok@academ.msk.rsnnet.ru

Спирин Андрей Андреевич

Сотрудник Академии ФСО России Приборостроительная ул., д. 35, г. Орел, Россия, 302034 ORCID 0000-0002-7231-5728 Тел.: ++7 (486-2) 54-13-57 Эл. почта: spirin_aa@bk.ru

Голембиовская Оксана Михайловна

Канд. техн. наук, сотрудник Брянского государственного технического университета (БГТУ) Бульвар 50-лет Октября, д. 7, г. Брянск, Россия, 241035 ORCID 0000-0002-6433-3133 Тел.: +7(483-2) 58-83-55 Эл. почта: bryansk-tu@yandex.ru

Kozachok A.V., Spirin A.A., Golembiovskaya O.M.

Random forest based pseudorandom sequences classification algorithm

Recently, the number of confidential data leaks caused by internal violators has increased. Since modern DLP-systems cannot detect and prevent information leakage channels in encrypted or compressed form, an algorithm was proposed to classify pseudo-random sequences formed by data encryption and compression algorithms. Algorithm for constructing a random forest was used. An array of the frequency of occurrence of binary subsequences of 9-bit length and statistical characteristics of the byte distribution of sequences was chosen as the feature space. The presented algorithm showed the accuracy of 0,99 for classification of pseudorandom sequences. The proposed algorithm will improve the existing DLP-systems by increasing the accuracy of classification of encrypted and compressed data.

Keywords: statistical analysis of data, machine learning, classification of binary sequences, DLP systems, protection against leakage of information.

doi: 10.21293/1818-0442-2020-23-3-55-60

References

1. Global Confidential Information Leak Survey in the first half of 2019. Available at: <https://www.infowatch.ru/analytics/reports/27614> (Accessed: September 23, 2020) (in Russ.).
2. Cheng L., Liu F, Yao D. Enterprise data breach: causes, challenges, prevention, and future directions. *Wiley Interdisciplinary Reviews: Data Mining and Knowledge Discovery*, 2017, vol. 7, no. 5, pp. e1211.

3. Shu X., Yao D., Bertino E. Privacy-preserving detection of sensitive data exposure. *IEEE Transactions on Information Forensics and Security*, 2015, vol. 10, no. 5, pp. 1092–1103.
 4. Liu F, Shu X., Yao D., Butt A.R. Privacy-preserving scanning of big content for sensitive data exposure with MapReduce. *Proceedings of the 5th ACM Conference on Data and Application Security and Privacy*, 2015, pp. 195–206.
 5. Shu X., Zhang J., Yao D., Feng W. Rapid and parallel content screening for detecting transformed data exposure. *Proceedings of the Third International Workshop on Security and Privacy in Big Data*, 2015, pp. 191–196.
 6. Shu X, Zhang J., Yao D., Feng W. Fast Detection of Transformed Data Leaks. *IEEE Transactions on Information Forensics and Security*, 2016, vol. 11, no. 3, pp. 528–542.
 7. Yu X, Tian Z., Qiu J., Jiang F. A data leakage prevention method based on the reduction of confidential and context terms for smart mobile devices. *Wireless Communications and Mobile Computing*, 2018, vol. 2018, pp. 1–11.
 8. Dobryshin M.M. *Predloženie po sovershenstvovanij system protivodejstvij DDoS-atakam* [Proposal for improving systems to counter DDoS attacks]. *Telecommunications*, 2018, vol. 10, pp. 32–38 (in Russ.).
 9. Shvartzshnaider Y., Pavlinovic Z., Balashankar A., Wies T., Subramanian L., Nissenbaum H., Mittal P. VACCINE: Using Contextual Integrity For Data Leakage Detection. *The World Wide Web Conference*, 2019, pp. 1702–1712.
 10. Taylor V.F., Spolaor R., Conti M., Martinovic I. Robust smartphone app identification via encrypted network traffic analysis. *IEEE Transactions on Information Forensics and Security*, 2017, vol. 13, no. 1, pp. 63–78.
 11. Hahn D., Apthorpe N., Feamster N. Detecting compressed cleartext traffic from consumer internet of things devices. *ArXiv preprint:1805.02722*, 2018. Available at: <https://arxiv.org/pdf/1805.02722.pdf> (Accessed: September 23, 2020).
 12. Casino F., Choo K.K.R., Patsakis C. HEDGE: efficient traffic classification of encrypted and compressed packets. *IEEE Transactions on Information Forensics and Security*, 2019, vol. 14, no. 11, pp. 2916–2926.
 13. Tang Z., Zeng X., Sheng Y. Entropy-based feature extraction algorithm for encrypted and non-encrypted compressed traffic classification. *International Journal of ICIC*, 2019, vol. 15, no. 3, pp. 845–860.
 14. Kozachok A.V., Spirin A.A. *Algoritm klassifikacii psevdosluchainih posleodovaltesnostei* [Pseudo random sequences classification algorithm]. *Proceedings of the Voronezh state university. Series: system analysis and information technology*, 2020, vol. 2020, no. 1, pp. 87–98 (in Russ.).
 15. Breiman L., Friedman J.H., Olshen R.A., Stone J.G. *Classification and regression trees*. London: Chapman & Hall/CRC, 2017, 358 p.
 16. Muschelli J. ROC and AUC with a Binary Predictor: a Potentially Misleading Metric. *Journal of Classification*, 2019. Available at: <https://doi.org/10.1007/s00357-019-09345-1> (Accessed: October 25, 2020).
-

Alexander V. Kozachok

Doctor of Engineering Sciences,
Employee, Academy of the Federal Guard Service of the
Russian Federation (Academy of the FGS of the Russia),
35, Priborostroitel'naya st., Orel, Russia, 302034
ORCID 0000-0002-6501-2008
Phone: +7 (486-2) 54-13-57
Email: a.kozachok@academ.msk.rsnet.ru

Andrey A. Spirin

Employee, Academy of the FGS of the Russia
35, Priborostroitel'naya st., Orel, Russia, 302034
ORCID 0000-0002-7231-5728
Phone: ++7 (486-2) 54-13-57
Email: spirin_aa@bk.ru

Oksana M. Golembiovskaya

Candidate of Engineering Sciences, Employee,
Bryansk State Technical University
7, 50th anniversary of October Boulevard, Bryansk,
Russia, 241035
ORCID 0000-0002-6433-3133
Phone: +7 (483-2) 58-83-55
Email: bryansk-tu@yandex.ru

УДК 621.865.8; 681.511

Е.О. Мешковский, А.Д. Курмашев, В.Я. Фролов

Нечёткое согласованное управление системой электроприводов четырёхколёсного мобильного робота

Рассматривается построение нечёткого системного регулятора системы согласованного управления электроприводами четырёхколёсного мобильного робота с двумя дифференциальными приводными блоками. Показаны общая структура системного регулятора, база правил и выражения связи между его отдельными элементами. Приведены результаты компьютерных экспериментов в виде графиков траекторной ошибки при различных конфигурациях робота и значениях коэффициента системного регулятора.

Ключевые слова: колёсный робот, система согласованного управления, системный регулятор, нечёткий регулятор, дифференциальный приводной блок.

doi: 10.21293/1818-0442-2020-23-3-61-69

В современном мире огромное количество предприятий внедряют в свой технологический процесс колёсные роботы [1–3]. Основная задача, выполняемая ими на этапах технологического процесса, заключается в перевозке (транспортировке) грузов вдоль заданной траектории (маршрут). Выполнение данной задачи требует проектирования таких систем управления, которые способны поддерживать перемещение колёсного робота с минимальными отклонениями при заданной скорости перемещения (контурная скорость). Данные факты позволяют отнести системы управления промышленных колёсных роботов к контурному типу.

Из-за особенности конструкции исследуемый колёсный робот можно отнести к классу многосвязных объектов управления. Объекты данного типа характеризуются наличием внутренних связей между его одноканальными элементами, которыми в нашем случае являются электроприводы колёс. Задача управления объектами такого класса уже достаточно давно решается при помощи систем согласованного (координирующего) управления [4–6].

Системы согласованного управления состоят из системного регулятора и локальных подсистем регулирования. Системный регулятор может быть любого типа: линейного, нелинейного, нечёткого, нейросетевого и др. Его главная задача – учитывать все необходимые внутренние связи между элементами объекта и генерировать задания для каждого из них. Задания поступают в локальные подсистемы регулирования, обеспечивающие их выполнение в рамках одного элемента.

В нашей работе мы решили оценить возможности использования методов нечёткого регулирования для стабилизации контурного движения исследуемого четырёхколёсного мобильного робота с двумя дифференциальными приводными блоками. Для этой цели спроектируем нечёткий системный регулятор и протестируем его возможности путём построения графиков отклонения центра корпуса робота от заданной траектории.

Постановка задачи и поиск решения

Исследуемый колёсный робот (рис. 1) представляет собой систему взаимосвязанных тел, в со-

став которой входят корпус, приводные блоки типа «дифференциальный привод» (способны вращаться относительно точки крепления к корпусу за счёт разности скоростей колёс) и система электроприводов колёс, позволяющая осуществить перемещение робота.

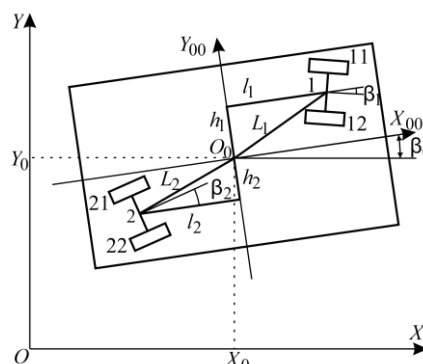


Рис. 1. Упрощённая кинематическая схема исследуемого мобильного робота (вид сверху)

На рис. 1 приняты следующие обозначения: $OXYZ$ – глобальная неподвижная система координат (с.к.); $O_0X_0Y_0Z_0$ – локальная подвижная система координат, связанная с центром симметрии корпуса робота O_0 ; 1, 2 – точки крепления поворотных блоков к корпусу; 11, 12, 21, 22 – колёса робота; $\mathbf{L}_1 = [l_1, h_1]^T$, $\mathbf{L}_2 = [l_2, h_2]^T$ – векторы, соединяющие центр корпуса робота O_0 с точками крепления поворотных блоков 1 и 2, состоящие из проекций на оси с.к. $O_0X_0Y_0Z_0$; X_0, Y_0 – координаты центра корпуса робота в с.к. $OXYZ$; β_0 – угол поворота корпуса робота (между с.к. $OXYZ$ и $O_0X_0Y_0Z_0$); β_1, β_2 – углы положения поворотного блока 1 и 2 в с.к. $O_0X_0Y_0Z_0$.

Наш колёсный робот будет применяться для транспортировки грузов на территории промышленного предприятия. По этой причине его можно отнести к классу промышленного оборудования, что предполагает использование промышленных логи-

ческих контроллеров (ПЛК). Также он может иметь значительные массогабаритные показатели и несимметричную конфигурацию расположения дифференциальных приводных блоков. Желательно предусмотреть масштабирование системного регулятора с целью возможности управлять роботами с числом приводных блоков больше двух. Перед построением нечёткого системного регулятора проведём краткий обзор литературы на предмет наличия готового решения.

В работах [7, 8] предлагается использовать нечёткий настройщик для корректировки коэффициентов нелинейного регулятора, построенного на базе уравнений динамики и кинематики, стабилизации траекторного движения робота, конструкция которого называется дифференциальным приводом. В исследовании [9] применяется схожий подход, только регулятор взят пропорционально-дифференцирующего (ПД) типа.

Исследования [10–12] демонстрируют возможности применения нечёткого контроллера управления линейной и угловой скоростью двухколёсного робота с дифференциальным приводом. Такой же метод показан в [13], но для управления четырёхколёсным роботом с дифференциальным приводом (отличие данной конструкции от нами исследуемой заключается в том, что все четыре колеса зафиксированы на корпусе (в нашей задаче дифференциальные приводные блоки вращаются относительно точки крепления)).

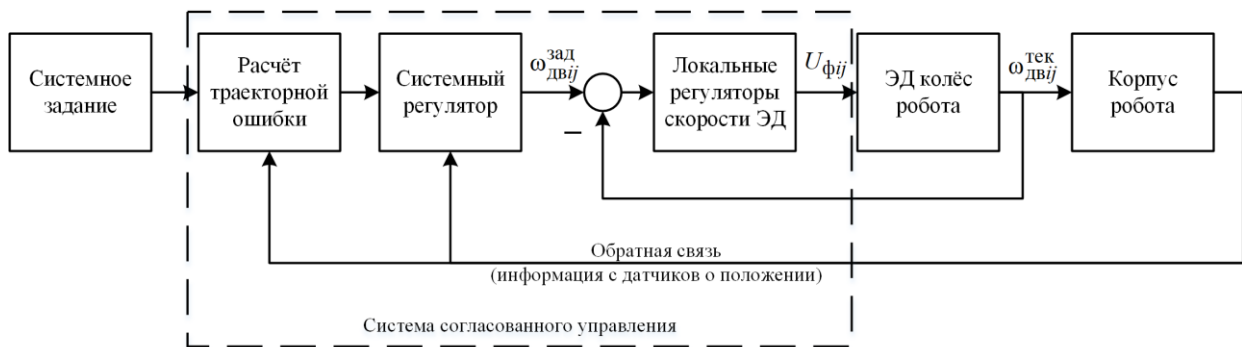


Рис. 2. Общая структура разрабатываемой системы согласованного управления

На рис. 2 обозначены: $\omega_{двij}^{зад}$, $\omega_{двij}^{тек}$ – заданная и текущая скорость электродвигателя колеса ij (индекс ij соответствует номеру колеса согласно рис. 1); $U_{фij}$ – фазное напряжение обмотки электродвигателя колеса ij .

При построении системного регулятора будем отталкиваться от следствия, вытекающего из геометрических свойств объекта: для минимального отклонения центра корпуса необходимо, чтобы точки крепления приводных блоков минимально отклонялись от заданной кривой маршрута. Данная идея требует построения дополнительных эквидистантных траекторий к основной траектории для каждого приводного блока. Они будут строиться с учётом особенности расположения точки крепления при-

дальнейший поиск решения сводится к нахождению применений методов нелинейного [14], нейросетевого [15] или комбинации различных способов управления [16–18]. Такие решения нам не подходят из-за условия применения нечёткого регулирования.

Поиск готового решения, к сожалению, не дал результатов, т.к. многие из них были разработаны для двухколёсных роботов с дифференциальной структурой, которая во многом отличается от нашей. По этой причине приступим к построению нечёткого системного регулятора для исследуемого мобильного робота.

Построение нечёткого системного регулятора

Необходимо стабилизировать движение центра симметрии корпуса вдоль заданной траектории с заданной контурной скоростью. Обратной связью будут данные с датчиков: скорости вращения электроприводов колёс $\omega_{дв11}^{тек}$, $\omega_{дв12}^{тек}$, $\omega_{дв21}^{тек}$, $\omega_{дв22}^{тек}$ (номер в нижнем индексе указывает на номер колеса согласно рис. 1), углы положения поворотных блоков относительно корпуса $\beta_1^{тек}$, $\beta_2^{тек}$, координаты центра корпуса $S_0^{тек} = [X_0^{тек}, Y_0^{тек}]^T$ и угол положения корпуса $\beta_0^{тек}$ в глобальной системе $OXYZ$. Общую структуру синтезируемой системы управления можно увидеть на рис. 2.

водного блока относительно центра корпуса в блоке расчёта траекторной ошибки.

Данный блок на основе информации о положении робота производит вычисление отклонений каждой контролируемой точки корпуса от заданной кривой маршрута и передаёт в системный регулятор векторы $\Delta L_0 = [\Delta l_0, \Delta h_0]^T$, $\Delta L_1 = [\Delta l_1, \Delta h_1]^T$ и $\Delta L_2 = [\Delta l_2, \Delta h_2]^T$, состоящие из продольных и поперечных отклонений, заданные углы положения в пространстве $\beta_0^{зад}$, $\beta_1^{зад}$ и $\beta_2^{зад}$, и заданную контурную скорость $v_c^{зад}$ (нижний индекс обозначает принадлежность: 0 – центр корпуса; 1, 2 – точка крепления поворотных блоков 1 и 2). Перечисленные величины продемонстрированы на рис. 3.

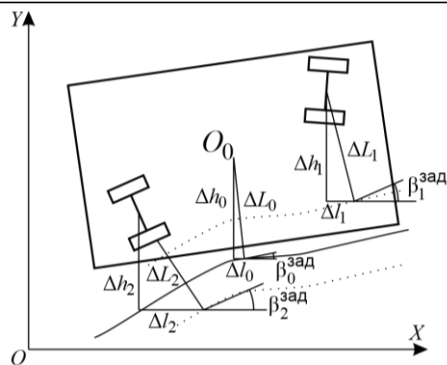


Рис. 3. Величины, контролируемые блоком расчёта траекторной ошибки

Получив информацию об отклонении элементов корпуса и задания углов положения в пространстве, системный регулятор определяет задания скоростей электроприводов колёс, которые уже будут выполняться локальными регуляторами скорости. В данной статье мы продемонстрируем только системный регулятор без блока контроля траектории.

Первым шагом в построении нечёткого системного регулятора будет определение его структуры. Согласно общепринятой концепции, в базе правил регуляторов такого типа должны учитываться все комбинации значений входных лингвистических переменных. В нашей ситуации нам необходимо производить контроль угла β_0 для правильного положения корпуса в пространстве, отклонение ΔL_0 для регулирования контурной скоростью, углов β_1 и β_2 , а также отклонений Δh_1 и Δh_2 с целью уменьшения поперечной траекторной ошибки. Получаем 6 входных переменных, для которых, в случае наличия трёх термов для каждой переменной, потребуется база правил из 729 элементов, что является недопустимым из-за большого количества обрабатываемых данных. По этой причине воспользуемся методом декомпозиции и разделим системный регулятор на три нечётких регулятора: один для стабилизации корпуса и два для приводных блоков. Связь между ними будет осуществляться уравнениями кинематики. Более подробная информация о нечётких регуляторах располагается в [19–21].

Нечёткий регулятор корпуса работа получается на вход отклонения угла положения $\Delta\beta_0 = \beta_0^{\text{зад}} - \beta_0^{\text{тек}}$ и продольную составляющую траекторной ошибки ΔL_0 . Для данных лингвистических переменных будут использоваться по три терма: N – отрицательная (трапецидальная функция); Z – нулевая (треугольная функция) и P – положительная (трапецидальная функция). Выходами регулятора будут корректирующее воздействие контурной скорости V_0 , устраняющее ΔL_0 , и угловая скорость корпуса ω_0 , уменьшающая $\Delta\beta_0$. Для выходных лингвистических переменных применяются по три терма типа синглетон: N – отрицательное; Z – нулевое и P – положительное управля-

ющее воздействие. Графики функций принадлежности изображены на рис. 4.

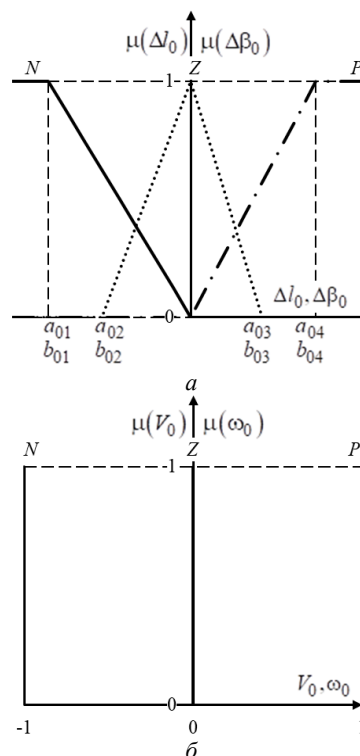


Рис. 4. Графики функций принадлежности нечёткого регулятора корпуса:

a – входные переменные; b – выходные переменные

На рис. 4 обозначены: $\mu(\Delta L_0)$, $\mu(\Delta\beta_0)$, $\mu(V_0)$, $\mu(\omega_0)$ – значение функций принадлежности для входных величин ΔL_0 и $\Delta\beta_0$, и выходных переменных V_0 и ω_0 соответственно; a_{01} , a_{02} , a_{03} , a_{04} – опорные точки термов входа продольного отклонения корпуса ΔL_0 (в метрах); b_{01} , b_{02} , b_{03} , b_{04} – опорные точки термов входа ошибки угла положения корпуса $\Delta\beta_0$ (в радианах); N , Z , P – названия термов.

Изменяя значения опорных точек a_{0j} и b_{0j} , можно производить настройку регулятора. Для них необходимо выполнения условия:

$$\begin{cases} a_{01} \leq a_{02} < a_{03} \leq a_{04}; \\ b_{01} \leq b_{02} < b_{03} \leq b_{04}. \end{cases} \quad (1)$$

Выходные сигналы регулятора нормированы в диапазоне $[-1; 1]$. Для приведения их к физическим величинам вводим дополнительные коэффициенты $K_0^{\Delta L}$ (метр в секунду) и K_0^{β} (радиан в секунду) для выходов V_0 и ω_0 соответственно.

При такой конфигурации нечёткого регулятора получаем базу правил из 9 элементов, которая представлена в табл. 1. Словесно одно правило можно описать выражением ЕСЛИ $\Delta L_0 = \langle \rangle$ И $\Delta\beta_0 = \langle \rangle$, ТО $V_0 = \langle \rangle$ И $\omega_0 = \langle \rangle$.

Таблица 1

База правил регулятора корпуса робота

$(V_0; \omega_0)$		$\Delta\beta_0$		
		N	Z	P
Δl_0	N	$(N; N)$	$(N; Z)$	$(N; P)$
	Z	$(Z; N)$	$(Z; Z)$	$(Z; P)$
	P	$(P; N)$	$(P; Z)$	$(P; P)$

Нечёткий регулятор приводного блока i (далее i используется как номер приводного блока 1 или 2) получает на вход отклонение угла положения $\Delta\beta_i$ и поперечную траекторную ошибку Δl_i . Заданный угол положения $\beta_i^{зад}$ поступает в системный регулятор в глобальной с.к. $OXYZ$, а угол $\beta_i^{тек}$, измеряемый датчиком, – относительно корпуса. По этой причине $\beta_i^{зад}$ необходимо предварительно привести к корпусу робота. Тогда $\Delta\beta_i$ находим как

$$\Delta\beta_i = \beta_i^{зад} - \beta_0^{зад} - \beta_i^{тек}. \quad (2)$$

Для входных лингвистических переменных будут, аналогично регулятору корпуса, использоваться по три термина: N – отрицательная (трапецеидальная функция), Z – нулевая (треугольная функция) и P – положительная ошибка (трапецеидальная функция). Выходом регулятора будет угловая скорость приводного блока относительно точки крепления ω_i . Для выходной лингвистической переменной применяются пять термов типа синглетон: N – отрицательное, NZ – средне-отрицательное, Z – нулевое, PZ – средне-положительное и P – положительное управляющее воздействие. Графики функций принадлежности изображены на рис. 5.

На рис. 5 приняты обозначения: $\mu(\Delta l_i)$, $\mu(\Delta\beta_i)$, $\mu(\omega_i)$ – значения функций принадлежности входных величин Δl_i и $\Delta\beta_i$ и выходной переменной и ω_i соответственно; a_{i1} , a_{i2} , a_{i3} , a_{i4} – опорные точки термов входа поперечного отклонения приводного блока Δl_i (в метрах); b_{i1} , b_{i2} , b_{i3} , b_{i4} – опорные точки термов входа ошибки угла положения $\Delta\beta_i$ (в радианах); c_{i1} , c_{i2} – опорные точки термов выхода регулятора ω_i i -го приводного блока; N, NZ, Z, PZ, P – названия термов.

Значения опорных точек a_{ij} , b_{ij} и c_{ij} подбираются в процессе настройки регулятора с соблюдением следующих условий:

$$\begin{cases} a_{i1} \leq a_{i2} < a_{i3} \leq a_{i4}, \\ b_{i1} \leq b_{i2} < b_{i3} \leq b_{i4}, \\ -1 \leq c_{i1} < c_{i2} \leq 1. \end{cases} \quad (3)$$

Выходной сигнал регулятора i -го приводного блока нормирован в диапазоне $[-1; 1]$, из-за чего вводим коэффициент преобразования K_i^β (радиан в секунду).

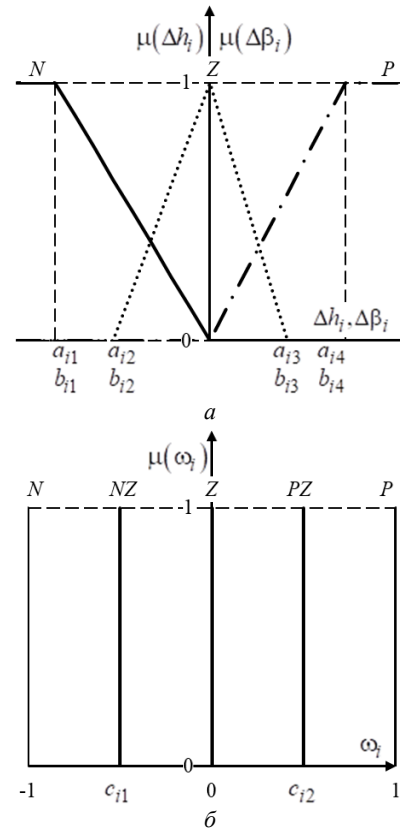


Рис. 5. Графики функций принадлежности нечёткого регулятора приводного блока: a – входные переменные; $б$ – выходная переменная

Нечёткий регулятор содержит базу правил из 9 элементов, которая представлена в табл. 2. Словесно одно правило можно описать выражением ЕСЛИ $\Delta l_i = \langle \langle \rangle \rangle$ И $\Delta\beta_i = \langle \langle \rangle \rangle$, ТО $\omega_i = \langle \langle \rangle \rangle$.

Таблица 2

База правил регулятора приводного блока

ω_i		$\Delta\beta_i$		
		N	Z	P
Δl_i	N	N	NZ	Z
	Z	NZ	Z	PZ
	P	Z	PZ	P

Нечёткие регуляторы будут работать по алгоритму Мамдани со следующими параметрами: агрегирование подусловий – по правилу минимума, активизация заключений – по правилу минимума, аккумуляция заключений – по правилу максимума, дефаззификация – по правилу центра тяжести.

Заключительным этапом построения системного регулятора будет внедрение уравнений связи между отдельными его элементами и преобразование управляющих воздействий к виду, пригодному для локальных подсистем регулирования скоростью электроприводов.

Как говорилось ранее, нечёткий регулятор корпуса робота вычисляет значение корректирующих воздействий, которые устраняют продольную и угловую ошибки. Продольная ошибка уменьшается за счёт изменения задания линейной скорости, а угло-

вая – изменением угловой скорости корпуса робота. Данное можно записать в виде системы:

$$\begin{cases} V_0^K = (1 + K_0^{\Delta L} \cdot V_0) \cdot v_c^{\text{зад}}, \\ \omega_0^K = K_0^\beta \cdot \omega_0, \end{cases} \quad (4)$$

где V_0^K и ω_0^K – преобразованные значения линейной и задание угловой скорости корпуса робота соответственно.

Нечёткий регулятор i -го приводного блока уменьшает поперечную и угловую ошибку, изменяя угловую скорость вращения приводного блока относительно точки крепления. Тогда скорость вращения i -го приводного блока ω_i^K находится как

$$\omega_i^K = K_i^\beta \cdot \omega_i. \quad (5)$$

Колесо робота совершает сложное движение [22, с. 155–158], при котором переносным является перемещение корпуса в пространстве, а относительным – вращение приводного блока относительно точки крепления. Исходя из этого, заданная линейная скорость колеса ij приводного блока i определяется через выражение

$$v_{ij}^{\text{зад}} = v_i^{\text{зад}} \mp (\omega_0^K + \omega_i^K) \cdot l_{ij} \quad (6)$$

(для колёс 11 и 21 используется знак «-», для 12 и 22 – «+»).

Задание электродвигателю колеса ij находим следующим образом:

$$\omega_{двij}^{\text{зад}} = \pm \frac{v_{ij}^{\text{зад}}}{I_{rij} \cdot R_{Kij}}, \quad (7)$$

где I_{rij} – коэффициент преобразования редуктора; R_{Kij} – радиус колеса (для электродвигателя колеса 11 и 21 используется знак «+», для 12 и 22 – «-»). При необходимости управлять скоростью колеса, а не электродвигателя необходимо принять $I_{rij} = 1$.

Объединим всё вышесказанное и представим в виде структурной схемы, изображённой на рис. 6. На данной схеме блоком нечёткий регулятор корпуса обозначены сам нечёткий регулятор корпуса и выражение (4), блок нечёткого регулятора приводного блока содержит нечёткий регулятор приводного блока и выражение (5), блок расчёта скоростей электродвигателей колёс содержит выражения (6) и (7). Нетрудно заметить, что получившаяся структура нечёткого системного регулятора способна к масштабированию путём повторения блоков нечёткого регулятора приводного блока и блоков расчёта скоростей электродвигателей необходимое количество раз.

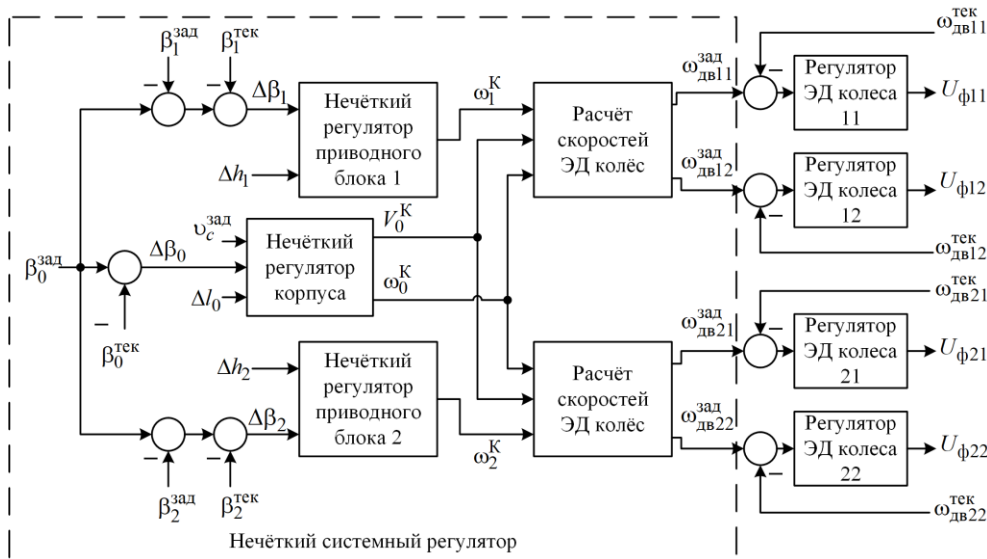


Рис. 6. Структурная схема нечёткого системного регулятора

Программное моделирование

Продemonстрируем результаты программной реализации полученного нечёткого системного регулятора, проведя ряд программных экспериментов при помощи математической модели [23]. Масса робота 100 кг, заданная контурная скорость равна 1,0 м/с, регуляторы скорости электродвигателей выбраны ПИ-типа с настройкой на модульный (технический) оптимум [24]. Параметры контуров управления заранее подобраны и имеют значения $a_{01} = a_{02} = -0,1$ м; $a_{03} = a_{04} = 0,1$ м, $b_{01} = b_{02} = -0,03$ рад; $b_{03} = b_{04} = 0,03$ рад; $a_{11} = a_{12} = a_{21} =$

$= a_{22} = -0,2$ м; $a_{13} = a_{14} = a_{23} = a_{24} = 0,2$ м; $b_{11} = b_{12} = b_{21} = b_{22} = -0,05$ рад; $b_{13} = b_{14} = b_{23} = b_{24} = 0,05$ рад; $c_{11} = c_{21} = -0,5$; $c_{12} = c_{22} = 0,5$. Коэффициенты примем следующие: $K_0^{\Delta L} = 0,5$ м/с, $K_1^\beta = K_2^\beta = 3,0$ рад/с. Рассмотрим поведение двух конфигураций робота: продольно-симметричное расположение приводных блоков ($L_1 = [0,5, 0,0]^T$, $L_2 = [-0,5, 0,0]^T$, в метрах) и несимметричное ($L_1 = [0,5, 0,2]^T$, $L_2 = [-0,5, -0,4]^T$, в метрах).

Будем производить изменение коэффициента K_0^β регулятора корпуса робота с целью оценки его влияния на характер контурного движения различных конструкций расположения приводных блоков при фиксированных значениях других параметров системного регулятора.

Заданная программная траектория представлена на рис. 7. Буквами A, B, C, D и E обозначены точки сопряжения траекторий. Данная траектория выбрана по нескольким причинам. Прямой участок ($0 - A$) служит для плавного разгона. Повороты с изгибом (участок $A - C$, изгиб в точке B), после которых выход на прямой участок ($C - D$), и поворот $D - E$ с прямым участком после точки E служат для оценки управляемости на криволинейных и прямолинейных участках траектории.

В первом эксперименте примем $K_0^\beta = 0,5$ рад/с (рис. 8), во втором – $K_0^\beta = 1,0$ рад/с (рис. 9), в третьем – $K_0^\beta = 2,5$ рад/с (рис. 10).

Результаты экспериментов для продольно-симметричной конфигурации говорят о следующем. При значении коэффициента $K_0^\beta = 0,5$ рад/с (см.

рис. 8, a) движение устойчивое, но с большим отклонением от контура (более 0,6 м) и статической ошибкой в 0,04 м на последнем участке траектории.

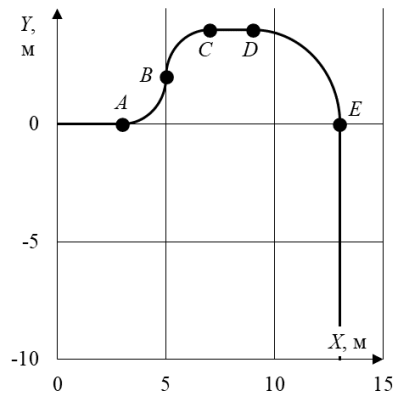


Рис. 7. Заданная программная траектория

При $K_0^\beta = 1,0$ рад/с (см. рис. 9, a) движение робота устойчивое и отклонение не превышает 0,1 м. При $K_0^\beta = 2,5$ рад/с (см. рис. 10, a) движение неустойчивое, наблюдается сход с траектории после точки E .

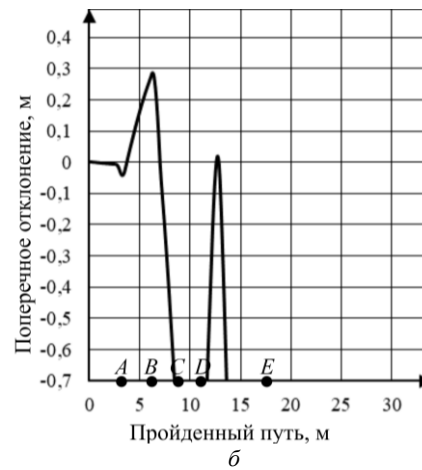
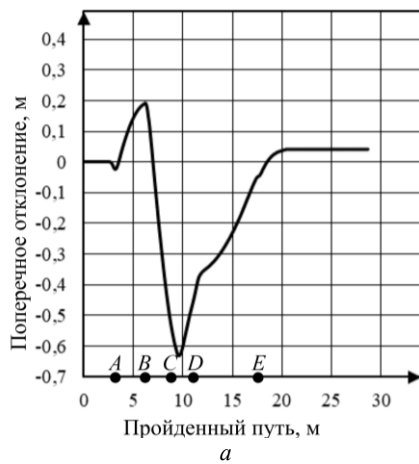


Рис. 8. Результаты первого программного эксперимента: a – продольно-симметричная конфигурация робота; b – несимметричная конфигурация робота

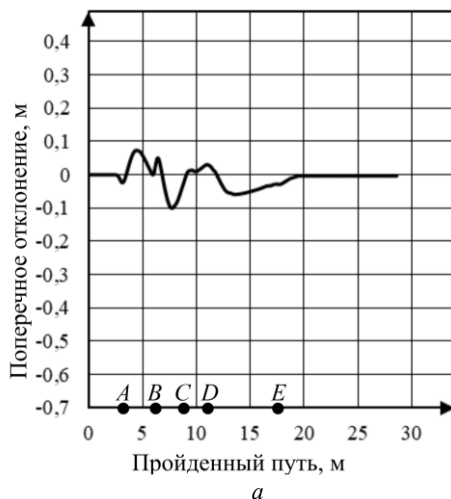


Рис. 9. Результаты второго программного эксперимента: a – продольно-симметричная конфигурация робота; b – несимметричная конфигурация робота

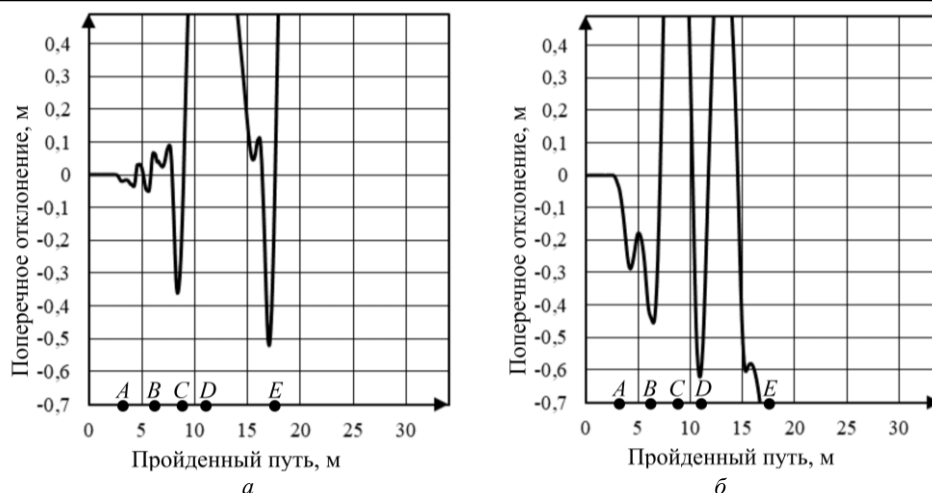


Рис. 10. Результаты третьего программного эксперимента:
 а – продольно-симметричная конфигурация робота; б – несимметричная конфигурация робота

Указанные особенности поведения объекта говорят о том, что параметры нечётких регуляторов возможно применить для данной конфигурации колёсного робота, но при использовании оптимального значения коэффициента K_0^β , который располагается вблизи 1,0 рад/с. Для его уточнения необходимо проводить дополнительный набор испытаний или использовать методы параметрической оптимизации, которые не рассматриваются в данной работе.

При экспериментах на несимметричной конструкции робота системный регулятор показал хуже качество управления. При K_0^β , равном 0,5 рад/с (см. рис. 8, б) и 2,5 рад/с (см. рис. 10, б), робот терял управление и сходил с заданной программной траектории. При $K_0^\beta = 1,0$ рад/с (см. рис. 9, б) движение робота было относительно стабильным, но отклонение от траектории и «виляние» корпуса значительно превышают полученный результат при испытании симметричной компоновки робота. Данное обстоятельство связано с остальными параметрами системного регулятора, значения которых следует выбирать другими при изменении конфигурации робота.

В целом можно предположить, что системный регулятор выполняет свою работу корректно и он должен быть способен производить стабилизацию контурного движения разных компоновок приводных блоков при условии правильной его настройки. Данные предположения должны будут подтвердиться при проведении натурных экспериментов, запланированных на этапе внедрения.

Заключение

Применяя построенный нечёткий системный регулятор, мы можем стабилизировать контурное движение исследуемого колёсного робота. Полученная структура регулятора даёт возможность управлять электроприводами колёсного робота с любой компоновкой приводных блоков и с числом таких блоков больше двух, используя возможности масштабирования. Небольшой объём базы правил и, как следствие, вычислений позволяет использовать та-

кой регулятор в промышленных контроллерах даже при реализации на языках LAD/LD, FBD и STL/PL. Дальнейшие исследования будут посвящены параметрической оптимизации данного регулятора, сравнению с нелинейным и нейросетевым способом управления и внедрению его в промышленный колёсный робот.

Литература

1. Кауркин И.А. Роботизация в горнодобывающей промышленности / И.А. Кауркин, В.В. Зиновьев // Россия молодая: сб. матер. IX Всерос. науч.-практ. конф. молодых ученых с международным участием. – Кемерово: КузГТУ, 2017. – 829 с.
2. Robotics in logistics. A DPDHL perspective on implications and use cases for the logistics industry. – DHL. – March 2016. – 37 p. – URL: https://www.dhl.com/content/dam/downloads/g0/about_us/logistics_insights/dhl_trendreport_robotics.pdf (дата обращения: 03.06.2020).
3. Shamshiri R.R. Research and development in agricultural robotics: A perspective of digital farming / R.R. Shamshiri, C. Weltzien, I.A. Hameed, I.J. Yule, T.E. Grift, S.K. Balasundram // Int J Agric & Biol Eng. – 2018. – Vol. 11, No. 4. – P. 1–14.
4. Беляева Н.И. Синтез структуры системы программного управления двухкоординатной электромеханической системой / Н.И. Беляева, А.Д. Курмашев // Доклады ТУСУР. – 2012. – № 1-2 (25). – С. 241–244.
5. Мирошник И.В. Согласованное управление многоканальными системами. – Л.: Энергоатомиздат. Ленингр. отд., 1990. – 128 с.
6. Шаповалов А.А. Контурная система согласованного управления промышленным роботом / А.А. Шаповалов, А.Д. Курмашев // Доклады ТУСУР. – 2012. – № 1-2 (25). – С. 245–250.
7. Chand P. Fuzzy reactive control for wheeled mobile robots // Proceedings of the 2015 6th International Conference on Automation, Robotics and Applications. – 2015. – P. 167–172.
8. Keighobadi J. From nonlinear to fuzzy approaches in trajectory tracking control of wheeled mobile robots / J. Keighobadi, M.B. Menhaj // Asian Journal of Control. – 2012. – Vol. 14, No. 4. – P. 960–973.
9. Saleem O. Adaptive Fuzzy-PD tracking controller for optimal visual-servoing of wheeled mobile robots / O. Saleem, H. Hassan, A. Khan, U. Javaid // Control Engineering and Applied Informatics. – 2017. – Vol. 19, No. 3. – P. 58–68.

10. Falsafi M.H. Fuzzy motion control for wheeled mobile robots in real-time / M.H. Falsafi, K. Alipour, B. Tarvirdizadeh // *Journal of Computational and Applied Research in Mechanical Engineering*. – 2019. – Vol. 8, No. 2. – P. 133–144.

11. Falsafi M.H. Tracking-Error Fuzzy-Based Control for Nonholonomic Wheeled Robots / M.H. Falsafi, K. Alipour, B. Tarvirdizadeh // *Arabian Journal for Science and Engineering*. – 2019. – Vol. 44, No. 2. – P. 881–892.

12. Sanjaya A. Stability of Line Follower Robots with Fuzzy Logic and Kalman Filter Methods / A. Sanjaya, H. Mawengkang, S. Efendi, M. Zarlis // *Journal of Physics: Conference Series*. – 2019. – Vol. 1361, No. 1. – P. 012016.

13. Fahmizal. Trajectory and heading tracking of a mecanum wheeled robot using fuzzy logic control / Fahmizal, C.-H. Kuo // *Proceedings of the 2016 International Conference on Instrumentation, Control, and Automation, ICA 2016*. – 2016. – P. 54–59.

14. Сизых В.Н. Модальное управление мобильным роботом при дифференциальном отклонении колесной пары / В.Н. Сизых, М.В. Баканов // *Информационные технологии и математическое моделирование в управлении сложными системами*. – 2019. – № 1 (2). – С. 62–71.

15. Звонарев И.С. Управление многозвездным колесным мобильным роботом с применением искусственных нейронных сетей / И.С. Звонарев, Ю.Л. Караваев // *Выставка инноваций, 2018 (весенняя сессия): сб. матер. XXV республиканской выставки-сессии студенческих инновационных проектов, 2018*. – Ижевск: ИжГТУ, 2018. – С. 42–46.

16. Boukens M. Design of an intelligent optimal neural network-based tracking controller for nonholonomic mobile robot systems / M. Boukens, A. Boukabou // *Neurocomputing*. – 2017. – Vol. 226. – P. 46–57.

17. Caceres C. Approach of Kinematic Control for a Nonholonomic Wheeled Robot using Artificial Neural Networks and Genetic Algorithms / C. Caceres, J.M. Rosario, D. Amaya // *2017 International Work Conference on Bio-Inspired Intelligence: Intelligent Systems for Biodiversity Conservation, IWOBI 2017*. – *Proceedings*. – 2017. – P. 7985533.

18. Takahashi K. Multi-layer quantum neural network controller trained by real-coded genetic algorithm / K. Takahashi, M. Kurokawa, M. Hashimoto // *Neurocomputing*. – 2014. – Vol. 134. – P. 159–164.

19. Григорьева Д.Р. Основы нечеткой логики: учеб.-метод. пособие к практ. занятиям и лаб. работам / Д.Р. Григорьева, Г.А. Гареева, Р.Р. Басыров. – Набережные Челны: Изд-во НЧИ КФУ, 2018. – 42 с.

20. Хижняков Ю.Н. Нечеткое регулирование температуры теплоносителя // *Вестник ПНИПУ. Электротехника, информационные технологии, системы управления*. – 2016. – № 20. – С. 5–12.

21. Passino K.M. Fuzzy control. 1-st Ed. / K.M. Passino, S. Yurkovich. – Menlo Park, California: Addison-Wesley Longman, 1997. – 522 p.

22. Тарг С.М. Краткий курс теоретической механики: учеб. для вузов. – 10-е изд., перераб. и доп. – М.: Высшая школа, 1986. – 416 с.

23. Мешковский Е.О. Построение математической модели четырёхколёсного мобильного робота с двумя дифференциальными приводными блоками / Е.О. Мешковский, А.Д. Курмашев // *Инновации и инвестиции*. – 2020. – № 2. – С. 113–118.

24. Кояин Н.В. Оптимизация контуров регулирования систем электропривода по типовым методикам / Н.В. Кояин, О.П. Мальцева, Л.С. Удут // *Изв. Том. политехн. ун-та. Инжиниринг георесурсов*. – 2005. – № 7. – С. 120–125.

Мешковский Евгений Олегович

Аспирант Института энергетики Санкт-Петербургского политехнического ун-та Петра Великого
Политехническая ул., д. 29, г. Санкт-Петербург,
Россия, 195251

ORCID 0000-0002-6996-7864

Тел.: +7 (812-5) 52-76-43

Эл. почта: meshkovskii_evge@mail.ru

Курмашев Арон Даутханович

Канд. техн. наук, доцент Высшей школы киберфизических систем и управления Санкт-Петербургского политехнического ун-та Петра Великого

Гражданский пр-т, д. 28, г. Санкт-Петербург,
Россия, 195220

Тел.: +7 (812-2) 97-59-60

Эл. почта: kurmashev_ad@spbstu.ru

Фролов Владимир Яковлевич

Д-р техн. наук, профессор Высшей школы электроэнергетических систем Санкт-Петербургского политехнического ун-та Петра Великого

Политехническая ул., д. 29, г. Санкт-Петербург,
Россия, 195251

ORCID 0000-0002-1744-4375

Тел.: +7 (812-5) 52-76-43

Эл. почта: frolov_vya@spbstu.ru

Meshkovskiy E.O., Kurmashev A.D., Frolov V.Ya.

Fuzzy Coordinated Control of an Electric Drive System of a Four-Wheel Mobile Robot

This paper presents the construction of a fuzzy system controller of a coordinated control system of an electric drive system for a four-wheel mobile robot with two differential drive units. The structure of this system regulator, the rule base, and the expression of the relationship between its elements are shown. In the article the authors show the results of computer experiments in graphs of trajectory error for different configurations of the robot and the system controller coefficient values.

Keywords: wheeled robot; coordinated control system; system regulator; fuzzy regulator; differential drive.

doi: 10.21293/1818-0442-2020-23-3-61-69

References

1. Kaurkin I.A., Zinoviev V.V. *Robotizaciya v gornodobyvayushhey promyshlennosti* [Mining Robotics]. «ROSSIYA MOLODAYA». Sbornik materialov IX Vserossijskoj nauchno-prakticheskoy konferencii molodyh uchenyh s mezhdunarodnym uchastiem [RUSSIA YOUNG. Proceedings of the ninth All-Russian scientific-practical conference of young scientists with international participation]. Kemerovo, KuzGTU Publ., 2017, 829 p., pp. 35006 (in Russ.).

2. Robotics in logistics. A DPDHL perspective on implications and use cases for the logistics industry. *DHL*, March 2016, 37 p. Available at: https://www.dhl.com/content/dam/downloads/g0/about_us/logistics_insights/dhl_trendreport_robotics.pdf (Accessed: June 03, 2020).

3. Shamshiri R.R., Weltzien C., Hameed I.A., Yule I.J., Grift T.E., Balasun-dram S.K. Research and development in agricultural robotics: A perspective of digital farming. *Int J Agric & Biol Eng*, 2018, vol. 11, no. 4, pp. 1–14.

4. Belyaeva N.I., Kurmashev A.D. [The structural synthesis of control system of two-coordinate electromechanical system]. *Proceedings of TUSUR University*, 2012, vol. 25, no. 1-2, pp. 241–244 (in Russ.).

5. Miroshnik I.V. *Soglasovannoe upravlenie mnogokanal'nymi sistemami* [Coordinated control of multi-channel systems]. Leningrad, Energoatomizdat. Leningr. otd-nie, 1990. 128 p. (in Russ.).
6. Shapovalov A.A., Kurmashev A.D. [Contouring system of coordinated control of an industrial robot]. *Proceedings of TUSUR University*, 2012, vol. 25, no. 1-2, pp. 245–250 (in Russ.).
7. Chand P. Fuzzy reactive control for wheeled mobile robots. *Proceedings of the 2015 6th International Conference on Automation, Robotics and Applications*, 2015, pp. 167–172.
8. Keighobadi J. Menhai M.B. From nonlinear to fuzzy approaches in trajectory tracking control of wheeled mobile robots. *Asian Journal of Control*, 2012, vol. 14, no. 4, pp. 960–973.
9. Saleem O., Hassan O., Khan A., Javaid U. Adaptive Fuzzy-PD tracking controller for optimal visual-servoing of wheeled mobile robots. *Control Engineering and Applied Informatics*, 2017, vol. 19, no. 3, pp. 58–68.
10. Falsafi M.H., Alipour K., Tarvird-izadeh B. Fuzzy motion control for wheeled mobile robots in real-time. *Journal of Computational and Applied Research in Mechanical Engineering*, 2019, vol. 8, no. 2, pp. 133–144.
11. Falsafi M.H., Alipour K., Tarvird-izadeh B. Tracking-Error Fuzzy-Based Control for Nonholonomic Wheeled Robots. *Arabian Journal for Science and Engineering*, 2019, vol. 44, no. 2, pp. 881–892.
12. Sanjaya A., Mawengkang H., Efendi S., Zarlis M. Stability of Line Follower Robots with Fuzzy Logic and Kalman Filter Methods. *Journal of Physics: Conference Series*, 2019, vol. 1361, no. 1, 012016.
13. Fahmizal, Kuo C.-H. Trajectory and heading tracking of a mecanum wheeled robot using fuzzy logic control. *Proceedings of the 2016 International Conference on Instrumentation, Control, and Automation, ICA 2016*, 2016, pp. 54–59.
14. Sizykh V.N., Bakanov M.V. [Modal control of the mobile robot at the differential deviation of wheel]. *Information technology and mathematical modeling in the management of complex systems*, 2019, vol. 2, no. 1, pp. 62–71 (in Russ.).
15. Zvonarev I.S., Karavaev Yu.L. *Upravlenie mnogozvennym kolesnym mobil'nym robotom s primeneniem iskusstvennykh neyronnykh setey* [Control of a Multi-Link Wheeled Mobile Robot Using Artificial Neural Networks]. Vystavka innovatsiy – 2018 (vesenniyaya sessiya): Sbornik materialov XXV Respublikanskoy vystavki-sessii studenteskikh innovatsionnykh proektov [*Innovation Exhibition - 2018 (spring session)*]. Proceedings of the twenty fifth Republican exhibition-session of student innovation projects]. Izhevsk, IzhGTU Publ., 2018, pp. 42–46 (in Russ.).
16. Boukens M., Boukasbou A. Design of an intelligent optimal neural network-based tracking controller for nonholonomic mobile robot systems. *Neurocomputing*, 2017, vol. 226, pp. 46–57.
17. Caceres C. Rosario J.M., Amaya D. Approach of Kinematic Control for a Non-holonomic Wheeled Robot using Artificial Neural Networks and Genetic Algorithms. *2017 International Work Conference on Bio-Inspired Intelligence: Intelligent Systems for Biodiversity Conservation, IWOB 2017 – Proceedings*, 2017, 7985533.
18. Takahashi K., Kurokawa M., Hashimoto M. Multi-layer quantum neural network controller trained by real-coded genetic algorithm. *Neurocomputing*, 2014, vol. 134, pp. 159–164.
19. Grigor'eva D.R., Gareeva G.A., Basyrov R.R. *Osnovy nechetkoy logiki: Uchebno-metodicheskoe posobie k prakticheskim zanyatiyam i laboratornym rabotam* [Fuzzy: Educational handbook for practical classes and laboratory work]. Naberezhnye Chelny, KFU Publishing House, 2018, 42 p. (in Russ.).
20. Hizhnyakov Yu.N. [Fuzzy control of the heat-carrier temperature]. *PNRPU Bulletin. Electrotechnics, Informational Technologies, Control Systems*, 2016, no. 20, pp. 5–12 (in Russ.).
21. Passino K.M., Yurkovich S. *Fuzzy control. 1st Edition*. Menlo Park, California, Addison-Wesley Longman, 1997. 522 p.
22. Targ S.M. *Kratkiy kurs teoreticheskoy mekhaniki: Ucheb. dlya vtuzov* [Theoretical Mechanics – A Short Course]. Moscow, High School, 1986. 416 p. (in Russ.).
23. Meshkovskiy E.O., Kurmashev A.D. [Construction of a mathematical model of a four-wheel mobile robot with two differential drive units]. *Innovation and Investment*, 2020, no. 2, pp. 113–118 (in Russ.).
24. Koyain N.V., Mal'ceva O.P., Udut L.S. *Optimizatsiya konturov regulirovaniya sistem yelektroprivoda po tipovym metodikam* [Optimization of control circuits of electric drive systems according to standard techniques]. Bulletin of the Tomsk Polytechnic University. Geo Assets Engineering, 2005, no. 7, pp. 120–125 (in Russ.).

Evgeniy O. Meshkovskiy

Postgraduate Student, Institute of Energy,
Peter the Great St. Petersburg Polytechnic University
29, Polytechnicheskaya st., St. Petersburg, Russia, 195251
ORCID 0000-0002-6996-7864
Phone: +7 (812-5) 52-76-43
Email: meshkovskii_evge@mail.ru

Aron D. Kurmashev

Candidate of Engineering Sciences, Assistant Professor,
Higher School of Cyberphysical Systems and Control,
Peter the Great St. Petersburg Polytechnic University
28, Grazhdanskiy pr., St. Petersburg, Russia, 195220
Phone: +7 (812-2) 97-59-60
Email: kurmashev_ad@spbstu.ru

Vladimir Ya. Frolov

Doctor of Engineering Sciences, Professor,
Higher School of Electric Power Systems,
Peter the Great St. Petersburg Polytechnic University
29, Polytechnicheskaya st., St. Petersburg, Russia, 195251
ORCID 0000-0002-1744-4375
Phone: +7 (812-5) 52-76-43
Email: frolov_vya@spbstu.ru

ЭЛЕКТРОТЕХНИКА

УДК 621.314

А.И. Андриянов

Система управления нелинейными динамическими процессами непосредственного преобразователя напряжения I рода

Рассматривается комбинированная система управления нелинейными динамическими процессами импульсных преобразователей напряжения I рода. Предлагаемая система строится на основе двух методов: метода с запаздывающей обратной связью и метода направления на цель. Преимуществом комбинированной системы является отсутствие недостатков, характерных для двух упомянутых ранее методов управления, а именно возможности возникновения областей мультистабильности при использовании метода с запаздывающей обратной связью и внесение статической ошибки при использовании метода направления на цель. Выполнено математическое моделирование замкнутой системы автоматического управления с комбинированной системой управления нелинейными динамическими процессами и показана ее эффективность. Рассмотренная комбинированная система управления может быть реализована с применением широкого спектра современных микроконтроллеров.

Ключевые слова: импульсный преобразователь напряжения, нелинейная динамика, система управления, метод с запаздывающей обратной связью, метод направления на цель, комбинированная система управления, желаемый режим.

doi: 10.21293/1818-0442-2020-23-3-73-80

Импульсные преобразователи напряжения на сегодняшний день широко применяются при создании систем вторичного электропитания различной мощности, что обусловлено их приемлемыми техническими характеристиками, а именно высоким КПД, высокой удельной мощностью и надежностью.

Наиболее распространёнными преобразователями являются так называемые преобразователи I рода, базовой схемой которых является непосредственный понижающий преобразователь [1]. Также к данному классу преобразователей относятся: прямоходовой преобразователь, двухтактный мостовой преобразователь, полумостовой преобразователь, нулевой двухтактный преобразователь и др. Данные преобразователи могут отличаться друг от друга наличием или отсутствием гальванической развязки, реализуемой мощностью нагрузки, количеством полупроводниковых элементов, габаритной мощностью трансформатора и т.п.

С точки зрения динамических свойств данные преобразователи практически идентичны [1–3], что позволяет результаты исследований, полученные для базовой схемы (непосредственный понижающий преобразователь), относить и к другим схемам преобразователей I рода.

Как показала практика, в процессе эксплуатации систем рассматриваемого класса возможно возникновение нежелательных динамических режимов, связанных с появлением пульсаций выходного напряжения большой амплитуды, что может привести к перегрузке электронных компонентов или возникновению акустических шумов при работе устройства. Данные колебания могут быть хаотическими, квазипериодическими и периодическими с частотой, отличной от частоты широтно-импульсной модуляции.

При проектировании таких систем необходимо устранить возможность возникновения таких колебаний, что на сегодняшний день выполняется чаще

всего с помощью параметрического синтеза. Это связано с увеличением частоты квантования или изменением параметров регулятора. Первый подход приводит к росту динамических потерь, что в некоторых случаях недопустимо из-за свойств силовых транзисторов, а второй подход может привести к уменьшению быстродействия системы или отклонению запаса устойчивости от заданного. Для исключения данного противоречия целесообразно применять структурно-алгоритмический синтез, когда нежелательные динамические режимы устраняются путем выбора специфической структуры системы управления и алгоритма ее работы.

На сегодняшний день можно выделить три крупные группы методов управления: методы с запаздывающей обратной связью, а именно метод линеаризации отображения Пуанкаре [4–6]; метод с запаздывающей обратной связью (МЗОС) [7–10] и метод направления на цель (МНЦ) [10, 11].

В работах [4–12] показана эффективность этих методов при управлении нелинейной динамикой импульсных преобразователей напряжения. Однако каждый из этих методов имеет свои достоинства и недостатки. В частности, метод линеаризации отображения Пуанкаре предъявляет высокие требования к управляющему микроконтроллеру, метод Пирагаса не всегда способен устранить нежелательные режимы, поскольку при его использовании в пространстве параметров системы возникают области мультистабильности даже при корректно выбранных параметрах метода [10], метод направления на цель, решающий проблему возникновения нежелательных областей мультистабильности, свойственную методу Пирагаса, вносит статическую погрешность установления выходной физической величины.

В данной работе рассматривается комбинированный метод управления с обратной связью, позволяющий управлять нелинейными динамическими процессами в системах автоматического управления

(САУ) на основе импульсных преобразователей напряжения. Данный метод устраняет недостатки МНЦ и МЗОС, поскольку является их комбинацией, задействующей преимущества каждого из упомянутых методов.

Данные методы в отдельности рассматривались автором в работах [10–12] при управлении различными преобразователями напряжения.

Результаты, полученные в данной работе, будут иметь практический интерес, поскольку позволят строить эффективные системы автоматического управления на основе импульсных преобразователей

постоянного напряжения с функцией управления нелинейными динамическими процессами.

Система автоматического управления импульсными преобразователями напряжения с комбинированной системой управления нелинейными динамическими процессами

Функциональная схема системы автоматического управления импульсными преобразователями напряжения на основе комбинированной системы управления нелинейными динамическими процессами (КСУНДП) представлена на рис. 1.

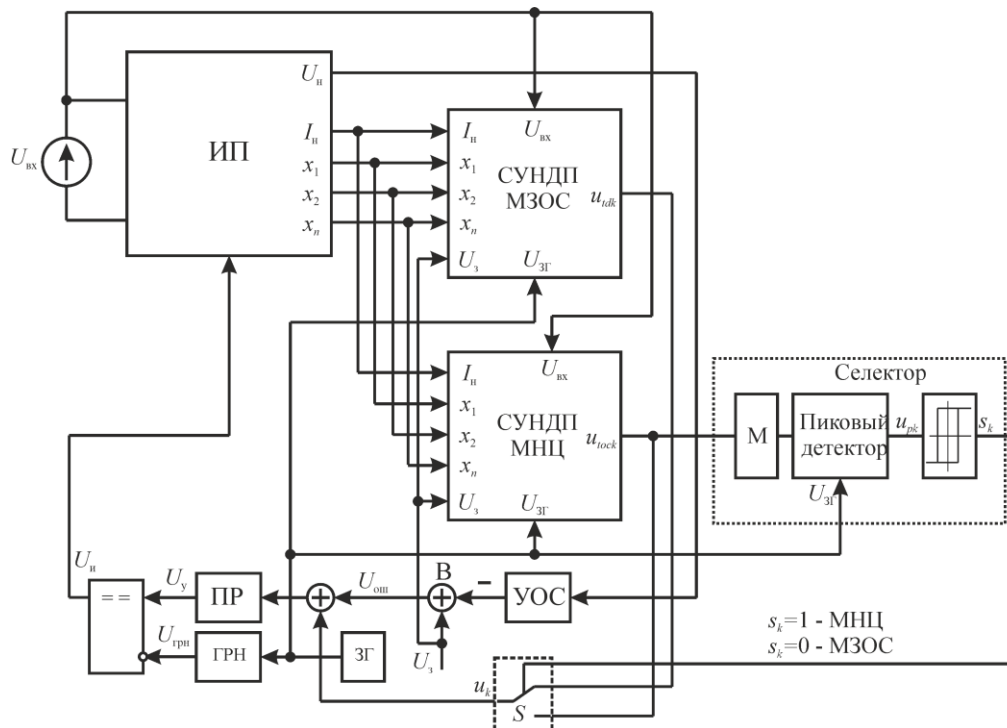


Рис. 1. Импульсно-модуляционная система комбинированного метода МНЦ-МЗОС

Здесь приняты следующие обозначения: ИП – импульсный преобразователь; U_n – напряжение нагрузки; x_1, x_2 – переменные состояния; $U_{вх}$ – входное напряжение; U_3 – задающий сигнал; U_n – импульсы управления силовыми ключами; U_y – управляющий сигнал; $U_{грн}$ – развертывающее напряжение с амплитудой $U_{грн,m}$; $u_{ск}$ – корректирующее воздействие; s_k – сигнал управления на выходе селектора; СУНДП МНЦ – система управления нелинейными динамическими процессами на основе метода направления на цель; СУНДП МЗОС – система управления нелинейными динамическими процессами на основе метода с запаздывающей обратной связью; ЗГ – задающий генератор; ГРН – генератор развертывающего напряжения; В – вычитатель; $U_{ош}$ – ошибка САУ; I_n – ток нагрузки; М – блок взятия модуля; Г – звено с гистерезисом; ПР – пропорциональный регулятор с коэффициентом α ; УОС – усилитель обратной связи с коэффициентом β ; S – переключатель корректирующих сигналов СУНДП.

Как видно из рисунка, система управления представляет собой стандартную замкнутую систему автоматического управления с обратной связью

по выходному напряжению. Кроме стандартной системы управления, в схеме присутствует КСУНДП, состоящая из блоков СУНДП МЗОС и СУНДП МНЦ, каждый из которых вступает в работу при определенных условиях по сигналу от селектора. Основная задача КСУНДП – это стабилизация желаемого 1-цикла.

На рис. 2 представлены функциональные схемы СУНДП МЗОС и СУНДП МНЦ. Работа каждой из этих СУНДП в некомбинированном варианте рассматривалась автором в [10, 11]. Приняты следующие обозначения: β_i – масштабный коэффициент цепи обратной связи i -й фазовой переменной; БЗ – блок задержки; БАП – блок адаптации параметров; ВНТ – вычислитель неподвижной точки; K_{idi} – коэффициенты пропорциональности по i -й фазовой переменной для СУНДП МЗОС, $K_{тоci}$ – коэффициенты пропорциональности по i -й фазовой переменной для СУНДП МНЦ; x_{ik} – i -я фазовая переменная в k -й стробоскопический момент времени; u_{ik} – компонента отклонения по i -й фазовой переменной; СУМ – сумматор; УВХ – устройство выборки-хранения; V_i – вычитатели.

В СУНДП МЗОС по каждой фазовой переменной вычисляется корректирующее воздействие

$$u_{tdik} = K_{tdi}(x_{ik} - x_{ik-1}),$$

где x_{ik} – значение i -й фазовой переменной в начале k -го тактового интервала, а x_{ik-1} – в начале $(k-1)$ -го тактового интервала, при $i = 1, 2$. Результирующее корректирующее воздействие вычисляется как сумма

$$u_{tdk} = u_{td1k} + u_{td2k}.$$

В СУНДП МНЦ корректирующее воздействие по i -й фазовой переменной вычисляется как

$$u_{tocik} = K_{toci}(x_{i,k} - x_{zi}),$$

где x_{zi} – задание на i -ю координату неподвижной точки желаемого 1-цикла. Результирующее корректирующее воздействие рассчитывается как

$$u_{tock} = u_{toc1k} + u_{toc2k}.$$

Выбор активной в текущий момент СУНДП осуществляет ключ S , управляемый селектором. Как видно из рис. 1, на вход селектора поступает корректирующий сигнал u_{tock} с выхода СУНДП МНЦ, на основе которого селектор определяет, какая СУНДП

в настоящий момент времени должна быть активна. Для этого с помощью блока М вычисляется модуль сигнала u_{tock} . Далее выходной сигнал блока М поступает на пиковый детектор, который определяет максимум $|u_{tock}|$ за n тактовых интервалов. Снижение частоты изменения $|u_{tock}|$ в n раз по сравнению с частотой ШИМ необходимо для устранения частого переключения ключа S .

Звено с гистерезисом обеспечивает два порога срабатывания. При пересечении выходного сигнала пикового детектора u_{pk} верхнего порога $s_k = 1$ и активна СУНДП МНЦ. При пересечении нижнего порога $s_k = 0$ активизируется СУНДП МЗОС.

Таким образом, можно сделать вывод, что при достаточно большом удалении текущей рабочей точки от заданной неподвижной точки желаемого режима с координатами (x_{13}, x_{23}) активна СУНДП МНЦ, которая обеспечивает перемещение текущей рабочей точки к заданной, а при достаточном приближении к рабочей точке в работу вступает СУНДП МЗОС и обеспечивает ее стабилизацию.

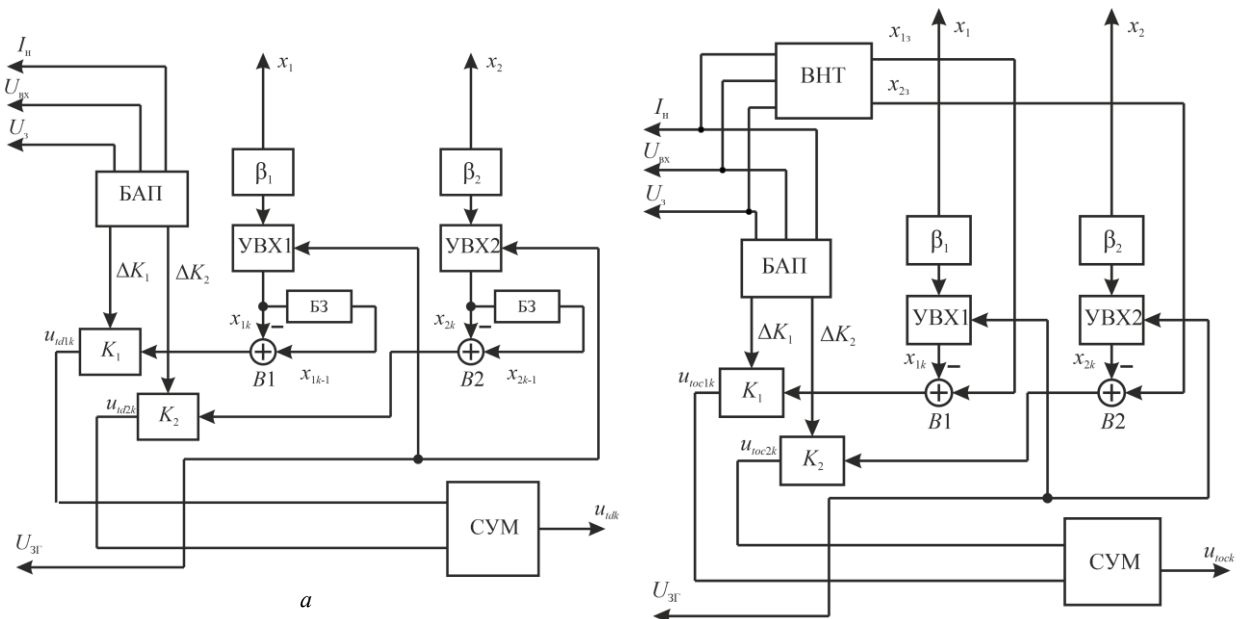


Рис. 2. Системы управления нелинейными динамическими процессами на основе: а – метода с запаздывающей обратной связью; б – метода направления на цель

Математическое описание САУ

Классическая система автоматического управления с обратной связью по среднему значению выходного напряжения непосредственных преобразователей, работающих в режиме прерывистых токов, описывается стробоскопическим отображением вида [13]

$$\begin{aligned} \mathbf{X}_k = \hat{\Psi}(\mathbf{X}_{k-1}) = & e^{A_3(1-z_{k2})a} e^{A_2(z_{k2}-z_{k1})a} e^{A_1 z_{k1} a} \mathbf{X}_{k-1} + \\ & + e^{A_3(1-z_{k2})a} e^{A_2(z_{k2}-z_{k1})a} (e^{A_3(z_{k1})a} - \mathbf{E}) \mathbf{V}_{AB1} + \\ & + e^{A_3(1-z_{k2})a} \left[e^{A_2(z_{k2}-z_{k1})a} - \mathbf{E} \right] \mathbf{V}_{AB2} + \\ & + (e^{A_3(1-z_{k2})a} - \mathbf{E}) \mathbf{V}_{AB3}, \end{aligned}$$

где $\mathbf{X} = [x_1, x_2]^T = [i_L, u_c]^T$; i_L – ток дросселя L ; u_c – напряжение на конденсаторе C ; z_{k1}, z_{k2} – моменты

коммутации в относительном времени на k -м тактовом интервале, где a – длительность тактового интервала; \mathbf{X}_{k-1} – вектор переменных состояния системы в начале k -го тактового интервала; \mathbf{A}_j – матрица системы на j -м участке гладкости; $\mathbf{V}_{ABj} = \mathbf{A}_j^{-1} \mathbf{B}_j$, где \mathbf{B}_j – матрица управления. Матрицы \mathbf{A}_j и вектора \mathbf{B}_j зависят от параметров силовой части и приведены в [13].

На рис. 3 представлены процессы, протекающие на тактовом интервале [1, 3].

При рассмотрении этих процессов будем использовать относительное время z , которое связано с абсолютным временем выражением

$$z = \frac{(t-ka)}{a}.$$

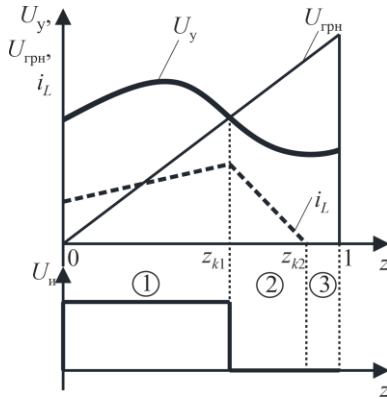


Рис. 3. К пояснению физических процессов на тактовом интервале непосредственного преобразователя напряжения I рода

В пределах k -го тактового интервала z изменяется от 0 до 1.

Структура силовой части на каждом участке внутри тактового интервала (см. рис. 3) определяется состоянием транзистора и диода.

1. Участок 1: $z_{k0} < z < z_{k1}$. Силовой ключ VT открыт, и ток дросселя L (i_L) нарастает по линейному закону. Диод VD закрыт.

2. Участок 2: $z_{k1} < z < z_{k2}$. Силовой ключ закрыт, и ток дросселя L , начиная с момента z_{k1} , снижается, передавая энергию в конденсатор C , через открывшийся диод VD .

3. Участок 3: $z_{k2} < z < z_{k3}$. Ток дросселя L падает до нуля, что ведет к закрытию диода VD , после чего конденсатор разряжается на нагрузку.

Моменты коммутации z_{k1} и z_{k2} могут быть рассчитаны на основе уравнений многообразий переключения [13]

$$\begin{aligned}\xi_{k1}(\mathbf{X}_{tk1}, z_{k1}) &= 0; \\ \xi_{k2}(\mathbf{X}_{tk2}, z_{k2}) &= 0,\end{aligned}$$

где переключающие функции определяются по выражению

$$\begin{aligned}\xi_{k1}(\mathbf{X}_{tk1}, z_{k1}) &= \alpha(U_3 - \beta c_1^T \mathbf{X}_{tk1}(z_{k1})) - U_{rmp,m} z_{k1}; \\ \xi_{k2}(z_{k2}, z_{k1}) &= c_2^T \mathbf{X}_{k2}(\mathbf{X}_{k1}, z_{k1}, z_{k2}),\end{aligned}$$

где \mathbf{X}_{ki} – значения вектора фазовых переменных в i -й точке коммутации внутри такта ($i = 1, 2$); $c_1 = [0; 1]$, $c_2 = [1; 0]$ – постоянные векторы, определяющие компоненту вектора переменных состояния, участвующую в выражениях.

Стробоскопическое отображение для САУ с СУНДП в составе имеет вид

$$\begin{aligned}\mathbf{X}_k &= \hat{\Psi}(\mathbf{X}_{k-1}) = e^{\mathbf{A}_3(1-z_{k2})a} e^{\mathbf{A}_2(z_{k2}-z_{k1}-\Delta z_k)a} \times \\ &\times e^{\mathbf{A}_1(z_{k1}+\Delta z_k)a} \mathbf{X}_{k-1} + e^{\mathbf{A}_3(1-z_{k2})a} e^{\mathbf{A}_2(z_{k2}-z_{k1}-\Delta z_k)a} \times \\ &\times (e^{\mathbf{A}_3(z_{k1}+\Delta z_k)a} - \mathbf{E}) \mathbf{V}_{AB1} + \\ &+ e^{\mathbf{A}_3(1-z_{k2})a} \left[e^{\mathbf{A}_2(z_{k2}-z_{k1}-\Delta z_k)a} - \mathbf{E} \right] \mathbf{V}_{AB2} + \\ &+ (e^{\mathbf{A}_3(1-z_{k2})a} - \mathbf{E}) \mathbf{V}_{AB3},\end{aligned}$$

где Δz_k – приращение коэффициента заполнения на k -ом тактовом интервале.

Указанное приращение может быть найдено на основе выражения

$$\Delta z_k = \frac{\alpha u_{ck}}{U_{rpn,m}},$$

где u_{ck} – корректирующее воздействие (см. рис. 1); $U_{rpn,m}$ – амплитуда пилообразного напряжения; n – размерность системы дифференциальных уравнений, описывающих САУ (в рассматриваемом случае $n = 2$).

Корректирующее воздействие вычисляется как

$$u_{ck} = \begin{cases} u_{tdk}, & \text{при } s_k = 0; \\ u_{tock}, & \text{при } s_k = 1. \end{cases}$$

Функция переключения $\xi_{k1}(\mathbf{X}, z_k)$, определяющая первый момент коммутации силового ключа [13], имеет вид

$$\xi_{k1}(\mathbf{X}, z_{k1}) = \alpha(U_3 - \beta c_1^T \mathbf{X}_{tk1}(z_{k1}) + u_{ck}) - U_{rmp,m} z_{k1}.$$

Важной задачей при проектировании СУНДП является выбор таких коэффициентов K_{loci} и K_{di} , при которых желаемый динамический режим является устойчивым. Данная задача может быть решена с использованием методов оптимизации с ограничениями. Ранее автором для МНЦ и МЗОС в отдельности использовался метод Нелдера–Мида с ограничениями K_{imin} и K_{imax} , задаваемыми эмпирически [10].

Критерием оптимальности в данном случае является достижение целевого значения модуля старшего (максимального) мультипликатора ($\rho_{ст,цел}$) матрицы монодромии желаемого динамического режима, которое должно быть меньше единицы. Под мультипликаторами понимаются собственные числа матрицы монодромии. Матрица монодромии периодического режима рассчитывается по выражению [12]

$$\mathbf{M} = \frac{\partial \hat{\Psi}(\mathbf{X}_{k-1})}{\partial \mathbf{X}_{k-1}},$$

при этом производная находится в неподвижной точке желаемого периодического режима, которая для преобразователя I рода может быть рассчитана по выражениям в [14].

Моделирование системы

В данном разделе представлены результаты моделирования рассматриваемой системы при следующих параметрах: $L = 0,1$ Гн; $C = 1$ мкФ; $R = 10$ Ом; $R_n = 100$ Ом; $\alpha = 56$; $\beta = 0,01$; $U_3 = 5$ В; $U_{rpn,m} = 10$ В; $a = 0,0001$ с. Параметры СУНДП МЗОС: диапазоны поиска оптимальных коэффициентов $K_{imin} = -3$; $K_{imax} = 3$, целевое значение старшего мультипликатора $\rho_{ст,цел} = 0,3$; $\beta_1 = 0,08$; $\beta_2 = 0,03$. Параметры СУНДП МНЦА: $K_{imin} = -3$; $K_{imax} = 3$; $\rho_{ст,цел} = 0,7$; $\beta_1 = 0,08$; $\beta_2 = 0,01$.

Результаты моделирования представлены на рис. 4 в виде карт динамических режимов в пространстве параметров U_3 и α и временных диаграмм. На картах динамических режимов символами Π_{ij} отмечены области существования различных режимов, где символ i – кратность цикла, а символ

j – номер периодического режима с кратностью i на карте. Так, например, $\Pi_{1,1}$ – это область существования желаемого 1-цикла. Области $\Pi_{X,j}$ соответствуют хаотическим режимам функционирования преобразователя ($m \rightarrow \infty$) [15].

На рис. 4, а представлены результаты моделирования системы без применения СУНДП. Из рисунка видно, что области нежелательных режимов имеют значительную площадь, что повышает вероятность их появления при дрейфе входного напряжения $U_{вх}$ или изменения задающего воздействия U_3 .

На рис. 4, б представлены карты динамических режимов для рассматриваемой системы при работе некомбинированной СУНДП МЗОС. Очевидно, что

при применении МЗОС область желаемого режима существенно увеличилась, но при больших значениях задающего воздействия присутствуют области мультистабильности, в которых одновременно устойчивы как желаемый режим, так и нежелательные режимы, что приводит к возможности реализации нежелательных режимов в этих областях. Возможность возникновения таких областей, как упоминалось ранее, является характерной чертой МЗОС.

Результаты моделирования при применении некомбинированной СУНДП МНЦ представлены на рис. 4, в. Из рисунка видно, что применение МНЦ полностью устранило нежелательные режимы в выбранных диапазонах вариации параметров системы.

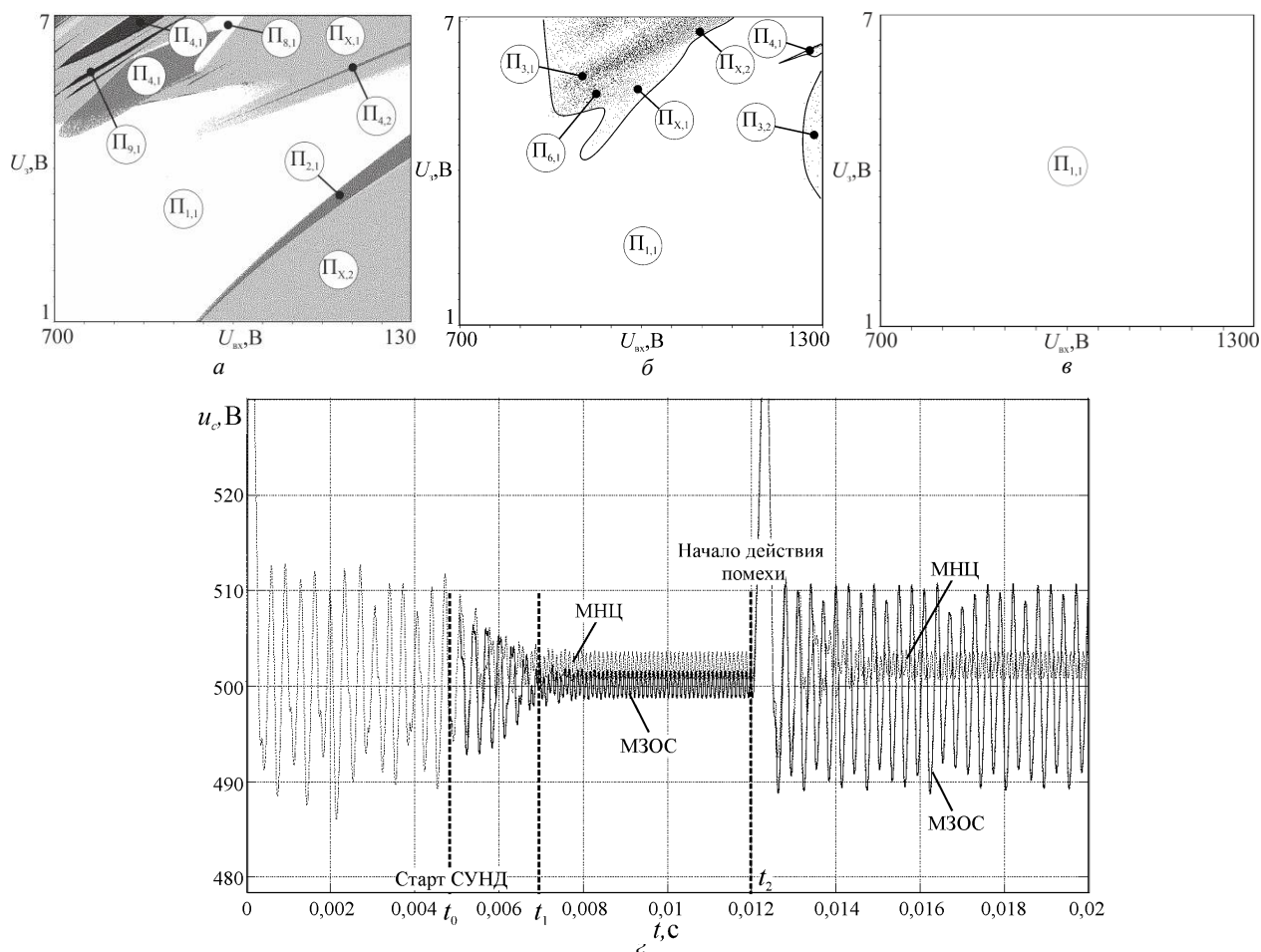


Рис. 4. К пояснению работы особенностей нелинейной динамики непосредственного преобразователя напряжения I рода: а – карта динамических режимов для системы без СУНДП; б – карта динамических режимов для системы СУНД МЗОС; в – карта динамических режимов для СУНДП МНЦ; г – временные диаграммы выходного напряжения преобразователя I рода при использовании МНЦ и МЗОС

Для демонстрации особенностей некомбинированных СУНДП МНЦ и МЗОС рассмотрим временные диаграммы, построенные при $\alpha = 56$, $U_3 = 5,1$ В и представленные на рис. 4, г. Данные диаграммы соответствуют области мультистабильности (см. рис. 4, б). Как видно из рис. 4, в, при использовании МНЦ эта область мультистабильности отсутствует.

На рис. 4, г приведены временные диаграммы, СУНДП МЗОС и СУНДП МНЦ. До момента старта СУНДП в системе реализуется нежелательный ре-

жим и после старта СУНДП в системе устанавливается желаемый 1-цикл. При этом средние значения выходного напряжения несколько отличаются из-за внесения дополнительной ошибки при использовании МНЦ (данная особенность упоминалась ранее). В момент $t = 0,012$ с в систему вводится помеха, что приводит к отклонению системы от желаемого режима. При этом при использовании МНЦ в системе через некоторое время устанавливается желаемый режим, а при использовании МЗОС система перехо-

дит в нежелательный режим, что соответствует упомянутой ранее области мультистабильности (см. рис. 4, б).

На рис. 5 представлены временные диаграммы, позволяющие сравнить работу системы при использовании КСУНДП и некомбинированной СУНДП МНЦ. Как видно из рисунка, в момент t_0 стартует СУНДП МНЦ в составе КСУНДП, поскольку рабочая точка находится вдали от неподвижной точки

желаемого режима. В момент t_1 стартует СУНДП МЗОС в составе КСУНДП и в системе устанавливается желаемый режим. Из рисунка видно, что среднее значение при использовании КСУНДП меньше, чем при использовании некомбинированной СУНДП МНЦ, что говорит о том, что КСУНДП вносит минимальную статическую погрешность в основную систему управления.

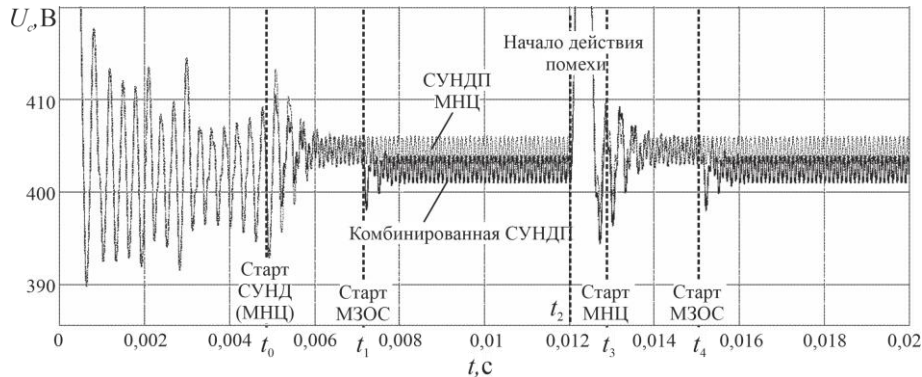


Рис. 5. Временные диаграммы выходного напряжения преобразователя I рода при использовании СУНДП МНЦ и КСУНДП

Введение помех в систему в момент t_2 приводит к кратковременному переходу системы в нежелательный режим и активации в момент t_3 блока СУНДП МНЦ в составе КСУНДП.

В момент t_4 рабочая точка системы приближается на заданное расстояние к желаемой и в работу вступает блок СУНДП МЗОС в составе КСУНДП, и система переходит в желаемый режим в отличие от случая использования некомбинированной СУНДП МЗОС (см. рис. 4, з). При этом статическая ошибка по сравнению с некомбинированной СУНДП МНЦ отсутствует.

Карта динамических режимов КСУНДП полностью соответствует некомбинированной СУНДП МНЦ (см. рис. 4, в), при этом устраняется статическая ошибка, свойственная МНЦ.

Заключение

По результатам исследований можно сделать следующие выводы:

1. Предложена комбинированная система управления нелинейными динамическими процессами, позволяющая использовать достоинства некомбинированных СУНДП МЗОС и СУНДП МНЦ.

2. Предложенная КСУНДП позволяет достичь эффективности некомбинированной СУНДП МНЦ, но при этом обеспечивать статическую точность установки среднего значения выходного напряжения, как и некомбинированная СУНДП МЗОС.

3. Проведено математическое моделирование и выполнен сравнительный анализ результатов для комбинированных и некомбинированных систем и показана эффективность предлагаемой КСУНДП.

Результаты, представленные в работе, получены впервые и могут быть использованы при построении микропроцессорных систем управления не только

преобразователей I рода, но и преобразователей постоянного напряжения с широтно-импульсной модуляцией широкого класса.

Литература

1. Severns R.P. Modern DC-to-DC switchmode power converter circuits / R.P. Severns, G.E. Bloom. – New York: Van Nostrand Reinhold Co, 1985. – 334 p.
2. Михальченко С.Г. Подход к построению адаптивного алгоритма экстремального регулирования мощности в системе солнечной энергетики / С.Г. Михальченко, В.А. Русскин, С.М. Семенов, И.П. Орлянский, Halasz Sandor // Изв. Том. политехн. ун-та. Инжиниринг георесурсов. – 2018. – Т. 329, № 3. – С. 102–112.
3. Михальченко С.Г. Нелинейная динамика полупроводниковых преобразователей / С.Г. Михальченко, А.В. Кобзев, Г.Я. Михальченко, А.И. Андриянов. – Томск: Том. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 2007. – 224 с.
4. Bueno R.S. Application of the OGY method to the control of chaotic DC-DC converters: theory and experiments / R.S. Bueno, J.L.R. Marrero // 2000 IEEE International Symposium on Circuits and Systems. Emerging Technologies for the 21-st Century. Proceedings. – Geneva, Switzerland: Presses Polytech. Univ. Romandes, 2000. – Vol. 2. – P. 369–372.
5. Dragan F. Controlling a chaotic behavior of a current mode-controlled boost converter using Ott-Grebogi-Yorke Method // 2006 IEEE International Conference on Automation, Quality and Testing, Robotics 2006 IEEE International Conference on Automation, Quality and Testing, Robotics. – Cluj-Napoca: IEEE, 2006. – Vol. 1. – P. 118–121.
6. Dragan F. Controlling chaos in a current mode controlled Boost Converter using Ott-Grebogi-Yorke and Derivate methods // Proceedings of the 7th WSEAS International Conference on Automation & Information. – Stevens Point, Wisconsin: World Scientific and Engineering Academy and Society (WSEAS), 2006. – Vol. 1. – P. 118–121.
7. Abbasi A. The TDFC method for control unstable chaotic behaviour in boost converter / A. Abbasi, M. Rostami,

S.H. Fathi, J. Abdollahi, H.R. Abbasi // 2010 International Conference on Computer Applications and Industrial Electronics (ICCAIE). – Kuala-Lumpur, Malaysia: IEEE, 2010. – P. 110–114.

8. Batlle C. Time-delay stabilization of the buck converter / C. Batlle, D. de M. Apljicada // Control of Oscillations and Chaos, 1997. Proceedings, 1997 1-st International Conference. – St. Petersburg: IEEE, 1997. – Vol. 3. – P. 590–593.

9. Control of chaos in a DC-DC boost converter / A.N. Natsheh, N.B. Janson, J.G. Kettleborough // 2008 IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE 2008). – Cambridge, UK: IEEE, 2008. – P. 317–322.

10. Андриянов А.И. Применение адаптивного метода с запаздывающей обратной связью для управления транзисторными преобразователями постоянного напряжения // Вестник МЭИ. – 2015. – № 5. – С. 111–117.

11. Андриянов А.И. Нейросетевая система управления нелинейной динамикой непосредственного понижающего преобразователя напряжения / А.И. Андриянов, Н.А. Краснов // Изв. высш. учеб. завед. Приборостроение. – 2013. – Т. 56, № 12. – С. 33–38.

12. Андриянов А.И. Система управления нелинейной динамикой импульсного преобразователя напряжения со стабилизацией предельного тока / А.И. Андриянов, Н.А. Краснов // Мехатроника. Автоматизация. Управление. – 2015. – Т. 16, № 2. – С. 123–127.

13. Андриянов А.И. Алгоритмы для бифуркационного анализа обобщенной модели преобразователей постоянного напряжения / А.И. Андриянов, Н.М. Булохов // Справочник. Инженерный журнал. – 2013. – № 10. – С. 30–39.

14. Andriyanov A.I. Calculation of fixed points of desired dynamic modes for DC-to-DC converters // 2018 International Conference on Industrial Engineering, Applications and Manufacturing (ICIEAM). – Moscow: IEEE, 2018. – P. 1–5.

15. Андриянов А.И. Исследование нелинейной динамики импульсных преобразователей напряжения. – Брянск: БГТУ, 2016. – 187 с.

16. Кобзев А.В. Метод коммутационно-разрывных и модуляционных функций при анализе процессов в преобразователях частоты / А.В. Кобзев, Г.Я. Михальченко, С.Г. Михальченко, Д.С. Муликов // Доклады ТУСУР. – 2017. – Т. 20, № 3. – С. 203–209.

Андриянов Алексей Иванович

Канд. техн. наук, доцент каф. электронных, радиоэлектронных и электротехнических систем (ЭРЭиЭС) Брянского государственного технического университета (БГТУ)

50-лет Октября, бул., д. 7, г. Брянск, Россия, 241035

ORCID: 0000-0002-4083-040X

Тел.: +7 (483-2) 56-36-02

Эл. почта: mail@ahaos.ru

Andriyanov A.I.

Nonlinear dynamic processes control system for a DC converter of the first kind

In the paper a composite nonlinear dynamic processes control system for DC switching converters of the first kind is being considered. The proposed control system is based on two methods: time-delayed feedback method and target-oriented control.

The advantage of the composite control system is the absence of the weak points specific to the two mentioned methods utilized on a standalone basis, such as possibility of occurrence of multistability domains, which is characteristic of time-delayed feedback method, and addition of static error when using the target-oriented control.

The mathematical simulation of a closed-loop composite automatic control system for manipulating nonlinear dynamic processes has been implemented. The simulation results have proved the efficiency of the control system under consideration. The proposed solution can be realized with the use of a great variety of existing microcontrollers.

Keywords: pulse-width converter, nonlinear dynamics, control system, time-delayed feedback method, target-oriented control, composite control system, desired mode.

doi: 10.21293/1818-0442-2020-23-3-73-80

References

1. Severns R.P., Bloom G.E. Modern DC-to-DC switch-mode power converter circuits. New York, Van Nostrand Reinhold Co, 1985. 334 p.

2. Mikhalchenko S.G., Russkin V.A., Semenov S.M., Orlyanskiy I.P., Sándor Halász *Podhod k postroeniyu adaptivnogo algoritma ekstremalnogo regulirovaniya moshchnosti v sisteme solnechnoj energetiki* [Construction of adaptive algorithm of power extreme control in solar energy system]. *Izvestiya Tomskogo Polytechnicheskogo Universiteta. Inzhiniring geoursurov* [Bulletin of the Tomsk Polytechnic University. Geo Assets Engineering], 2018, vol. 329, no. 3, pp. 102–112 (in Russ.).

3. Kobzev A.V., Mikhalchenko G.Ya., Andriyanov A.I., Mikhalchenko S.G. *Nelineinaya dinamika polyprovodnikovuch preobrazovateley* [Nonlinear dynamics of solid-state converters]. Tomsk, TUSUR, 2007. 224 p. (in Russ.).

4. Bueno R.S., Marrero J.L.R. Application of the OGY method to the control of chaotic DC-DC converters: theory and experiments. *2000 IEEE International Symposium on Circuits and Systems. Emerging Technologies for the 21st Century. Proceedings*. Geneva, Switzerland, Presses Polytech. Univ. Romandes, 2000, vol. 2, pp. 369–372.

5. Dragan F. Controlling a chaotic behavior of a current mode-controlled boost converter using Ott-Grebogi-Yorke Method. *2006 IEEE International Conference on Automation, Quality and Testing, Robotics*. Cluj-Napoca, IEEE, 2006, vol. 1, pp. 118–121.

6. Dragan, F. Controlling chaos in a current mode-controlled Boost Converter using Ott-Grebogi-Yorke and Derivate methods. *Proceedings of the 7th WSEAS International Conference on Automation & Information*, Stevens Point, Wisconsin, World Scientific and Engineering Academy and Society (WSEAS), 2006. pp. 62–65.

7. Abbasi A., Rostami M., Fathi S.H., Abdollahi J., Abbasi H.R. The TDFC method for control unstable chaotic behaviour in boost converter. *2010 International Conference on Computer Applications and Industrial Electronics*. Kuala Lumpur, Malaysia, IEEE, 2010, pp. 110–114.

8. Batlle C., Apljicada M. Time-delay stabilization of the buck converter. *Control of Oscillations and Chaos, 1997 1st International Conference*. St.Petersburg, IEEE, 1997, vol. 3, pp. 590–593.

9. Natsheh A.N., Janson N.B., Kettleborough J.G. Control of chaos in a DC-DC boost converter. *2008 IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE 2008)*. Cambridge, UK, IEEE, 2008, pp. 317–322.

10. Andriyanov A.I. [Application of adaptive time delayed feedback control for transistor power converters]. *Vestnik MEI*, 2015, no. 5, pp. 111–117 (in Russ.).

11. Andriyanov A.I., Krasnov N.A. [Neural network control system of nonlinear dynamics of buck converter]. *Izvestiya vysshikh uchebnykh zavedeniy. Priborostroenie* [Journal of Instrument Engineering], 2013, vol. 56, no. 12, pp. 33–38 (in Russ.).
12. Andriyanov A.I., Krasnov N.A. [Control system nonlinear dynamics switching dc/dc converters voltage with stabilization current limit]. *Mekhatronika. Avtomatizatsiya. Upravlenie*, 2015, vol. 16, no. 2, pp. 123–127 (in Russ.).
13. Andriyanov A.I., Bulokhov N.M. *Algoritmy dlya bifurkacionnogo analiza obobshchennoj modeli preobrazovatelej postoyannogo napryazheniya* [The algorithms for bifurcation analyze the generalized model of dc/dc converters]. *Spravochnik. Inzhenernyi zhurnal* [Handbook. An Engineering journal], 2013, no. 10, pp. 30–39 (in Russ.).
14. Andriyanov A.I. Calculation of fixed points of desired dynamic modes for DC-to-DC converters. *2018 International Conference on Industrial Engineering, Applications and Manufacturing (ICIEAM)*, Moscow, IEEE, 2018, pp. 1–5.
15. Andriyanov, A.I. *Issledovanie nelineinoy dinamiki impulsnykh preobrazovateley napryazheniya* [Investigate of nonlinear dynamics of pulse-width converters]. Bryansk, BSTU, 2016, 187 p. (in Russ.).
16. Kobzev A.V., Mikhailchenko G.Ya., Mikhailchenko S.G., Mulikov D.S. *Metod kommutacionno-razryvnykh i modulyacionnykh funktsij pri analize processov v preobrazovatelyah chastoty* [Method of switching-discontinuous and modulation functions in the analysis of processes in frequency converters]. *Doklady Tomskogo Gosudarstvennogo Universiteta Sistem Upravleniya i Radioelektroniki* [Proceedings of TUSUR University], 2017, vol. 20, no. 3, pp. 203–209 (in Russ.).

Alexey I. Andriyanov

Candidate of Engineering Sciences, Assistant Professor,
Department of Electronics, Radioelectronics
and Electroengineering Systems,
Bryansk State Technical University
7, 50-let Oktyabrya bul., Bryansk, Russia, 241035
ORCID: 0000-0002-4083-040X
Phone: +7 (483-2) 56-36-02
Email: mail@ahaos.ru

УДК 621.314

И.М. Журавлев, А.В. Осипов

Резонансный преобразователь энергии солнечной батареи в системе электропитания малого космического аппарата

Исследована работа резонансного преобразователя энергии солнечной батареи в основных режимах работы системы электропитания малого космического аппарата, таких как режим стабилизации тока заряда аккумуляторной батареи и режим стабилизации выходного напряжения. Получены регулировочные характеристики резонансного бестрансформаторного преобразователя. Разработана его имитационная модель с кодово-импульсным регулированием.

Ключевые слова: последовательный резонансный преобразователь, кодово-импульсное регулирование, бестрансформаторная топология, зарядное устройство, аккумуляторная батарея, солнечная батарея.

doi: 10.21293/1818-0442-2020-23-3-81-85

К системе электропитания (СЭП) малых космических аппаратов (МКА) предъявляются высокие требования к тепловыделению и массе теплоотводящей конструкции, поэтому перспективным направлением являются резонансные преобразователи энергии солнечной батареи (СБ). Данный класс преобразователей сравнительно широко освещен в литературе [1–11], при этом исследования в основном сконцентрированы на способах регулирования с непрерывным изменением параметров импульсов: частотном или широтно-импульсном. Учитывая специфику построения структур СЭП МКА, связанную с низкой точностью стабилизации выходных параметров, можно утверждать о возможности эффективного применения импульсных способов регулирования с дискретным изменением параметров импульса [12, 13], в частности, кодово-импульсного, рассмотренного для преобразователей постоянного напряжения в [12–15].

Особенностью структур СЭП МКА с квазирегулируемой шиной АБ является сложность стабилизации напряжения питания на теновом участке орбиты ввиду отсутствия преобразователя, регулирующего разряд АБ. За время питания МКА от АБ напряжение на стабилизированной шине электропитания может снизиться на (1,5...2,0) В относительно стабилизированного значения (27,0±0,5) В, что ранее являлось недопустимым. Однако современные нагрузки для МКА обладают входными стабилизаторами питания, что позволяет значительно расширить диапазон напряжений шины питания с (27,0±0,5) до (28,5±4,5) В. Это делает перспективным применение буферной структуры и структуры с квазирегулируемой шиной АБ.

Таким образом, в данной работе поставлена цель анализа режимов работы резонансного преобразователя с КИР в составе структуры СЭП МКА с квази-регулируемой шиной АБ.

Структура СЭП МКА и режимы ее работы

Структурная схема СЭП с квазирегулируемой шиной АБ приведена на рис. 1. Положение дискретного ключа К1 определяется состоянием АБ: он замкнут при недостатке заряда АБ и разомкнут при

состоянии полного заряда, что позволяет избежать циклирования АБ.

Первичным источником электроэнергии для МКА является СБ, которая конструктивно состоит из параллельных секций, каждая из которых представляет собой последовательно соединенные фотопреобразователи (ФП). Отличительной особенностью ФП являются нелинейные характеристики (рис. 2), имеющие две основные рабочие области: ветвь тока и ветвь напряжения, сопрягаемые точкой максимальной мощности (ММ).

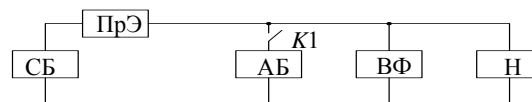


Рис. 1. СЭП с квазирегулируемой шиной АБ:

СБ – батарея солнечная; АБ – аккумуляторная батарея;

ПрЭ – преобразователь энергии солнечной батареи;

ВФ – выходной фильтр; Н – нагрузка

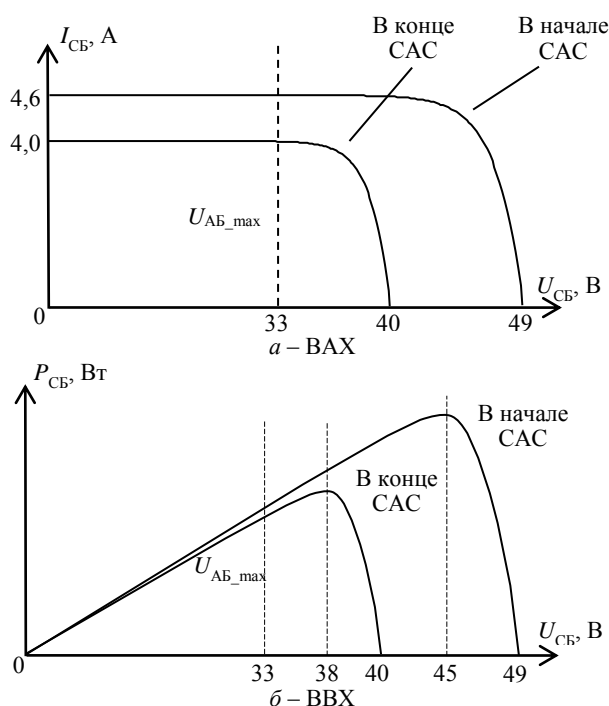


Рис. 2. Характеристики солнечной батареи

Основное влияние на параметры СБ МКА оказывают три фактора: температура ФП, интенсивность падающего излучения и деградации ФП за счет радиационного воздействия. Из-за различных скоростей протекания процессов (скорость изменения освещенности и радиационной деградации значительно ниже скорости изменения температуры) для анализа обычно принимают допущение о постоянной и равномерной освещенности СБ. Кроме того, при рассмотрении удобно сравнивать характеристики СБ в начале и конце срока активного существования (САС).

В связи с существенной сложностью выражений, описывающих ВАХ реальной СБ, применяется упрощенная математическая модель [16], формирующая ВАХ с помощью трех точек:

$$I_{BC} = I_{K3} \left(1 - \left(1 - \frac{I_0}{I_{K3}} \right) \frac{U_{XX} - U_{BC}}{U_{XX} - U_{опт}} \right), \quad (1)$$

где U_{XX} – напряжение холостого хода; I_{K3} – ток короткого замыкания; $I_{опт}$ – ток в точке ММ; $U_{опт}$ – напряжение в точке ММ.

Отличительной особенностью СБ, применяемых в МКА, является выполнение требования

$$U_{опт_min} > U_{AB_max},$$

где $U_{опт_min}$ – напряжение в точке ММ в конце САС; U_{AB_max} – максимальное напряжение АБ.

Данное условие позволяет применять в СЭП МКА преобразователи понижающего характера регулирования.

Моделирование резонансного преобразователя с кодово-импульсным регулированием в режимах стабилизации тока заряда АБ и напряжения нагрузки

Преобразователь энергии СБ может быть выполнен на основе резонансного бестрансформаторного преобразователя с кодово-импульсным регулированием (КИР) (рис. 3, а) [13]. Учитывая, что выходное напряжение определяется напряжением АБ, от преобразователя не требуется высокой точности регулирования, что подтверждает перспективность применения КИР.

Регулирование в преобразователе реализуется по кодово-импульсному принципу, который заключается в изменении интервалов вынужденных $T_{имп}$ и свободных T_0 колебаний на интервале T_M , кратном периоду резонансной частоты [12]. Преобразователь обеспечивает регулирование одной транзисторной диагональю (VT1, VT4), т.е. формирует однополярное КИР. Ток резонансного контура при регулировании показан на рис. 3, б.

Регулировочные характеристики выходных параметров в разных режимах функционирования СЭП МКА можно получить, используя коэффициент передачи преобразователя [13], имеющего линейный характер:

$$K_U = \frac{U_{ВЫХ}}{U_{ВХ}} = \frac{1+\gamma}{2}, \quad (2)$$

где $U_{ВЫХ}$ – выходное напряжение; $U_{ВХ}$ – входное напряжение; γ – относительная длительность импульса.

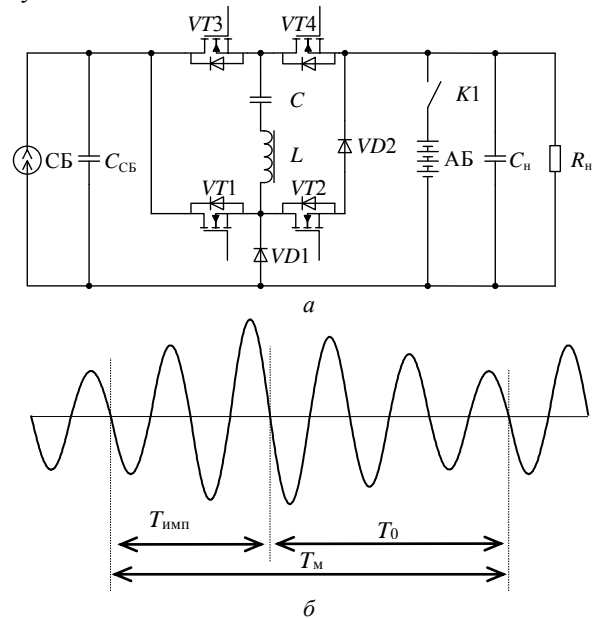


Рис. 3. Бестрансформаторный резонансный преобразователь с однополярным КИР – а; ток резонансного контура при $\gamma = 0,4$ – б

Совместное использование (1) и (2) позволяет получить регулировочные характеристики в разных режимах (рис. 4). Сложная форма ВАХ СБ оказывает влияние на регулировочные характеристики, зарядный ток имеет ярко выраженный экстремум (см. рис. 4, а), как и выходное напряжение (см. рис. 4, б).

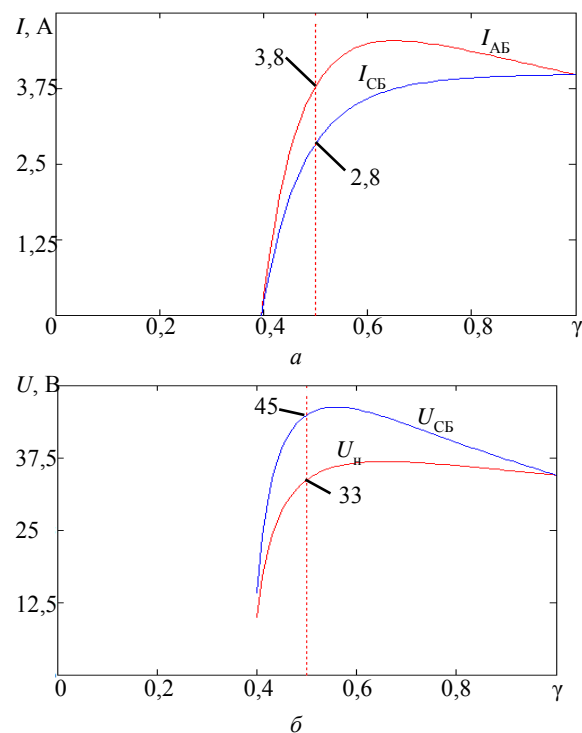


Рис. 4. Регулировочные характеристики преобразователя в конце САС в режиме регулирования: тока заряда при $U_{AB} = 30$ В – а; выходного напряжения при сопротивлении нагрузки 10 Ом – б

В ходе исследования преобразователя была разработана имитационная модель СЭП МКА с квази-регулируемой шиной АБ на основе резонансного преобразователя с кодово-импульсным регулированием в среде Matlab Simulink 2018b. Солнечная батарея реализована с помощью блока «PV Array» со следующими параметрами: $U_{XX} = 42,5$ В, $I_{КЗ} = 14,0$ А, $U_{ОПТ} = 38,2$ В, $I_{ОПТ} = 13,5$ А, температура СБ равна 25 °С, удельная мощность 1 кВт/м². К выходу блока подключен конденсатор $C_{СБ} = 5$ мкФ, имитирующий входную емкость преобразователя. Параметры модели ФП используют данные для ФП TJ Solar Cell 3G30C.

Аккумуляторная батарея реализована с помощью блока «Battery» со следующими параметрами: $U_{НОМ} = 30,0$ В, $C_{НОМ} = 1$ А·ч, уровень заряда батареи равен 90 %. Емкость выходного фильтра МКА, представленного на схеме блоком «СН», равна 2200 мкФ. Фильтр собран из 27 конденсаторов, емкость каждого равна 82 мкФ, последовательное эквивалентное сопротивление (ESR) каждого конденсатора равно $0,5$ Ом.

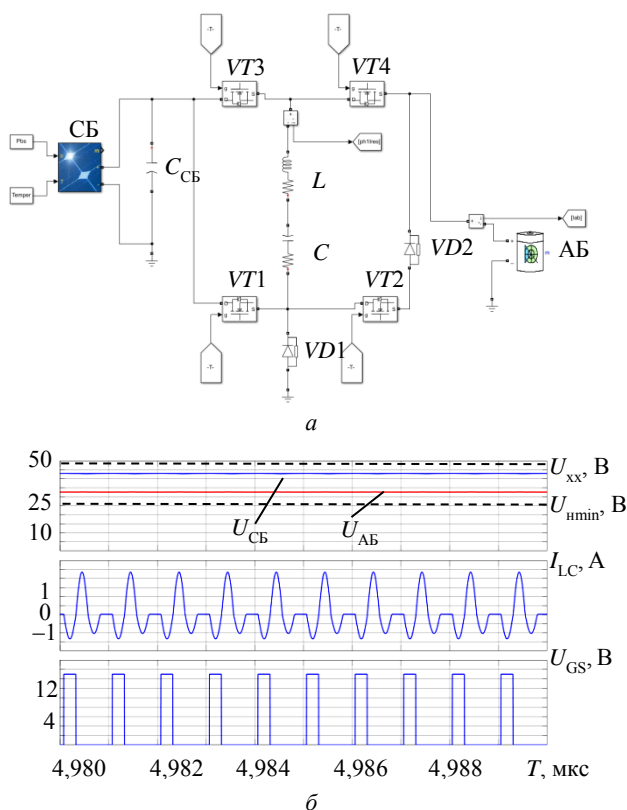


Рис. 5. Имитационная модель при работе в режиме стабилизации тока заряда АБ – а; диаграммы напряжений и токов в конце САС, при $\gamma = 0,5$ – б.

Параметры резонансного контура $L = 30$ мкГн, $C = 84$ нФ обеспечивают резонансную частоту колебательного контура $f = 100$ кГц и волновое сопротивление контура $\rho = 20$ Ом. ESR резонансного дросселя и конденсатора одинаковы и равны 50 мОм. Сопротивление открытого канала транзисторов $VT1$ – $VT5$ равно 40 мОм, транзистор $VT5$ постоянно замкнут и в модели не учитывается, прямое

падение напряжения на диодах равно 1 В. Сопротивление нагрузки равно 10 Ом.

Диаграммы напряжений и токов резонансного преобразователя в режиме стабилизации тока АБ приведены на рис. 5. Диаграммы напряжений и токов резонансного преобразователя в режиме стабилизации напряжения нагрузки приведены на рис. 6.

Из рис. 5, 6 видно, что независимо от режима работы преобразователь работает на ветви напряжения ВАХ СБ. Погрешность совпадения соотношения напряжений СБ и нагрузки (см. рис. 6, б) с регулировочной характеристикой (см. рис. 4, б) не превышает 5% .

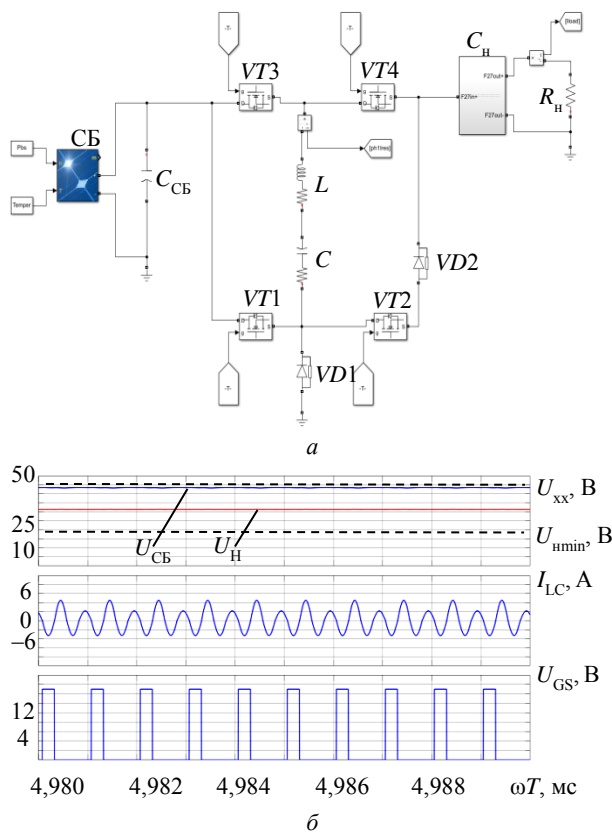


Рис. 6. Имитационная модель при работе в режиме стабилизации напряжения нагрузки – а; диаграммы напряжений и токов в конце САС при $\gamma = 0,5$ – б

Заключение

В ходе работы рассмотрены характеристики резонансного преобразователя с кодово-импульсным регулированием в составе СЭП МКА, работающего в режимах стабилизации тока заряда АБ и стабилизации напряжения нагрузки. Отмечено, что в обоих случаях характеристики имеют экстремум выходной мощности, обусловленный сложной формой ВАХ СБ.

Применение дискретного регулирования для СЭП МКА является перспективным направлением за счет сочетания нескольких условий – низких требований к точности стабилизации выходного напряжения и зарядного тока в СЭП МКА, высокой рабочей частоты преобразователя и произвольного изменения периода регулирования. Это позволяет добиться значительного упрощения схемы и конструк-

ции при практической реализации преобразователя энергии СБ.

Литература

1. Вольтодобавочный последовательный резонансный преобразователь с изменяемой структурой для систем электропитания / А.В. Осипов, Е.В. Ярославцев, Е.Ю. Буркин, В.В. Свиридов // Изв. Том. политехн. ун-та. Инжиниринг георесурсов. – 2018. – Т. 329, № 3. – С. 27–37.

2. Последовательный резонансный преобразователь для систем электропитания от аккумуляторов / А.В. Осипов, В.Н. Школьный, Ю.А. Шиняков, Е.В. Ярославцев, И.С. Шемолин // Доклады ТУСУР. – 2017. – Т. 20, № 2. – С. 103–110.

3. Запольский С.А. Анализ способов реализации мягкого переключения транзисторных ключей повышающего преобразователя для энергосистемы космического аппарата / С.А. Запольский, Е.В. Загородских, В.Н. Школьный, Ю.А. Шиняков // Доклады ТУСУР. – 2016. – Т. 19, № 2. – С. 90–93.

4. Power assessment indices of solar arrays under MPPT and DET methods for spacecraft / Zhang Xuan, Kang Qing, Yu Wentao, Xing Jie, Li Feng, You Xiangang // European Space Power Conference. – 2019. – P. 321–325.

5. Методика оценки энергетической эффективности энергопреобразующей аппаратуры систем электропитания космических аппаратов / М.В. Нестеришин, В.Г. Букреев, Р.В. Козлов, А.В. Журавлев // Доклады ТУСУР. – 2018. – Т. 21, № 1. – С. 112–118.

6. Multiport energy router for satellite based on high-frequency transformer / Kang Qing, Zhang Xuan, Xing Ji, Li Feng, Shi Haiping // European Space Power Conference. – 2019. – P. 305–308.

7. Modeling and power management of a leo small satellite eps / E. Mostacciolo, L. Iannelli, S. Sagnelli, F. Vasca, R. Luisi, V. Stanzone // European Control Conference. – 2018. – P. 2738–2743.

8. Bidirectional dual active bridge series resonant converter with pulse modulation / Z. Pavlovic, J. Oliver, P. Alou, O. Garcia, J. Cobos // 2nd International Conference on Consumer Electronics, Communications and Networks. – 2012. – P. 503–508.

9. Hillers A. Design of a highly efficient bidirectional isolated LLC resonant converter / A. Hillers, D. Christen, J. Biela // 15th International Power Electronics and Motion Control Conference. – 2012. – Vol. 13. – P. 1–8.

10. An AC-link bidirectional DC-DC converter with synchronous rectifier / H. Toshiro, N. Keisuke, K. Takayuki, M. Hirofumi // 36th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society. – 2010. – P. 351–357.

11. Романенко А.С. Энергобаланс в автономной системе электроснабжения с регулятором мощности на основе матричного преобразователя тока солнечной батареи / А.С. Романенко, А.В. Кобзев, В.Д. Семенов // Доклады ТУСУР. – 2013. – № 4(30). – С. 115–119.

12. Сандырев О.Е. Установка высокочастотного индукционного нагрева с кодово-импульсным регулированием для плавки металлов: дис. ... канд. техн. наук. – Томск, 2007. – 147 с.

13. Журавлев И.М. Резонансные преобразователи постоянного напряжения с кодово-импульсным регулированием / И.М. Журавлев, А.В. Осипов // Доклады ТУСУР. – 2020. – Т. 23, № 2. – С. 97–102.

14. Нестеришин М.В. Сравнительный анализ энергетической эффективности энергопреобразующей аппаратуры с параллельным и последовательным регулятором мощности солнечной батареи / М.В. Нестеришин,

Р.В. Козлов, А.В. Журавлев // Доклады ТУСУР. – 2018. – Т. 21, № 3. – С. 98–102.

15. Резонансные конвертеры постоянного тока на основе структур с переключаемыми конденсаторами для автономных систем / Л.Г. Зотов, А.Д. Мехтиев, В.В. Югай, А.Н. Коновалова // Актуальные проблемы современности. – 2015. – Т. 3. – С. 88–91.

16. Шиняков Ю.А. Экстремальное регулирование мощности солнечных батарей автоматических космических аппаратов // Вестник Самар. гос. ун-та. – 2007. – № 1. – С. 123–129.

Журавлев Иван Михайлович

Аспирант каф. ПрЭ ТУСУР
Ленина пр-т, д. 40, г. Томск, Россия, 634050
Тел.: +7-908-021-37-24
Эл. почта: iv_zhuravlev@mail.ru

Осипов Александр Владимирович

Канд. техн. наук, зав. лаб. каф. промышленной электроники (ПрЭ) Томского университета систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР)
Ленина пр-т, д. 40, г. Томск, Россия, 634050
Тел.: +7 (382-2) 41-44-75
Эл. почта: ossan@mail.ru

Zhuravlev I.M., Osipov A.V.

Resonant solar cell energy converter in the power supply system for small spacecraft

The operation of a solar cell resonant converter at operating modes in the power supply system of a small spacecraft is investigated. The resonant converter with pulse-code regulation simulation model has been developed, and the operation point by stabilizing charge current mode and stabilizing output voltage mode is considered. The converter regulating characteristics in various operating modes are obtained.

Keywords: serial resonant converter, pulse-code regulation, transformerless topology, charger devices, storage battery, solar battery.

doi: 10.21293/1818-0442-2020-23-3-81-85

References

1. Osipov A.V., Yaroslavtsev E.V., Burkin E.Y., Sviridov V.V. [Booster series resonant transformer with variable structure for power supply system's]. *Bulletin of the Tomsk Polytechnic University. Geo-Assets Engineering*. 2018, vol. 329, no 2, pp. 27–37 (in Russ.).

2. Osipov A.V., Shcolnyi V.N., Shinyakov Y.A., Yaroslavtsev E.V., Shemolin I.S. [Serial resonance converter for discharge of batteries space vehicles power system]. *Proceedings of TUSUR University*. 2017, vol. 20, no 2, pp. 103–110 (in Russ.).

3. Zapolskiy S.A., Zagorodskikh E.V., Shkolnyi V.N., Shinyakov Yu.A. [Analysis of soft-switching boost-converters for the space-craft's power system]. *Proceedings of TUSUR University*. 2016, vol. 19, no 2, pp. 90–93 (in Russ.).

4. Xuan Zhang, Qing Kang, Wentao Yu, Jie Xing, Feng Li, Xiangang You. Power assessment indices of solar arrays under MPPT and DET methods for spacecraft. *European Space Power Conference*. 2019, pp. 321–325.

5. Nesterishin M.V., Bukreev V.G., Kozlov R.V., Zhuravlev A.V. [Method to estimate the energy efficiency of Power

Conditioning Units in Spacecrafts Electric Power Systems]. *Proceedings of TUSUR University*. 2018, vol. 21, no 1, pp. 112–118 (in Russ.).

6. Qing Kang, Xuan Zhang, Ji Xing, Feng Li, Haiping Shi. Multiport energy router for satellite based on high-frequency transformer. *European Space Power Conference*. 2019, pp. 305–308.

7. Mostacciolo E., Iannelli L., Sagnelli S., Vasca F., Luisi R., Stanzione V. Modeling and power management of a leo small satellite eps. *European Control Conference*. 2018, pp. 2738–2743.

8. Pavlovic Z., Oliver J., Alou P., Garcia O., Cobos J. Bidirectional dual active bridge series resonant converter with pulse modulation. *2nd International Conference on Consumer Electronics, Communications and Networks*. 2012, pp. 503–508.

9. Hillers A., Christen D., Biela J. Design of a highly efficient bidirectional isolated LLC resonant converter. *15th International Power Electronics and Motion Control Conference*. 2012, vol. 13, pp. 1–8.

10. Toshiro H., Keisuke N., Takayuki K., Hirofumi M. An AC-link bidirectional DC-DC converter with synchronous rectifier. *36th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*. 2010, pp. 351–357.

11. Romanenko A.S., Kobzev A.V., Semenov V.D. [Energy balance in autonomous power supply system based on solar battery current matrix converter]. *Proceedings of TUSUR University*. 2013, vol. 30, no 4, pp. 115–119 (in Russ.).

12. Sandyrev O.E. *Ustanovka vysokochastotnogo indukcionnogo nagreva s kodovo-impulsnym regulirovaniem dlya plavki metallov. Dissertacia ... kand. nauk* [High-frequency converter for metal induction heating with code-pulse regulation. Cand. Diss.] Tomsk, 2007. 147 p. (in Russ.).

13. Zhuravlev I.M., Osipov A.V. [Resonant DC-DC Converter with Code-pulse control]. *Proceedings of TUSUR University*. 2020, vol. 23, no 2, pp. 97–102 (in Russ.).

14. Nesterishin M.V., Kozlov R.V., Zhuravlev A.V. [Comparative analysis of energy efficiency of power conditioning units with parallel and serial Solar Array power regulators]. *Proceedings of TUSUR University*. 2018, vol. 21, no 3, pp. 98–102 (in Russ.).

15. Zotov L.G., Mehtiev A.D., Yugay V.V., Konovalova A.N. [Resonant converters DC structure-based switched-capacitor for autonomous systems]. *Actual modern issue*. 2015, vol. 3, pp. 88–91 (in Russ.).

16. Shinaykov Yu.A. [Extremal regulation of automatic space vehiclesolar battery power]. *VESTNIK of Samara University. Aerospace and Mechanical Engineering*. 2007, no 1, pp. 123–129 (in Russ.).

Ivan M. Zhuravlev

Postgraduate Student, TUSUR
40, Lenin pr., 634050, Tomsk, Russia
Phone: +7-908-021-37-24
Email: iv_zhuravlev@mail.ru

Aleksandr V. Osipov

Candidate of Engineering Sciences, Head of Laboratory,
Tomsk State University of Control System
and Radioelectronics (TUSUR)
40, Lenin pr., 634050, Tomsk, Russia
Phone: +7 (382-2) 41-44-75
Email: ossan@mail.ru

УДК 621.396.41

А.А. Столярова, С.Г. Михальченко, В.И. Апасов

Математическая модель резонансного LLC-преобразователя

Представлена математическая численно-аналитическая модель стабилизатора напряжения на основе мостового преобразователя с LLC-резонансным контуром. Рассмотрен алгоритм работы LLC-преобразователя на каждом рабочем интервале. Полученная математическая модель описывает поведение его основных элементов в течение всего рабочего цикла и позволяет проводить исследование нелинейных динамических характеристик силовых устройств данного типа.

Также приведены результаты математического и имитационного моделирования основных параметров LLC-преобразователя, которые подтверждают адекватность представленной математической модели.

Ключевые слова: LLC-преобразователь, резонансный контур, математическое моделирование.

doi: 10.21293/1818-0442-2020-23-3-86-91

Рассматриваемый в данной работе DC-DC-резонансный LLC-преобразователь (рис. 1) является одним из наиболее перспективных схемотехнических решений, позволяющих получить высокую энергоэффективность электронных систем [1–7]. Однако разработка резонансных преобразователей сопряжена со сложностями построения математических моделей. В отличие от моделей непосредственных преобразователей с широтно-импульсной модуляцией, частотная модуляция требует других математических подходов к их разработке и анализу [2, 4].

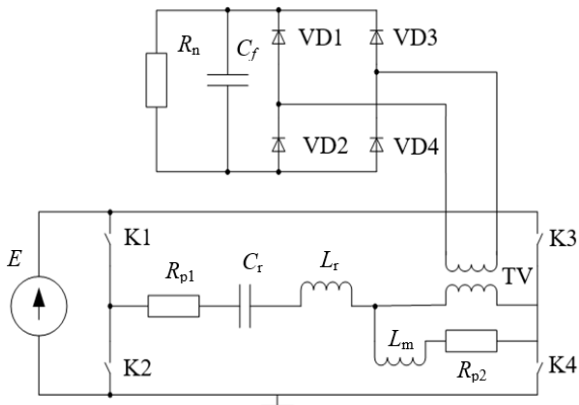


Рис. 1. Схема замещения стабилизатора постоянного напряжения на основе мостового преобразователя с LLC-резонансным контуром

В настоящее время для анализа резонансных преобразователей используется так называемый метод приближения первой гармоники (ФНА), наиболее полно представленный рядом работ [2–5]. К сожалению, данный метод отражает работу резонансного преобразователя только на частотах, близких к частоте последовательного резонанса. Соответственно, для полноты представления динамики преобразователя требуется другой подход для анализа модели данного типа преобразователей в более широком диапазоне частот.

Предлагается численно-математическая модель, позволяющая анализировать работу резонансного LLC-преобразователя во всем диапазоне рабочих частот.

Схема замещения и алгоритм работы LLC-преобразователя

На схеме замещения LLC-преобразователя (см. рис. 1) приняты следующие обозначения: E – входной источник напряжения; $K1$ – $K4$ – идеальные управляемые ключи; индуктивность L_r и емкость C_r образуют резонансный контур совместно с индуктивностью L_m , которая в реальной схеме представляет собой индуктивность намагничивания трансформатора TV . Сопротивление потерь R_{p1} включает в себя суммарные активные потери: сопротивление открытого канала транзисторов, представленных в схеме идеальными ключами; внутреннее сопротивление источника напряжения, потери в проводниках, в том числе в обмотках индуктивности резонансного контура и трансформатора.

Сопротивление R_{p2} учитывает потери в магнитопроводе на гистерезис и вихревые токи. Во вторичной цепи трансформатора – идеальный диодный мост ($VD1$ – $VD4$) с выходным фильтром (емкость C_f) и нагрузкой (сопротивление R_n).

Для анализа работы LLC-преобразователя необходимо знать его коэффициент передачи по напряжению, представляющий собой отношение выходного напряжения ко входному K_U в зависимости от частоты работы преобразователя (рис. 2) [6].

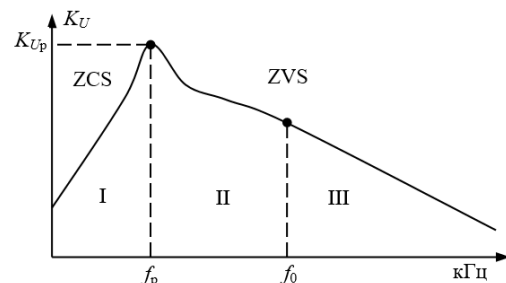


Рис. 2. Частотная характеристика LLC-преобразователя: f_0 – резонансная частота; f_b – частота пикового усиления; K_{Up} – максимальный коэффициент усиления

Поэтому наиболее часто используемым и оправданным принципом управления для резонансного преобразователя является частотная модуляция. Данный принцип управления подробно рассмотрен в работах [1–9].

Рассмотрим в общем виде алгоритм работы LLC-преобразователя, управляемого с помощью частотной модуляции. Система управления выдает в противофазе импульсы на пары ключей К1, К4 и К2, К3 соответственно. Частота работы преобразователя определяется его частотной характеристикой и зависит от входного напряжения и нагрузки. При переключении плечей моста входное напряжение прикладывается в прямой или обратной полярности к резонансному контуру и первичной обмотке трансформатора с рабочей частотой преобразователя, формируя напряжение U_D (рис. 3). Ток первичной обмотки трансформатора I_{TV} равен разности тока резонансного контура I_{Lr} и тока намагничивания I_{Lm} . В момент, когда I_{Lr} становится равным I_{Lm} , ток через трансформатор становится равным нулю и начинается переключение диодов выпрямительного моста, что приводит к изменению полярности напряжения на первичной обмотке трансформатора U_{TV} .

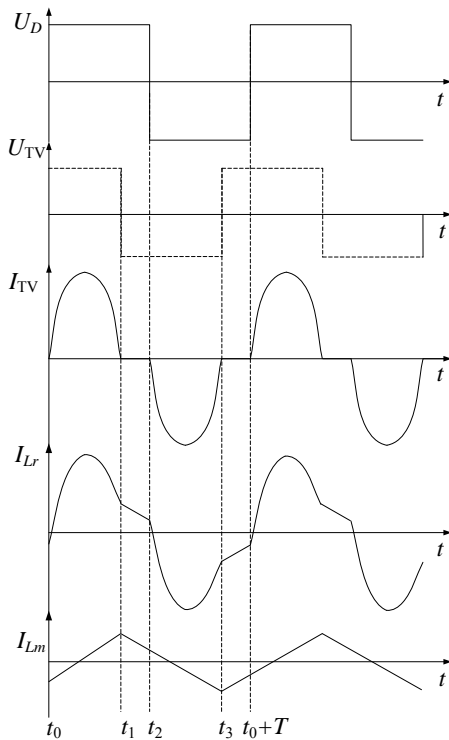


Рис. 3. Сигналы на ключевых элементах LLC-преобразователя

Таким образом, интервалы работы преобразователя будут определяться, с одной стороны, работой системы управления, обеспечивающей переключение плечей моста, а с другой – моментами переключения диодов выпрямительного моста, которые, в свою очередь, определяются сочетанием параметров элементов резонансного контура и значениями входного напряжения и нагрузки преобразователя.

Непрерывная математическая модель данного преобразователя строится на участках непрерывности коммутационной функции и в общем виде представлена выражением

$$\frac{d\mathbf{X}(t)}{dt} = \mathbf{A}\mathbf{X}(t) + \mathbf{B}, \quad (1)$$

где \mathbf{A} – основная матрица системы; \mathbf{B} – матрица, связывающая входные сигналы с переменными состояниями [10].

Вектор неизвестных

$$\mathbf{X}(t) = \{I_{Lr}, U_{Cf}, U_{Cr}, I_{Lm}\},$$

где I_{Lr} – ток резонансного контура; U_{Cr} – напряжение на конденсаторе резонансного контура; U_{Cf} – выходное напряжение; I_{Lm} – ток намагничивания трансформатора.

Рассмотрим работу LLC-преобразователя на каждом тактовом интервале. Для удобства примем коэффициент трансформации равным единице.

Интервал 1 ($t_0; t_1$)

В момент времени t_0 в первичной цепи открываются ключи К1 и К4 и напряжение U_D становится равным E . Во вторичной цепи открыты диоды VD1, VD4 соответственно, напряжение на первичной обмотке трансформатора положительно и равно U_{Cf} (рис. 4). Ток I_{Lm} увеличивается по линейному закону. I_{Lr} начинает изменяться по закону, близкому к синусоидальному. Данный интервал работы преобразователя заканчивается в момент t_1 , когда I_{Lr} становится равным I_{Lm} . Соответственно, I_{TV} становится нулевым, и диоды VD1, VD4 закрываются.

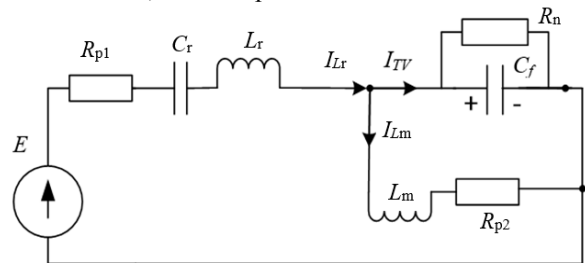


Рис. 4. Схема замещения LLC-преобразователя на интервале 1

В соответствии со схемой замещения составляем уравнения состояний на элементах схемы (2):

$$\begin{cases} L_r \frac{dI_{Lr}}{dt} = -R_{p1}I_{Lr} - U_{Cf} - U_{Cr} + E; \\ C_f \frac{dU_{Cf}}{dt} = I_{Lr} - \frac{U_{Cf}}{R_n} - I_{Lm}; \\ C_r \frac{dU_{Cr}}{dt} = I_{Lr}; \\ L_m \frac{dI_{Lm}}{dt} = U_{Cf} - R_{p2}I_{Lm}. \end{cases} \quad (2)$$

По составленным уравнениям (2) получим матрицу состояния \mathbf{A} и вектор \mathbf{B} преобразователя:

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -\frac{R_{p1}}{L_r} & -\frac{1}{L_r} & -\frac{1}{L_r} & 0 \\ \frac{1}{C_f} & -\frac{1}{C_f R_n} & 0 & \frac{1}{C_f} \\ \frac{1}{C_r} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_m} & 0 & -\frac{R_{p2}}{L_m} \end{bmatrix}; \quad \mathbf{B} = \begin{bmatrix} E \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}.$$

Интервал 2 ($t_1; t_2$)

На данном интервале в момент времени t_1 закрываются диоды VD1, VD4 и открываются диоды VD2, VD3. Напряжение на обмотке трансформатора U_{TV} меняет свою полярность на отрицательную и становится равным минус U_{Cf} (рис. 5).

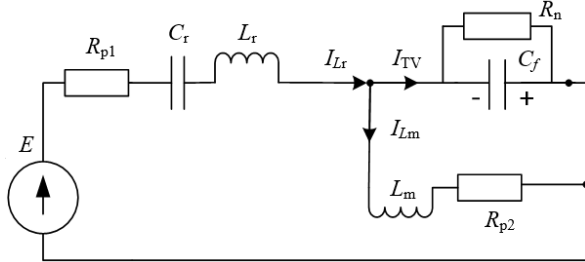


Рис. 5. Схема замещения LLC-преобразователя на интервале 2

На интервале 2 уравнения состояний на элементах схемы матрица **A** и вектор **B** примут вид

$$\begin{cases} L_r \frac{dI_{Lr}}{dt} = -R_{p1}I_{Lr} + U_{Cf} - U_{Cr} + E; \\ C_f \frac{dU_{Cf}}{dt} = -I_{Lr} + \frac{U_{Cf}}{R_n} + I_{Lm}; \\ C_r \frac{dU_{Cr}}{dt} = I_{Lr}; \\ L_m \frac{dI_{Lm}}{dt} = -U_{Cf} - R_{p2}I_{Lm}. \end{cases} \quad (3)$$

$$\mathbf{A2} = \begin{bmatrix} -R_{p1} & 1 & -1 & 0 \\ L_r & L_r & L_r & 0 \\ -1 & 1 & 0 & 1 \\ C_f & C_f R_n & C_f & C_f \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ C_r & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & -R_{p2} \\ L_m & L_m & L_m & L_m \end{bmatrix}; \quad \mathbf{B2} = \begin{bmatrix} E \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}.$$

Интервал 3 ($t_2; t_3$)

В момент времени t_2 закрываются ключи K1, K4 и открываются K2, K3. Напряжение U_D меняет свою полярность и становится равным минус E . Полярность напряжения на трансформаторе не меняется за счет энергии, накопленной в резонансном контуре (рис. 6). В момент времени t_3 ток I_{Lr} становится равным I_{Lm} , а ток I_{TV} становится нулевым, и диоды VD2, VD3 закрываются.

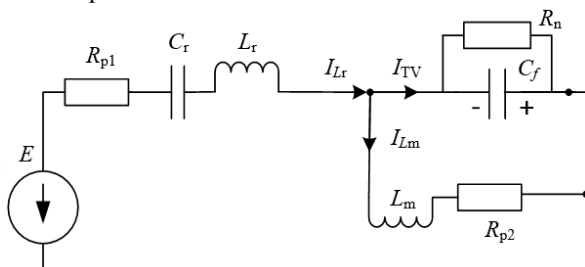


Рис. 6. Схема замещения LLC-преобразователя на интервале 3

По составленным уравнениям состояний на элементах схемы (4) получим матрицу **A** и вектор **B**:

$$\begin{cases} L_r \frac{dI_{Lr}}{dt} = -R_{p1}I_{Lr} + U_{Cf} - U_{Cr} + E; \\ C_f \frac{dU_{Cf}}{dt} = -I_{Lr} + \frac{U_{Cf}}{R_n} + I_{Lm}; \\ C_r \frac{dU_{Cr}}{dt} = I_{Lr}; \\ L_m \frac{dI_{Lm}}{dt} = -U_{Cf} - R_{p2}I_{Lm}. \end{cases} \quad (4)$$

$$\mathbf{A3} = \begin{bmatrix} -R_{p1} & 1 & -1 & 0 \\ L_r & L_r & L_r & 0 \\ -1 & 1 & 0 & 1 \\ C_f & C_f R_n & C_f & C_f \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ C_r & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & -R_{p2} \\ L_m & L_m & L_m & L_m \end{bmatrix}; \quad \mathbf{B3} = \begin{bmatrix} -E \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}.$$

Интервал 4 ($t_3; t_0+T$)

На данном интервале в момент времени t_3 закрываются диоды VD2, VD3 и открываются диоды VD1, VD4. Напряжение на обмотке трансформатора снова становится положительным и равным U_{Cf} . Интервал продолжается до очередного момента переключения ключей t_0+T (рис. 7).

Система уравнений для интервала 4 имеет вид

$$\begin{cases} L_r \frac{dI_{Lr}}{dt} = -R_{p1}I_{Lr} - U_{Cf} - U_{Cr} + E; \\ C_f \frac{dU_{Cf}}{dt} = I_{Lr} - \frac{U_{Cf}}{R_n} - I_{Lm}; \\ C_r \frac{dU_{Cr}}{dt} = I_{Lr}; \\ L_m \frac{dI_{Lm}}{dt} = U_{Cf} - R_{p2}I_{Lm}. \end{cases} \quad (5)$$

Матрица **A** и вектор правой части **B** на интервале 4 имеют вид

$$\mathbf{A4} = \begin{bmatrix} -R_{p1} & -1 & -1 & 0 \\ L_r & L_r & L_r & 0 \\ 1 & -1 & 0 & 1 \\ C_f & C_f R_n & C_f & C_f \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ C_r & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & -R_{p2} \\ L_m & L_m & L_m & L_m \end{bmatrix}; \quad \mathbf{B4} = \begin{bmatrix} -E \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}.$$

Из анализа полученных на каждом интервале матриц видны следующие равенства: **A1** = **A4** (далее **A1**), **A2** = **A3** (далее **A2**), **B1** = **B2** (далее **B1**), **B3** = **B4** (далее **B3**). Таким образом, получены две основные матрицы переменных (**A1**, **A2**) и две матрицы, связывающие входные сигналы с переменными состояниями (**B1**, **B3**), которые описывают работу LLC-пре-

образователя в течение периода T в соответствии с алгоритмом, представленным на рис. 8.

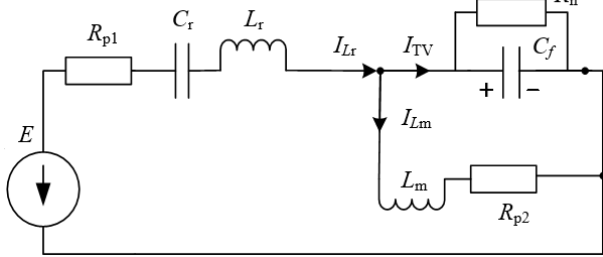


Рис. 7. Схема замещения LLC-преобразователя на интервале 4

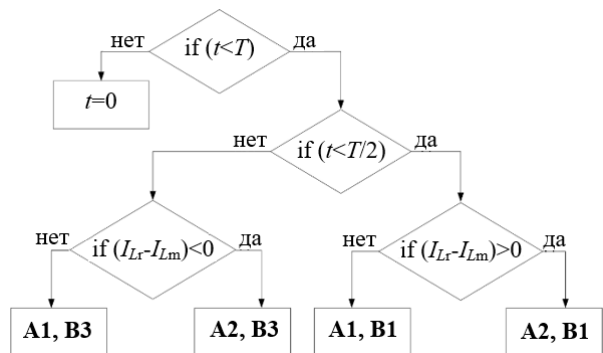


Рис. 8. Алгоритм выбора матриц LLC-преобразователя

Для решения уравнения (1) определим вектор переменных $\mathbf{X}(t)$ на каждом из интервалов 1 – 4 и сведем получившиеся выражения в соответствующую систему уравнений (6) согласно [10]:

$$\begin{cases} \mathbf{X}(t) = e^{\mathbf{A}1(t-t_0)} (\mathbf{X}(t_0) + \mathbf{A}1^{-1} \mathbf{B}1) - \mathbf{A}1^{-1} \mathbf{B}1; \\ \mathbf{X}(t) = e^{\mathbf{A}2(t-t_1)} (\mathbf{X}(t_0) + \mathbf{A}2^{-1} \mathbf{B}1) - \mathbf{A}2^{-1} \mathbf{B}1; \\ \mathbf{X}(t) = e^{\mathbf{A}2(t-t_2)} (\mathbf{X}(t_0) + \mathbf{A}2^{-1} \mathbf{B}3) - \mathbf{A}2^{-1} \mathbf{B}3; \\ \mathbf{X}(t) = e^{\mathbf{A}1(t-t_3)} (\mathbf{X}(t_0) + \mathbf{A}1^{-1} \mathbf{B}3) - \mathbf{A}1^{-1} \mathbf{B}3. \end{cases} \quad (6)$$

Проверка адекватности математической модели LLC-преобразователя

Математическое моделирование разработанной непрерывной модели LLC-преобразователя проводим в программном пакете MatLab, симуляционное моделирование для проверки правильности полученной математической модели проводится в программе схемотехнического моделирования LTSpice [6, 11]. При моделировании используем следующие параметры схемы: $L_r = 18$ мкГн, $L_m = 60$ мкГн, $C_r = 0,24$ мкФ, $n = 1$, $R_{p1} = 18$ мОм, $R_{p2} = 1$ Ом.

Для проверки адекватности полученной математической модели LLC-преобразователя сравним частотные характеристики, полученные в MatLab и LTSpice при разных значениях нагрузки преобразователя (рис. 9).

Из представленных результатов видно, что полученные характеристики имеют форму, аналогичную представленным в источниках [1, 6, 11–15]. Максимальная относительная погрешность при нагрузке 15 Ом составила 9,3%, при нагрузке 10 Ом – 2,4%.

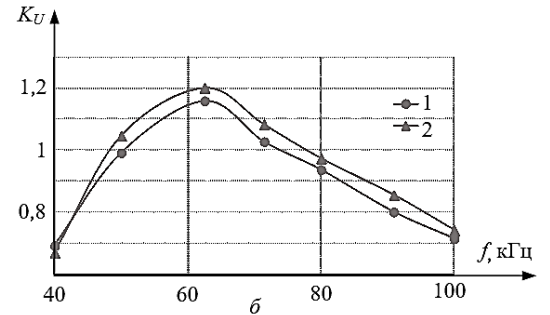
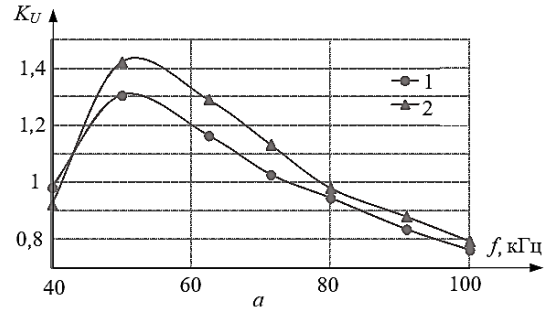


Рис. 9. Частотные характеристики преобразователя $K_U = F(f)$. Входное напряжение $E = 110$ В, нагрузка $R_n = 15$ Ом (а), $R_n = 10$ Ом (б): 1 – по данным симуляционной модели (LTSpice); 2 – по данным математической модели (MatLab)

Известно, что напряжение и ток на резонансных элементах могут значительно превышать входные значения. Соответственно, при разработке и анализе работы LLC-преобразователя необходимо учитывать их амплитудные значения и значения в момент переключения плечей моста. Эпюры напряжения на конденсаторе и тока резонансного контура представлены на рис. 10–13.

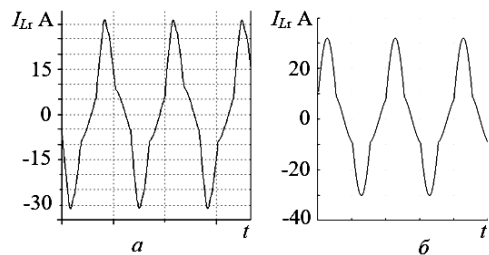


Рис. 10. Эпюры тока, полученные по данным симуляционной модели (а) и математической модели (б), при сопротивлении нагрузки $R_n = 10$ Ом, частоте работы преобразователя $f = 50$ кГц

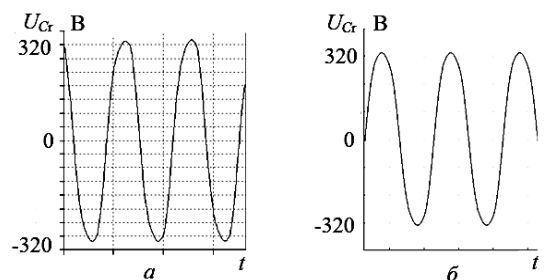


Рис. 11. Эпюры напряжения U_{Cr} , полученные по данным симуляционной модели (а) и математической модели (б), при сопротивлении нагрузки $R_n = 10$ Ом, частоте работы преобразователя $f = 50$ кГц

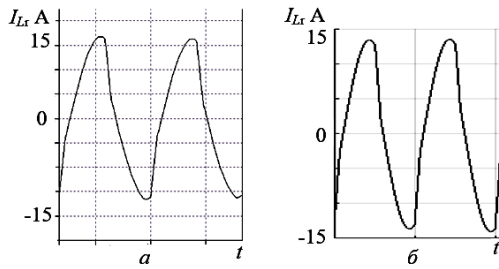


Рис. 12. Эпюры тока I_{Lr} , полученные по данным симуляционной модели (а) и математической модели (б), при сопротивлении нагрузки $R_n = 10$ Ом, частоте работы преобразователя $f = 100$ кГц

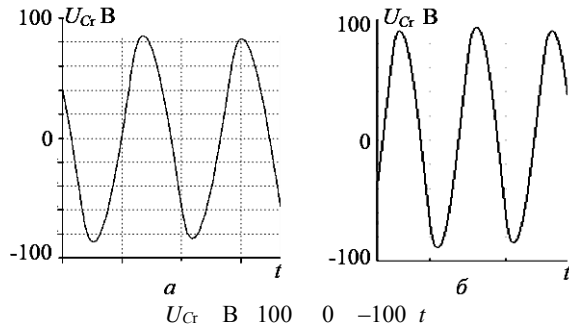


Рис. 13. Эпюры напряжения U_{Cr} , полученные по данным симуляционной модели (а) и математической модели (б), при сопротивлении нагрузки $R_n = 10$ Ом, частоте работы преобразователя $f = 100$ кГц

Выводы

Представленная математическая модель адекватно отражает работу LLC-преобразователя, позволяет вычислять с заданной дискретностью мгновенные значения выходного напряжения, напряжения на конденсаторе резонансного контура, тока резонансного контура, тока намагничивания трансформатора и может быть использована для проведения бифуркационного анализа и анализа частотных характеристик LLC-преобразователя.

С помощью данной математической модели и в результате имитационного моделирования были получены эпюры установившихся режимов работы LLC-преобразователя. При их сравнении относительная погрешность значений коэффициента усиления при различных значениях нагрузки не превышает 10%.

Литература

1. Yang B. Topology investigation of front end DC/DC converter for distributed power system. – PhD. – Blacksburgh, 2003. – 300 p.
2. Расчет полумостового LLC-резонансного преобразователя [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://valvolodin.narod.ru/articles/an4151_ru.pdf, свободный (дата обращения: 22.07.2019).
3. Li X.A. LLC-type dual-bridge resonant converter: analysis, design, simulation and experimental results // Power electronics. – 2014. – Vol. 2, No. 8. – P. 4313–4321.
4. Huang H. Разработка резонансного полумостового LLC-преобразователя [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://valvolodin.narod.ru/articles/slup263_ru.pdf, свободный (дата обращения: 02.07.2019).

5. Ivensky G. Approximate analyses of resonant LLC DC-DC converter / G. Ivensky, S. Bronstein, A. Abramovitz // Power electronics. – 2012. – Vol. 26, No 11. – P. 3274–3284.

6. Stolyarova A.A. Analyses of resonant converters at wide input voltage range / A.A. Stolyarova, S.G. Mikhailchenko // 17th International Conference of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices (EDM). – 2016. – P. 512–517.

7. Soeiro T. Optimal Design of Resonant Converter for Electrostatic Precipitators // The 2010 International Power Electronics Conference. – 2010. – P. 2294–2301.

8. Li X. Analysis and design of high-frequency isolated dual-bridge series resonant DC/DC converter / X. Li, A.K.S. Bhat // Power electronics. – 2010. – Vol. 25, No. 4. – P. 850–862.

9. Feng W. Optimal trajectory control of burst mode for LLC resonant converter / W. Feng, F.C. Lee, P. Mattavelli // Power electronics. – 2013. – Vol. 28, No 1. – P. 457–466.

10. Михальченко Г.Я. Математические модели импульсных систем преобразования энергии / Г.Я. Михальченко, С.Г. Михальченко. – Томск, 2013. – 160 с.

11. Столярова А.А. Моделирование резонансного преобразователя в симуляторе LT-spice / А.А. Столярова, С.Г. Михальченко // VII Междунар. науч.-техн. конф. «Электромеханические преобразователи энергии». – 2015. – С. 228–234.

12. Lee I.-O. Analysis and design of a three-level LLC series resonant converter for High- and wide-input-voltage applications / I.-O. Lee, G.-W. Moon // Power electronics. – 2012. – Vol. 27, No. 6. – P. 2970–2979.

13. The high-efficiency isolated AC-DC converter using the three-phase interleaved LLC resonant converter employing the Y-connected rectifier / Y.-Y. Kim, J.-W. Baek, m.-H. Ryu, J.H. Kim, J.-H. Jung // Power electronics. – 2014. – Vol. 29, No. 8. – P. 4017–4027.

14. Kim J.W. A new LLC series resonant converter with a narrow switching frequency variation and reduced conduction losses / J.W. Kim, G.-W. Moon // Power electronics. – 2014. – Vol. 28, No. 8. – P. 4278–4287.

15. Optimizing the LLC-LC resonant converter topology for wide-output-voltage and wide-output-load applications / R. Beiranvand, M.R. Zolghadri, B. Rashidian, S. M.H. Alavi // Power electronics. – 2011. – Vol. 26, No. 11. – P. 3189–3205.

Столярова Анна Афанасьевна

Инж.-конструктор 2-й кат. АО «НПЦ «Полус»
Кирова прт, 56 в, г. Томск, Россия, 634050
Тел.: +7 (382-2) 60-67-23
Эл. почта: mail2004@ngs.ru

Михальченко Сергей Геннадьевич

Д-р техн. наук, профессор каф.
промышленной электроники (ПрЭ) ТУСУР
Вершинина ул., 74, г. Томск, Россия, 634045
Тел.: +7 (382-2) 41-32-32
Эл. почта: msg@ie.tusur.ru

Апасов Владимир Иванович

Канд. техн. наук, вед. инж.-конструктор
АО «НПЦ «Полус»
Кирова прт, 56 в, г. Томск, Россия, 634050
Тел.: +7 (382-2) 60-67-23
Эл. почта: info@polus-tomsk.ru

Stolyarova A.A., Mikhalechenko S.G., Apasov V.I.

Mathematical model of the LLC resonant converter

The numerical-analytical model of the voltage regulator based on full-bridge LLC resonant converter is proposed in this paper. In the text of the article LLC converters operation algorithm on each working interval is investigated. The proposed mathematical model describes key elements behavior on duty cycle and allows the study of nonlinear dynamic characteristics of these type power converters. Also, the results of mathematical and simulation the modeling main parameters of the LLC converters, which confirm the adequacy of the proposed mathematical model are given.

Keywords: LLC converter, resonant circuit, mathematical modeling.

doi: 10.21293/1818-0442-2020-23-3-86-91

References

1. Yang B. Topology investigation of front end DC/DC converter for distributed power system: Ph.D, Blacksburgh, 2003, 300 p.
2. Design half-bridge LLC resonant converter. (In Russ.) Available at: http://valvolodin.narod.ru/articles/an4151_ru.pdf (Accessed: July 22, 2019).
3. Li X.A. LLC-type dual-bridge resonant converter: analysis, design, simulation and experimental results. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2014, vol. 2, no. 8, pp. 4313–4321.
4. Huang H. Design of the resonant half-bridge LLC-converter (in Russ.), Available at: http://valvolodin.narod.ru/articles/slup263_ru.pdf (Accessed: July 02, 2019).
5. Ivensky G. Bronstein S. Abramovitz A. Approximate analyses of resonant LLC DC-DC converter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2012, vol. 26, no. 11, pp. 3274–3284.
6. Stolyarova A.A. Mikhalechenko S.G. Analyses of resonant converters at wide input voltage range. *17th International Conference of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices (EDM)*, Novosibirsk, 2016, pp. 512–517.
7. Soeiro T. Optimal Design of Resonant Converter for Electrostatic Precipitators. *The 2010 International Power Electronics Conference*, Sapporo, Japan, 2010, pp. 2294–2301.
8. Li X., Bhat A.K.S. Analysis and design of high frequency isolated dual-bridge series resonant DC/DC converter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2010, vol. 25, № 4, pp. 850–862.
9. Feng W., Lee F.C., Mattavelli P. Optimal trajectory control of burst mode for LLC resonant converter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2013, vol. 28, no. 1, pp. 457–466.
10. Mikhalechenko G.Y., Mikhalechenko S.G. *Matematicheskie modeli sistem preobrazovaniya* [Mathematical models of converter system]. Tomsk, 2013, 160 p. (in Russ.).
11. Stolyarova A.A. Mikhalechenko S.G. *Modelirovanie resonansnogo preobrazovatelya v simulyatore LTspice*. [Modelling a resonant converter in LTspice simulator], VII Mejdunar. nauch.-tehn. konf. «Elektromehaniicheskie preobrazovately energii» [*Electromechanical Power Converters*], 2015, pp. 228–234 (in Russ.).
12. Lee I.-O., Moon G.-W. Analysis and design of a three-level LLC series resonant converter for High- and wide-input-voltage applications. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2012, vol. 27, no. 6, pp. 2970–2979.
13. Kim Y.-Y., Baek J.-W., Ryu M.-H., Kim J.H., Jung J.-H. The high-efficiency isolated AC-DC converter using the three-phase interleaved LLC resonant converter employing the Y-connected rectifier. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2014, vol. 29, no. 8, pp. 4017–4027.
14. Kim J.W., Moon G.-W. A new LLC series resonant converter with a narrow switching frequency variation and reduced conduction losses. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2014, vol. 28, no. 8, pp. 4278–4287.
15. Beiranvand R., Zolghadri M.R., Rashidian B., Alavi M.H. Optimizing the LLC-LC resonant converter topology for wide-output-voltage and wide-output-load applications. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2011, vol. 26, no. 11, pp. 3189–3205.

Anna A. Stolyarova

Engineer-designer Stock Company
«Scientific & Industrial Centre «Polyus»
56 v, Kirova pr., Tomsk, Russia, 634050
Phone: +7 (382-2) 60-67-23
Email: mail2004@ngs.ru

Sergey G. Mikhalechenko

Doctor of Engineering Sciences, Professor,
Department of Industrial Electronics, Tomsk State University
of Control Systems and Radioelectronics (TUSUR)
74, Verzhinina st., Tomsk, Russia, 634045
Phone: +7 (382-2) 41-32-32
Email: msg@ie.tusur.ru

Vladimir I. Apasov

Engineer-designer Stock Company
«Scientific & Industrial Centre «Polyus»
56 v, Kirova pr., Tomsk, Russia, 634050
Phone: +7 (382-2) 60-67-23
Email: info@polus-tomsk.ru

Требования к подготовке рукописей статей,

представляемых для публикации в журнале

«Доклады Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники»

1. Электронный вариант статьи должен быть представлен в виде файла, названного по-русски фамилией первого автора, на дискете или диске в формате Word 2003–2016. Предпочтительнее представить его по электронной почте.

2. Оригинал на бумажном носителе должен полностью соответствовать электронному варианту.

3. Статья должна иметь (в порядке следования): УДК; И.О. Фамилии авторов; заглавие; аннотация (не реферат); ключевые слова; основной текст статьи; список библиографий под подзаголовком «Литература»; сведения об авторах; далее на английском языке: Фамилии авторов И.О., заглавие статьи, аннотацию, ключевые слова. Сведения об авторах включают в себя фамилию, имя, отчество, ученую степень, ученое звание, должность, место работы, телефон, электронный адрес.

4. Текст статьи должен быть размещен в две колонки без принудительных переносов через один интервал шрифтом Times New Roman 10 кегля на одной стороне листа белой писчей бумаги формата А4, без помарок и вставок. Для облегчения форматирования прилагается **шаблон статьи**, который размещен на сайте: journal.tusur.ru. Размер статьи со всеми атрибутами должен быть, как правило, не более пяти страниц.

5. Одни и те же символы в тексте, формулах, таблицах и рисунках должны быть единообразными по написанию. Русские буквы и греческие символы набираются прямым шрифтом, а переменные, обозначенные латинскими – курсивом, кроме слов, их сокращений, имен функций, программ, фирм и химических формул.

6. Формулы должны быть набраны в формульном редакторе (MathType) программы Word. Русские буквы, греческие символы, математические знаки (+, –, ×, ∈, =, скобки, ...) и цифры всегда набираются прямым не жирным шрифтом, а переменные (и кривые на графиках), обозначенные латинскими буквами или цифрами – курсивом, кроме англ. слов, их сокращений, имен функций, программ, фирм и химических формул (const, input; $\sin x(t_1)$; U_{in} ; $I_{вх}$; T_z ; β_2 ; H_2O , Adobe Acrobat, Cisco и т.д.); векторные величины – жирным, прямо (не курсив) – A_1 , $M(f)$, β_x . Шаблоны для набора формул необходимо взять на сайте из шаблона статьи.

7. Все употребляемые обозначения и сокращения должны быть пояснены.

8. Единицы измерения физических величин должны соответствовать Международной системе единиц (СИ) и написаны по-русски через пробел (х, ГГц; 20 ГГц; T , град; $7^\circ C$). Десятичные числа пишутся через запятую (не точку).

9. Таблицы и рисунки должны иметь тематические заголовки (не повторяющие фразы-ссылки на них в тексте). (Рис. 1. Название рисунка; Таблица 1.

Название таблицы). Большие блоки расшифровки условных обозначений лучше приводить в тексте. Подписи и надписи на рис. – Times New Roman, 9 пт (после масштабирования), не жирным, не курсивом, переменные – так же как и в тексте. На все рисунки и таблицы должны быть ссылки в тексте (... на рис. 3, ... в табл. 2).

10. Рисунки и фотографии должны быть **черно-белыми**, четкими, контрастными, аккуратными, сгруппированными. Графики – не жирно, сетка – четко. Единицы измерения – на русском. Десятичная запятая (не точка). Рисунки могут быть выполнены в программах CorelDraw, Illustrator, Word, Visio и должны давать возможность внесения исправлений.

11. Иллюстрации, должны быть разрешением не менее 600 dpi. Масштаб изображения – 8 или 16,7 см по ширине (при условии читаемости всех надписей, выполненных шрифтом Times New Roman, после масштабирования – 9 кегль).

12. На все источники, указанные в списке литературы, должны быть ссылки по тексту (нумерация в порядке упоминания, например, [1, 2], [5–7]). Описание источников должно соответствовать ГОСТ 7.1–2003 и ГОСТ Р 7.0.5–2008 и содержать всю необходимую для идентификации источника информацию, а именно: *для неперiodических изданий* – фамилию и инициалы автора, полное название работы, место издания, название издательства, год издания, количество страниц; *для периодических изданий* – фамилию, инициалы автора, полное название работы, название журнала, год выпуска, том, номер, номера страниц (см. примеры оформления библиографий).

Бумажный вариант рукописи статьи должен быть подписан авторами и (для сторонних авторов) иметь сопроводительное письмо на бланке организации.

Плата за публикацию рукописей не взимается.

Материальные претензии авторов, связанные с распространением материалов их статей после опубликования, не принимаются.

Авторы несут полную ответственность за содержание статей и за последствия, связанные с их публикацией.

Контактная информация

Адрес: 634050, Томск, пр. Ленина, 40.

Эл. почта: vnmas@tusur.ru. Тел.: +7 (382-2) 51-21-21

