

ИНФОКОММУНИКАЦИОННЫЕ и РАДИОЭЛЕКТРОННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ

2022

Том 5

№ 1

Журнал основан в 2018 г.
Выходит 4 раза в год

Почетный главный редактор

Гуляев Юрий Васильевич — научный руководитель Института радиотехники и электроники им. В. А. Котельникова РАН, академик, член Президиума РАН (Москва, Россия)

Главный редактор

Вольвач Александр Евгеньевич — доктор физико-математических наук, заместитель директора по научной работе федерального государственного бюджетного учреждения науки «Крымская астрофизическая обсерватория РАН» (Крым, Россия)

Редакционная коллегия

Абрамов Игорь Иванович — доктор физико-математических наук, профессор кафедры микро- и нанoeлектроники, заведующий научно-исследовательской лабораторией «Физика приборов микро- и нанoeлектроники» Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники (Минск, Беларусь)

Громов Дмитрий Викторович — доктор технических наук, профессор отделения нанотехнологий в электронике, спинтронике и фотонике офиса образовательных программ, главный научный сотрудник центра экстремальной прикладной электроники институт нанотехнологий в электронике, спинтронике и фотонике Национального исследовательского ядерного университета «МИФИ» (Москва, Россия)

Ермолов Павел Петрович — кандидат технических наук, заведующий базовой кафедрой «Инновационная радиоэлектроника» Института радиоэлектроники и информационной безопасности федерального государственного бюджетного образовательного учреждения высшего образования «Севастопольский государственный университет» (Севастополь, Россия) — заместитель главного редактора

Иванов Вячеслав Элизбарович — доктор технических наук, профессор, заведующий кафедрой радиоэлектроники и телекоммуникаций Института радиоэлектроники и информационных технологий — РТФ федерального государственного автономного образовательного учреждения высшего образования «Уральский федеральный университет имени первого Президента России Б. Н. Ельцина» (Екатеринбург, Россия)

Калошин Вадим Анатольевич — доктор физико-математических наук, заведующий лабораторией «Электродинамика композиционных сред и структур» Института радиотехники и электроники им. В. А. Котельникова РАН, профессор кафедры «Радиотехника и системы управления» федерального государственного автономного образовательного учреждения высшего образования «Московский физико-технический институт — национальный исследовательский университет» (Москва, Россия)

Кураев Александр Александрович — доктор физико-математических наук, профессор кафедры информационных радиотехнологий Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники (Минск, Беларусь)

Носков Владислав Яковлевич — доктор технических наук, профессор кафедры радиоэлектроники и телекоммуникаций Института радиоэлектроники и информационных технологий — РТФ федерального государственного автономного образовательного учреждения высшего образования «Уральский федеральный университет имени первого Президента России Б. Н. Ельцина» (Екатеринбург, Россия)

Обухов Илья Андреевич — доктор физико-математических наук, заместитель генерального директора по научной работе НПП «Радиотехника» (Москва, Россия)

Пестриков Виктор Михайлович — доктор технических наук, профессор кафедры аудиовизуальных систем и технологий федерального государственного бюджетного образовательного учреждения высшего образования «Санкт-Петербургский государственный институт кино и телевидения» (Санкт-Петербург, Россия)

Пестряков Александр Валентинович — доктор технических наук, профессор, заведующий кафедрой «Радиооборудование и схемотехника», руководитель научно-исследовательского отдела «Радиотехнические системы и устройства» федерального государственного бюджетного образовательного учреждения высшего образования «Московский технический университет связи и информатики» (Москва, Россия)

Совлуков Александр Сергеевич — доктор технических наук, профессор, главный научный сотрудник Института проблем управления им. В. А. Трапезникова РАН (Москва, Россия)

Старостенко Владимир Викторович — доктор физико-математических наук, заведующий кафедрой радиофизики и электроники Физико-технического института федерального государственного автономного образовательного учреждения высшего образования «Крымский федеральный университет имени В. И. Вернадского» (Симферополь, Россия)

Широков Игорь Борисович — доктор технических наук, профессор кафедры «Электронная техника» Института радиоэлектроники и информационной безопасности федерального государственного образовательного учреждения высшего образования «Севастопольский государственный университет» (Севастополь, Россия)

Международный редакционный совет

Афонин Игорь Леонидович — доктор технических наук, профессор, заведующий кафедрой «Радиоэлектронные системы и технологии» Института радиоэлектроники и информационной безопасности федерального государственного бюджетного образовательного учреждения высшего образования «Севастопольский государственный университет» (Севастополь, Россия)

Богуш Вадим Анатольевич — доктор физико-математических наук, профессор, ректор Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники (Минск, Беларусь)

Iceev Dimov Stojce — professor at Durban University of Technology (South Africa)

Nemai Chandra Karmakar — associate professor at Department of Electrical and Computer Systems Engineering Monash University (Australia)

Нечаев Владимир Дмитриевич — доктор политических наук, профессор РАО, ректор федерального государственного бюджетного образовательного учреждения высшего образования «Севастопольский государственный университет» (Севастополь, Россия)

Новиков Владимир Витальевич — доктор технических наук, профессор кафедры ракетного вооружения надводных кораблей федерального государственного бюджетного военного образовательного учреждения высшего образования «Черноморское высшее военно-морское ордена Красной Звезды училище имени П. С. Нахимова» (Севастополь, Россия)

Содержание

Физические науки (1.3)

Вольвач А. Е., Вольвач Л. Н., Ларионов М. Г. Обнаружение плотных скоплений источников мазера водяного пара во время мощных вспышек в комплексе IRAS 16293-2422	1
---	---

Электроника, фотоника, приборостроение и связь (2.2)

Дмитриев А. С., Ефремова Е. В., Ицков В. В., Петросян М. М., Рыжов А. И. Сверхширокополосная радиосвязь на основе хаотических радиоимпульсов в метровом и дециметровом диапазоне	25
Богданов С. А. Применение нейронных сетей при построении нелинейных моделей полевых транзисторов	45
Богомолова Е. А., Галдецкий А. В., Савин А. Н. Планарные замедляющие системы для ЛБВ миллиметрового диапазона длин волн	54
Алыбин В. Г., Сёмочкин А. С., Рожков В. М., Авраменко С. В. Особенности конструкции усилителей СВЧ мощности для служебных систем космических аппаратов	70
Груша А. В., Крутов А. В., Ребров А. С. Метод построения МИС СВЧ ограничителей мощности для повышения порога сгорания	79
A. V. Galdetskiy, On Prospects of Output Power Increasing in Low-Voltage Multibeam Klystrons for Electron Accelerators	93
Hongzhu Xi, Pengkang Wang, Chunhua Bao, and Yongming Liu, The Research on Backward Wave Oscillator with Wide Tunable Bandwidth and High Power	101
Qingdong Deng, Qijia Guo, Rui Li, Guangyuan Yang, Yan Liu, and Zhaochang He, Non-Thermal Air Arc Plasma Assisted Biomass Gasification	108

История науки и техники (5.6.6)

Пестриков В. М. Проблемы дальней телефонии на рубеже 19 и 20 веков и поиски их решения	117
---	-----

INFOCOMMUNICATIONS and RADIO TECHNOLOGIES

2022

Vol. 5

No. 1

The journal was founded in 2018
Published 4 times a year

Honorary Chief Editor

Gulyaev Yury Vasilievich – Scientific Director of the Institute of Radio Engineering and Electronics named after V. A. Kotelnikov RAS, academician, member of the Presidium of the RAS (Moscow, Russia)

Editor in Chief

Volvach Alexander Evgenievich – Doctor of Physical and Mathematical Sciences, Deputy Director for Research of the Federal State Budgetary Institution of Science “Crimean Astrophysical Observatory of the Russian Academy of Sciences” (Crimea, Russia)

Editorial Board

Abramov Igor Ivanovich – Doctor of Physical and Mathematical Sciences, Professor of the Department of Micro- and Nanoelectronics, Head of the Research Laboratory “Physics of Micro- and Nanoelectronics Devices” of the Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics (Minsk, Belarus)

Gromov Dmitry Viktorovich – Doctor of Technical Sciences, Professor of the Department of Nanotechnologies in Electronics, Spintronics and Photonics of the Office of Educational Programs, Chief Researcher of the Center for Extreme Applied Electronics Institute of Nanotechnologies in Electronics, Spintronics and Photonics of the National Research Nuclear University “MEPhI” (Moscow, Russia)

Yermolov Pavel Petrovich – Candidate of Technical Sciences, Head of the Basic Department “Innovative Radio Electronics” of the Institute of Radio Electronics and Information Security of the Federal State Budgetary Educational Institution of Higher Education “Sevastopol State University” (Sevastopol, Russia) – Deputy Editor-in-Chief

Ivanov Vyacheslav Elizbarovich – Doctor of Technical Sciences, Professor, Head of the Department of Radio Electronics and Telecommunications of the Institute of Radio Electronics and Information Technologies – RTF of the Federal State Autonomous Educational Institution of Higher Education “Ural Federal University named after the first President of Russia B. N. Yeltsin” (Ekaterinburg, Russia)

Kaloshin Vadim Anatolyevich – Doctor of Physical and Mathematical Sciences, Head of the Laboratory “Electrodynamics of Composite Media and Structures” of the Institute of Radio Engineering and Electronics named after V. A. Kotelnikov RAS, Professor of the Department of Radio Engineering and Control Systems of the Federal State Autonomous Educational Institution of Higher Education “Moscow Institute of Physics and Technology – National Research University” (Moscow, Russia)

Kuraev Aleksandr Aleksandrovich – Doctor of Physical and Mathematical Sciences, Professor of the Department of Information Radio Technologies of the Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics (Minsk, Belarus)

Noskov Vladislav Yakovlevich – Doctor of Technical Sciences, Professor of the Department of Radio Electronics and Telecommunications of the Institute of Radio Electronics and Information Technologies – RTF of the Federal State Autonomous Educational Institution of Higher Education “Ural Federal University named after the first President of Russia B. N. Yeltsin” (Ekaterinburg, Russia)

Obukhov Ilya Andreevich – Doctor of Physical and Mathematical Sciences, Deputy General Director for Research, Radiotekhnika Co. (Moscow, Russia)

Pestrikov Victor Mikhailovich – Doctor of Technical Sciences, Professor of the Department of Audiovisual Systems and Technologies of the Federal State Budgetary Educational Institution of Higher Education “St. Petersburg State Institute of Film and Television” (St. Petersburg, Russia)

Pestryakov Alexander Valentinovich – Doctor of Technical Sciences, Professor, Head of the Department of Radio Equipment and Circuitry, Head of the Research Department of Radio Engineering Systems and Devices of the Federal State Budgetary Educational Institution of Higher Education “Moscow Technical University of Communications and Informatics” (Moscow, Russia)

Sovlukov Alexander Sergeevich – Doctor of Technical Sciences, Professor, Chief Researcher of the Institute of Control Problems named after V. A. Trapeznikov RAS (Moscow, Russia)

Starostenko Vladimir Viktorovich – Doctor of Physical and Mathematical Sciences, Head of the Department of Radiophysics and Electronics of the Physico-Technical Institute of the Federal State Autonomous Educational Institution of Higher Education “Crimean Federal University named after V. I. Vernadsky” (Simferopol, Russia)

Shirokov Igor Borisovich – Doctor of Technical Sciences, Professor of the Department of Electronic Engineering of the Institute of Radio Electronics and Information Security of the Federal State Budgetary Educational Institution of Higher Education “Sevastopol State University” (Sevastopol, Russia)

International Editorial Council

Afonin Igor Leonidovich – Doctor of Technical Sciences, Professor, Head of the Department “Radioelectronic Systems and Technologies” of the Institute of Radioelectronics and Information Security of the Federal State Budgetary Educational Institution of Higher Education “Sevastopol State University” (Sevastopol, Russia)

Bogush Vadim Anatolyevich – Doctor of Physical and Mathematical Sciences, Professor, Rector of the Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics (Minsk, Belarus)

Ilcev Dimov Stojce – Professor at Durban University of Technology (South Africa)

Nemai Chandra Karmakar – Associate Professor at Department of Electrical and Computer Systems Engineering Monash University (Australia)

Nechaev Vladimir Dmitrievich – Doctor of Political Sciences, Professor of the Russian Academy of Education, Rector of the Federal State Budgetary Educational Institution of Higher Education “Sevastopol State University” (Sevastopol, Russia)

Novikov Vladimir Vitalievich – Doctor of Technical Sciences, Professor of the Department of Missile Weapons of Surface Ships of the Federal State Budgetary Military Educational Institution of Higher Education “Black Sea Higher Naval Order of the Red Star School named after P. S. Nakhimov” (Sevastopol, Russia)

Address:

Sevastopol State University
33, Universitetskaya str., Sevastopol, 299053, Russian Federation
E-mail: icrt.mail@mail.ru
Website: <http://icrtjournal.com>

Contents

Physical sciences

- A. E. Volvach, L. N. Volvach, and M. G. Larionov**, Detection of Dense Clusters
of Water Vapor Maser Sources during Powerful Flares in the IRAS 16293-2422 1

Electronics, photonics, instrumentation and communications

- A. S. Dmitriev, E. V. Efremova, V. V. Itskov, M. M. Petrosyan, and A. I. Ryzhov**,
Ultrawideband Communication Based on Chaotic Radio Pulses
Using VHF and UHF Bands 25
- S. A. Bogdanov**, Application of Neural Networks in the Construction
of Nonlinear Models of Field-Effect Transistors 45
- E. A. Bogomolova, A. V. Galdetskiy, and A. N. Savin**, Planar Slow-Wave Structures
for Millimeter Wave Band TWT 54
- V. G. Alybin, A. S. Syomochkin, V. M. Rogkov, and S. V. Avramenko**,
Major Items of Construction Amplifiers of UNF Power for the Auxiliary Systems of
Spacecrafts 70
- A. V. Grusha, A. V. Krutov, and A. S. Rebrov**, Method for Constructing MIS
Microwave Power Limiters to Increase the Combustion Threshold 79
- A. V. Galdetskiy**, On Prospects of Output Power Increasing in Low-Voltage
Multibeam Klystrons for Electron Accelerators 93
- Hongzhu Xi, Pengkang Wang, Chunhua Bao, and Yongming Liu**,
The Research on Backward Wave Oscillator with Wide Tunable Bandwidth
and High Power 101
- Qingdong Deng, Qijia Guo, Rui Li, Guangyuan Yang, Yan Liu, and Zhaochang He**,
Non-Thermal Air Arc Plasma Assisted Biomass Gasification 108

History of science and technology

- V. M. Pestrikov**, Problems of Long-Distance Telephony at the Turn of the 19th
and 20th Centuries and the Search for Their Solutions 117

УДК 524.3

Обнаружение плотных скоплений источников мазера водяного пара во время мощных вспышек в комплексе IRAS 16293-2422

¹ Вольвач А. Е., ¹ Вольвач Л. Н., ² Ларионов М. Г.

¹ Отдел радиоастрономии и геодинамики,

Крымская астрофизическая обсерватория, Ялта, 298688, Российская Федерация

² Астрокосмический центр Физического института им. П. Н. Лебедева РАН

Москва, Российская Федерация

volvach@bk.ru

Получено: 17 марта 2022 г.

Отрецензировано: 21 марта 2022 г.

Принято к публикации: 21 марта 2022 г.

Аннотация: По данным многолетнего мониторинга водного мазерного перехода на частоте 22.2 ГГц с 2019 по 2021 гг. нам удалось обнаружить два мощных вспышечных явления в IRAS 16293-2422, длившихся в общей сложности около года и происходивших на лучевых скоростях около 6 и 8 км/с. В обоих случаях мощные короткие вспышки располагались над менее мощными, но более продолжительными, амплитудами 4 и 0.6 кЯн. Их излучение инициировало возникновение более мощных вспышек. Благодаря многолетним детальным наблюдениям этих мазеров воды впервые было подтверждено существование конфигураций излучающих мазерных пятен с очень близкими лучевыми скоростями, находящихся на луче зрения наблюдателя. Это позволило продемонстрировать правильность гипотезы активации мазера водяного пара, основанной на увеличении длины усиления мазера за счет нескольких мазерных сгущений, находящихся на луче зрения наблюдателя. Наблюдалось ненасыщенное состояние самых мощных и самых коротких мазерных вспышек, а также насыщенное состояние более слабых и продолжительных. Получены новые важные параметры мазеров воды и предполагаемое их положение.

Ключевые слова: звездные образования, звезды с экзопланетами, молекулы, радиолинии, водные мазеры.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.5—2008): Вольвач А. Е., Вольвач Л. Н., Ларионов М. Г. Обнаружение плотных скоплений источников мазера водяного пара во время мощных вспышек в комплексе IRAS 16293-2422 // *Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии*. 2022. Т. 5, № 1. С. 1—24.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.100—2018): Вольвач, А. Е. Обнаружение плотных скоплений источников мазера водяного пара во время мощных вспышек в комплексе IRAS 16293-2422 / А. Е. Вольвач, Л. Н. Вольвач, М. Г. Ларионов // Информационные и радиоэлектронные технологии. — 2022. — Т. 5, № 1. — С. 1—24.

1. Введение

Давно известно, что звезды многих спектральных классов образуют двойные и кратные системы [1—3]. Они возникают из коллапсирующих ядер, которые являются наиболее плотными частями большого молекулярного облака, где вращение, турбулентность и магнитные поля создают условия для формирования протозвезд [4—6]. IRAS 16293-2422 (далее IRAS 16293) является протозвездной системой класса 0, что следует из обзоров молодых звездных объектов [7, 8]. Эта молодая система была открыта более трети века назад и с тех пор интенсивно исследуется в различных диапазонах длин волн [9, 10]. IRAS 16293 находится в комплексе облаков ρ Змееносца на расстоянии ~ 140 пк [11] и имеет сложную структуру на масштабах 6000—8000 а. е. [12, 13]. IRAS 16293 очень активен и имеет три биполярных выброса [14—17].

Субмиллиметровые интерферометры позволили исследовать внутреннюю структуру протозвезд, включая и IRAS 16293 [18—20]. Внутри IRAS 16293 были обнаружены два источника континуума, названные *A* и *B*, разделенные расстоянием ~ 700 а. е. [21]. Наблюдения с очень большой антенной решеткой (VLA) на длине волны $\lambda = 2$ см позволили разрешить в *A* два компактных источника *A1* и *A2* на расстоянии ~ 50 а. е. друг от друга [21]. Также существует третий компаньон *B*, расположенный примерно в 800 а. е. от *A1* и *A2*. Данная система имеет газопылевые диски размерами 12 а. е. и 3.6 а. е. соответственно. Таким образом, IRAS 16293 представляет собой тройную гравитационно связанную протозвездную систему, части которой движутся вокруг общего центра тяжести. Период взаимного обращения между *A1* и *A2* составляет около 362 лет, а для системы *A—B*, вероятно, несколько тысяч лет [22].

Интерферометрическими наблюдениями также установлено наличие групп мазерных сгущений (пятен), связанных как с истечениями, так и, возможно, расположенных в газопылевых дисках вокруг протозвезд [11, 21, 23, 24]. Для определения местоположения мазеров водяного пара необходимы одновременные мониторинговые наблюдения в режимах одиночных радиотелескопов и интерферометрических режимах. Проводить такие наблюдения довольно сложно. На данный момент мы можем считать, что IRAS

16293A, как минимум, имеет двойную протозвездную природу с массой $2\text{--}3 M_{\odot}$ [22, 25—27].

В работе представлены новые данные о мощных долговременных вспышечных мазерных явлениях в деталях спектральных особенностей с лучевыми скоростями около 6 и 8 км/с, и дана интерпретация полученных данных. Первые результаты о вспышечном явлении около 8 км/с в IRAS 16293 были опубликованы в [28].

2. Наблюдения и обработка

Наблюдения мазерного перехода $6_{16} - 5_{23}$ на частоте 22.235 ГГц были получены в период с января 2019 г. по февраль 2021 г. на 22-метровом радиотелескопе РТ-22, расположенном в Симеизе. Размер диаграммы направленности радиотелескопа ($FWHM$) составлял 2.5 угловых минуты, чувствительность — 13 Ян/К. Эффективная площадь радиотелескопа на длине волны 1.35 см составляла 210 м^2 , что соответствует эффективности использования поверхности телескопа, равной 55 %. Для наблюдений применялся неохлаждаемый приемник с шумовой температурой около 60 К. В зависимости от погодных условий температура системы на промежуточных углах места варьировалась в пределах от 120 до 150 К. Полученные спектральные данные были скорректированы за атмосферное поглощение и изменение эффективной площади радиотелескопа при разных углах места. Для калибровки потоков использовались источники DR 21, Vir A и Cyg A. Температурная ступенька (первичный «калибратор») создавалась с помощью фиксированной разности температур на апертуре радиотелескопа (на вторичном рупоре) от согласованной нагрузки, которая находилась сначала при температуре жидкого азота, а затем при температуре окружающей среды.

Приемная система была установлена во вторичном фокусе радиотелескопа. Гетеродинный приемник стабилизировался H -мазером с частотой 5 МГц, а данные наблюдений на промежуточной частоте 160 МГц передавались с радиотелескопа на спектрометр и регистрирующую аппаратуру. Ширина полосы приема данных составляла 16 МГц. Использовался спектрополяриметрический радиометр с параллельным анализатором спектра Фурье. Спектральное разрешение составляло 8 и 2 кГц (0.105 и 0.03 км/с) соответственно [29]. Циклы наблюдений мазерной линии состояли из накопления сигнала в течение 5—10 мин при наведении на источник (вкл) и удалении от источника на градус в сторону (выкл). Процедура повторялась несколько раз для достижения необходимого отношения сигнал/шум. Наблюдения, регистрация, первичная обработка данных и управление ра-

диотелескопом проводились в автоматическом режиме. При этом использовалась программно-аппаратурная система, аналогичная «field system», используемой при интерферометрических наблюдениях. Предварительная обработка данных позволяла оперативно вносить коррективы в программу наблюдений.

3. Результаты

Наблюдения радиальных линий мазера водяного пара вспышечных явлений вблизи 6 и 8 км/с в IRAS 16293 показаны на рис. 1. Интервалы между сборами данных составляли 1—2 дня. Отдельные вспышки в каждом вспышечном явлении как вблизи 6, так и 8 км/с частично перекрывают друг друга. Если мы наблюдали у вспышки, из-за частичного их перекрытия друг другом, только фронт с возрастающей плотностью потока, то мы предполагали, что убывающий наклон изменения плотности потока, который маскируется другой мазерной вспышкой, имеет такую же длительность. В случае обратной ситуации, когда мы видели незаэкранированный фронт вспышки с уменьшающейся плотностью потока, длительность вспышки определялась аналогично и считалась равной продолжительности уменьшения плотности потока. Все вспышки для первого явления на лучевой скорости около 6 км/с продолжались шесть месяцев, для второго на лучевой скорости около 8 км/с — два месяца. Полученные данные свидетельствуют о сложном распределении излучающих пятен в мазерном скоплении. Особенно это наблюдается для явления вблизи 6 км/с. Каждое из этих сложных вспышечных явлений состоит из нескольких более коротких вспышек.

Чтобы понять физическую природу этих вспышечных конгломератов, мы использовали спектрально-временной метод исследования. Он основан на одновременном анализе данных мониторинга плотности потока и спектральных данных. На рис. 1 явление вспышки на лучевой скорости около 6 км/с показано синим цветом, а на лучевой скорости 8 км/с — красным. Вспышки первого и второго явления пронумерованы. На рис. 1 также показаны менее мощные вспышки в пределах 1 кЯн, которые присутствуют как на 6, так и на 8 км/с. В данной работе мы их рассматривать не будем, так как это не входит в тему наших исследований. Мы условно разделили первое вспышечное явление на семь более коротких вспышек, а второе — на три. Каждое из рассматриваемых вспышечных явлений содержит еще по одной менее мощной вспышке: Вспышка 8 для явления вблизи 6 км/с и Вспышка 4 для явления вблизи 8 км/с. Вспышка 8 полностью находится под Вспышками 1-7 и короче длительностью, чем общая

продолжительность Вспышек 1-7. Поэтому мы не можем отметить ее положение на рис. 1. Вспышка 4 для явления вблизи 8 км/с почти в семь раз слабее, чем вспышка 8 для явления вблизи 6 км/с, и также находится под более мощными Вспышками 1-3. Наличие Вспышек 8, 4 можно установить только из анализа спектральных данных (рис. 3, 5). Начнем рассмотрение с тех вспышек, которые указаны на рис. 1.

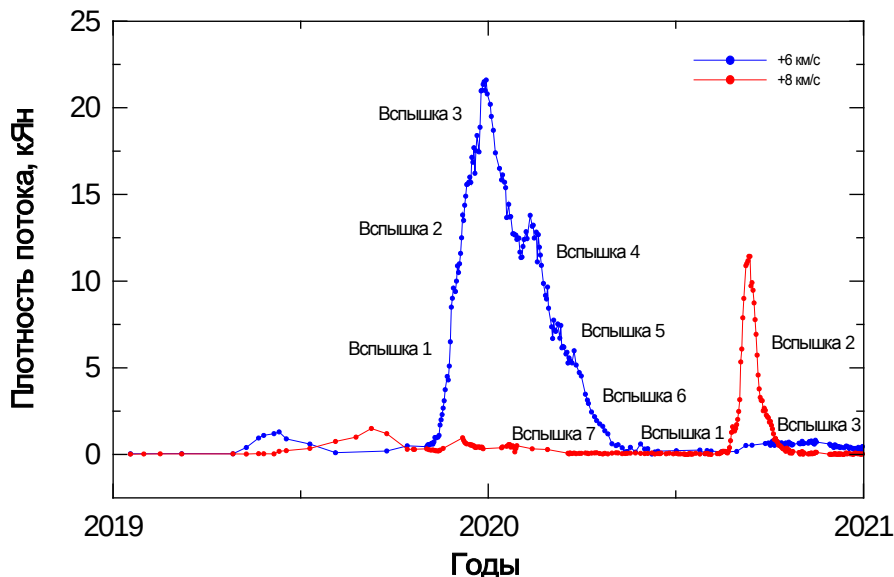


Рис. 1. Мощные вспышечные явления, в IRAS 16293, на частоте около 6 км/с показаны синим цветом и около 8 км/с — красным цветом.

Fig. 1. Powerful flare events, in IRAS 16293, at a frequency of about 6 km/s are shown in blue and about 8 km/s in red

Мощное вспышечное явление около 6 км/с началось с резкого увеличения плотности потока. Продолжительность нарастания плотности потока Вспышки 1 (так мы ее называем) составила около 28 дней (14 дней на уровне половины максимальной плотности потока, рис. 1). Из интерферометрических данных известно, что некоторые мазерные источники имеют размеры в диапазоне 0.5—2 а. е. (например, в *Orion KL*). На самом деле размеры мазерных пятен могут быть меньше, так как имеет место эффект рассеяния в межзвездной среде и в среде, в которой находится сам источник [30]. Если плотность потока вспышек возрастает экспоненциально, то для мазера в ненасыщенном состоянии зависимость ширины линии от плотности потока будет такой, как показано на рис. 2, для вспышек вблизи 6 и 8 км/с (первое и второе явления). Для мазера в ненасыщенном состоянии также предска-

ваются экспоненциальный рост и падение плотности потока во время вспышки вместе с уменьшением ширины линии с ростом плотности потока.

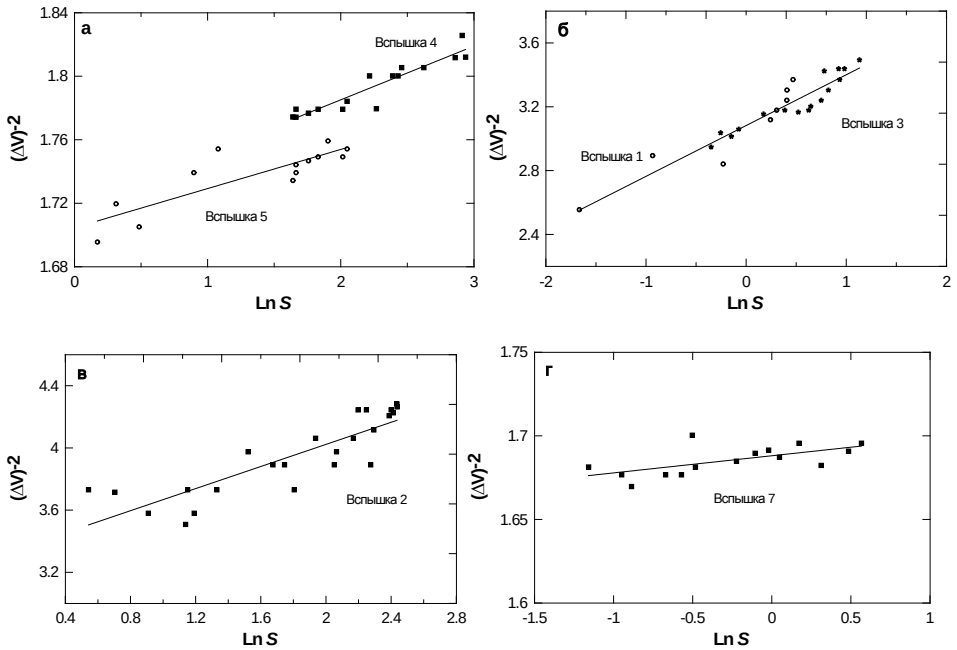


Рис. 2. Зависимость между шириной спектральной линии в степени минус два $(\Delta\nu)^{-2}$ км/с и натуральным логарифмом плотности потока $\ln(S)$ кЯн: (а) Вспышки 4, 5 для явления около 6 км/с, (б) Вспышки 1, 3 для явления около 8 км/с, (в) Вспышка 2 для явления около 8 км/с, (г) Вспышка 7 для явления около 6 км/с. Прямые линии на графике представляют наилучшую аппроксимацию экспериментальных данных. Сплошными квадратами показаны данные для явления около 6 км/с (вспышки 4, 7). Незакрашенными кружками показаны данные для того же явления Вспышки 5. Такие же обозначения используются для явления вблизи 8 км/с для Вспышки 1. Звездочками отмечены данные для Вспышки 3 в том же явлении. Ошибки на графиках имеют размер, сопоставимый с размером символов.

Fig. 2. Dependence between the spectral linewidth to the power of minus two $(\Delta\nu)^{-2}$ km/s and the natural logarithm of the flux density $\ln(S)$ kJy: (a) Flares 4, 5 for an event around 6 km/s, (b) Flares 1, 3 for the phenomenon of about 8 km/s, (c) Flare 2 for the phenomenon of about 8 km/s, (d) Flare 7 for the phenomenon of about 6 km/s. The straight lines on the graph represent the best approximation of the experimental data. Solid squares show data for the phenomenon at about 6 km/s (flares 4, 7). Open circles show data for the same Flare 5 event. The same notation is used for the event near 8 km/s for Flare 1. Asterisks indicate data for Flare 3 in the same event. Errors on the charts have a size comparable to the size of the symbols

Мы получили наилучшие аппроксимации полученных данных прямыми линиями (рис. 2) и соотношение описывает экспериментальную зависимость [31]:

$$1/(\Delta v)^2 = a + b \cdot \ln S, \quad (1)$$

где Δv — полуширина линии H_2O (полная ширина на половине максимальной плотности потока), S — плотность потока мазерной линии воды, a, b — коэффициенты (табл. 1, 2). Вычисленная ошибка Δv не превышает разрешения по скорости, полученной нами в каждом наблюдении (от 0.03 до 0.1 км/с). Рассчитанные σ (*rms*) аппроксимации равны соответственно: для Вспышки 1 — 0.098, Вспышки 3 — 0.235, Вспышки 4 — 0.007, Вспышки 5 — 0.033, Вспышки 7 — 0.007. В табл. 1, 2 приведены параметры вспышек для обоих вспышечных явлений.

Таблица 1. Характеристики вспышек для 6 км/с.

Table 1. Characteristics of flares for 6 km/s

Вспышка	$S_{\max}$ кЯн	$\Delta v_{\text{измеренное}}$ км/с	T_K изме- ренное (К)	$\Delta v_{\text{модель}}$ в $S_{\max}$ км/с	T_K модель (К)	Коэффициенты a, b
1	9.5	0.63	150	0.75	245	a=1.52, b = 0.11
2	16.0	0.62	146	0.75	242	a = -0.05, b = 0.12
3	22.0	0.63	150	0.64	178	a = -0.01, b = 0.77
4	13.5	0.63	150	0.74	238	a = 1.72, b = 0.034
5	7.5	0.62	146	0.75	245	a = 1.70, b = 0.025
6	5.0	0.64	155	0.75	245	a = 1.76, b = 0.01
7	2.5	0.63	150	0.60	173	a = 1.69, b = 0.01
8	4.0	2.8	2980			

Таблица 2. Характеристики вспышек для 8 км/с.

Table 2. Characteristics of flares for 8 km/s

Вспышка	$S_{\max}$ кЯн	$\Delta v_{\text{измеренное}}$ км/с	T_K изме- ренное (К)	$\Delta v_{\text{модель}}$ в $S_{\max}$ км/с	T_K модель (К)	Коефициенты a, b
1	1.8	0.59	132	0.55	115	a = 3.10, b = 0.33
2	11.5	0.60	139	0.50	95	a = 3.08, b = 0.32
3	2.5	0.61	141	0.56	119	a = 3.31, b = 0.36
4	0.6	2.8	2980			

Из анализа параметров (табл. 1, 2) можно сделать новые важные выводы. Вспышки в обоих вспышечных явлениях (около 6 и 8 км/с) хорошо аппроксимируются линейными зависимостями, представленными для ненасыщенных мазеров (рис. 2). Ширины линий, измеренные непосредственно по спектрам наблюдений и определенные по модельным зависимостям, совпадают в пределах ошибок. Менее мощные вспышки в обоих случаях (Вспышка 8 для явления около 6 км/с и Вспышка 4 для явления около 8 км/с) не имеют суженных спектральных линий, а значит, скорее всего, относятся к насыщенным мазерам. В некоторых случаях степень

сужения линии у ненасыщенных мазеров составляет 4.75 раза. Это тоже важный результат, так как он показывает, что обнаруженное сужение близко к теоретически предельному (в 5—6 раз) [32]. Тот факт, что это фиксируется для линий разной амплитуды, также является новым результатом. Кинетические температуры для насыщенных линий в обоих случаях близки к 3000 K (см. уравнения 2), что обеспечивает высокую степень ионизации и необходимую населенность сигнальных уровней при вращательных переходах молекулы воды. Это также можно считать одним из важнейших из полученных результатов. Приведем формулу для определения кинетической температуры H_2O [33]:

$$\Delta\nu_{\text{H}_2\text{O}}/\nu_{\text{H}_2\text{O}} = 2[2(\ln 2)(kT_k)/(m_{\text{H}_2\text{O}} \times c^2)]^{1/2} \approx 1.7 \times 10^{-7} T_k^{1/2}, \quad (2)$$

где $\nu_{\text{H}_2\text{O}}$ — центральная частота лазера воды, $\Delta\nu_{\text{H}_2\text{O}} = \Delta\nu_{\text{measur}} = \Delta\nu_{\text{H}_2\text{O}}/\lambda_{\text{H}_2\text{O}}$, $\lambda_{\text{H}_2\text{O}}$ — длина волны молекулы H_2O , T_k — кинетическая температура молекулы H_2O , $m_{\text{H}_2\text{O}}$ — масса молекулы H_2O .

Ультракороткая, достаточно мощная Вспышка 1 (около 2 кЯн), продолжительностью около 4—5 дней, была обнаружена для явления около 8 км/с (рис. 1). Это в десять раз меньше продолжительности Вспышки 2 того же вспышечного явления. Мазерные пятна, ответственные за эти вспышки, скорее всего, расположены в одном мазерном скоплении, а значит, их размеры можно сравнивать друг с другом. Их размеры также отличаются в десять раз. Это первый достоверный случай, когда удалось зарегистрировать одинаковые плотности потоков от мазерных образований, различающихся по размерам в 10 раз (10^3 по объему). Это тоже важный вывод. Ведь агент, инициирующий мазерное излучение в данный интервал времени, вероятно, один и тот же для обеих вспышек.

Каждое из регистрируемых вспышечных явлений мощностью около 6 и 8 км/с состоит из нескольких коротких вспышек, каждая из которых длится менее месяца. В первом явлении около 6 км/с, начало Вспышки 1 сопровождается резким увеличением спектральной плотности потока. Плотность потока трех первых вспышек экспоненциально возрастает. Они частично перекрывают друг друга. Падение плотности потока вспышек 4, 5, 6, 7 также происходит экспоненциально.

Можно отметить, что во вспышечном явлении около 6 км/с, помимо семи вспышек есть еще одна (Вспышка 8), менее мощная, но более продолжительная, полуширина линии которой в несколько раз больше, чем у каждой из семи вспышек. Ее амплитуда составляет около 4.0 кЯн. Вспышка 8 более заметна на низких значениях плотности потока. Спектры Вспышек 3, 8 показаны на рис. 3. Все остальные семь вспышек появляются поверх Вспышки 8, которая создает для них спектральную плотность

входного потока около 4 кЯн. Мазеры воды семи коротких мощных вспышек находятся в ненасыщенном состоянии, в то время как более длинная Вспышка 8 находится в насыщенном состоянии. Состояние мазера Вспышки 8 подтверждается наличием широкой линии, которая не сужена, как в случае ненасыщенного мазера. Реализуется ситуация, когда мощные вспышки водного мазера происходят из-за увеличения длины накачки мазера при наличии каскадного усиления и инициируются вспышками насыщенного мазера воды.

Во втором явлении около 8 км/с сначала началась сверхкороткая Вспышка 1 длительностью около четырех дней на уровне половины максимальной плотности потока 1.8 кЯн (рис. 1). Более мощная Вспышка 2 с максимальной плотностью потока $S_{\max} = 11.5$ кЯн и продолжительностью около 15 дней сопровождалась менее мощной Вспышкой 3 с амплитудой около 2.5 кЯн и длительностью около 40 суток на уровне половины максимальной плотности потока $S_{\max}$.

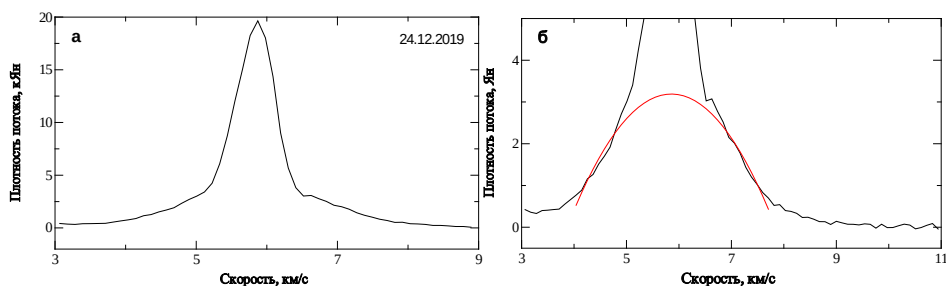


Рис. 3. Спектры Вспышек 3, 8 для явления около 6 км/сек:
 (а) Вспышка 3 показана при максимальной плотности потока, Вспышка 8,
 (б) Вспышка 8 аппроксимирована красной линией. Даты вспышек совпадают.

Fig. 3. Spectra of Flares 3, 8 for an event of about 6 km/sec:
 (a) Flare 3 is shown at the maximum flux density, Flare 8,
 (b) Flare 8 is approximated by a red line. Outbreak dates match

Спектры Вспышек 1 и 3 вблизи 8 км/с показаны на рис. 4.

Как и в случае первого вспышечного явления вблизи 6 км/с, второе вспышечное явление вблизи 8 км/с имеет менее мощную Вспышку 4 с амплитудой около 0.6 кЯн (рис. 5).

Вспышка 4 также является основной для трех других вспышек в явлении около 8 км/с. Вспышка 4 становится заметной также при малых значениях плотности потока (масштаб оси ординат на рис. 5 увеличен примерно на порядок). Центральные частоты трех линий (вспышек 1, 2, 3) находятся в пределах 0.1 км/с, а центральные частоты трех линий (вспышек 4, 5, 6) — в пределах 0.04 км/с (табл. 3).

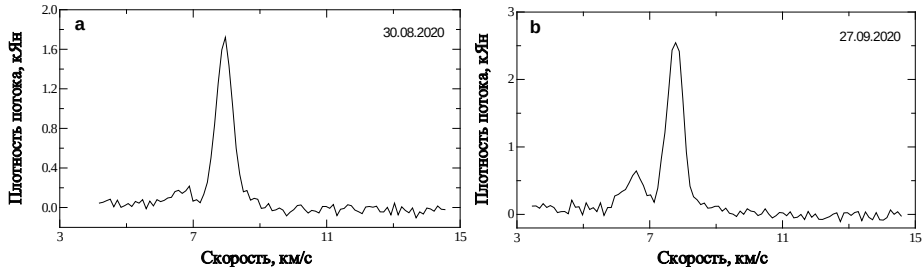


Рис. 4. Спектры мазерных линий вблизи 8 км/с: а) для Вспышки 1, б) для Вспышки 3.

Fig. 4. Spectra of maser lines near 8 km/s: а) for Flare 1, б) for Flare 3

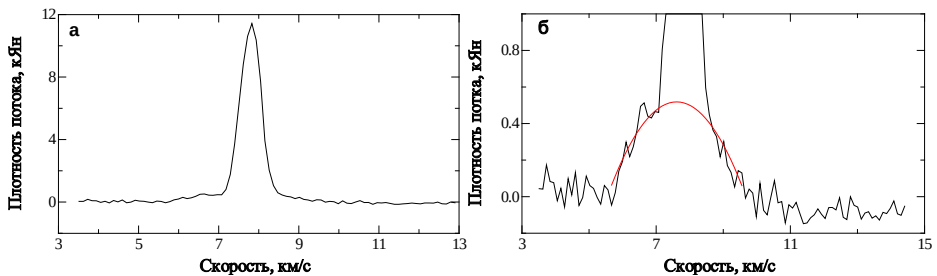


Рис. 5. Линии спектра воды вблизи 8 км/сек для Вспышки 2 (а) и Вспышки 4 (б). Амплитуда (11.5 кЯн) и локализация (7.76 км/с). Амплитуда (0.6 кЯн) и локализация (7.61 км/с) Вспышка 4 получены путем аппроксимации кривой Гаусса (красная линия) к спектральной линии.

Fig. 5. Lines of the water spectrum near 8 km/sec for Flare 2 (а) and Flare 4 (б).

Amplitude (11.5 kJy) and localization (7.76 km/s). The amplitude (0.6 kJy) and localization (7.61 km/s) of Flare 4 were obtained by fitting the Gaussian curve (red line) to the spectral line

4. Дискуссия

Каждое из двух мощных вспыхечных явлений, которые мы обнаружили в IRAS 16293 вблизи 6 и 8 км/с, образованы несколькими мазерными пятнами на луче зрения наблюдателя. В каждом случае мы видим, что есть два типа вспыхек с разным состоянием мазера — насыщенные и ненасыщенные. Признаки состояния водного мазера могут выражаться как в поведение формы и ширины линий во время вспыхек, так и самих характеристиках вспыхек. Стандартная теория мазерных линий предсказывает их сужение во время процесса ненасыщенного усиления и расширение до полной доплеровской ширины в процессе насыщенного усиления [33]. В последнем случае можно оценить верхний предел T_k , так как существует еще дополнительное уширение линии за счет макроскопических движений массы веще-

ства в источнике и наличия сверхтонкой структуры линии, которая состоит из трех линий на интервале около 1 км/с. По поведению ширин линий во время вспышек вблизи 6 и 8 км/с, можно понять, что мазеры всех мощных коротких вспышек (1-7) около 6 км/с и вспышек (1-3) вблизи 8 км/сек находились в ненасыщенном состоянии. Все эти вспышки аппроксимируются линейными зависимостями (уравнение 1), что соответствуют теоретическим предсказаниям для ненасыщенного состояния мазера воды. Для них мы наблюдаем уменьшение ширины линии с увеличением плотности потока.

Если говорить о форме спектральных линий во время вспышек, то можно отметить еще одну особенность поведения линий во время вспышек мазера в ненасыщенном состоянии. Имеется в виду отклонение от гауссовой формы линии в ее крыльях [34]. Определение состояния насыщения мазера по форме линии требуют точных измерений интенсивности в его далеких крыльях [35]. По мере удаления от центра линии ее форма все больше отличается от гауссовой. На расстоянии трех полуширин линии эта разница может достигать 50 %. Этому анализу, однако, мешают некоторые обстоятельства. Во-первых, необходимо иметь очень высокое отношение сигнал/шум. Кроме того, форма линии может быть искажена смешиванием излучения от нескольких источников, находящихся на луче зрения наблюдателя. Искажающий эффект усиливает и сверхтонкая структура линии. Тем не менее, больше всего неприятностей в нашем случае происходит из-за сложной структуры вспышечных явлений вблизи 6 км/с и 8 км/с. Каждый раз мы наблюдаем появление мощной ненасыщенной мазерной вспышки на вершине более слабой вспышки, предположительно насыщенного мазера. В такой ситуации можно рассматривать только спектральную информацию.

Есть еще одно важное указание на состояние мазера во время вспышки. Это относится к изменению амплитуды самой вспышки. Теория мазерного излучения предсказывает закон изменения амплитуды вспышки во время насыщенного и ненасыщенного состояния мазера. Когда скорость излучательных переходов, стимулирующая рост мазерного излучения, становится сравнимой с интенсивностью накачки, уравнение для разности населенности уровней может быть представлено в виде [36]:

$$\Delta N \approx \Delta N_0 / [1 + (J_{12}/J_s)], \quad (3)$$

где ΔN — разность населенностей уровней, ΔN_0 — разность населенностей популяций при ненасыщенном мазере, J_{12} — интенсивность излучения, усредненная по направлениям и частотам внутри линии, J_s — «интенсивность насыщенного мазера. Для интенсивности мазера имеем

$$dI \propto \Delta N \cdot I \cdot ds,$$

где ds — дифференциал длины пути. Когда мазер находится в ненасыщенном состоянии, то $\Delta N = \Delta N_0$ (ΔN не зависит от I), что дает $dI/I = \text{const} \cdot ds$ и экспоненциальный рост интенсивности. В случае насыщения (значение J_{12} значительно больше J_s), ΔN становится обратно пропорциональным J_{12} и, зависимость dI от I исчезает. С учетом соотношения $\Delta N_0 \approx (\Lambda_2 - \Lambda_1)/(\Gamma + C)$, получим линейное усиление, пропорциональное скорости накачки —

$$dI \propto (\Lambda_2 - \Lambda_1).$$

В приведенных соотношениях Λ_2 , Λ_1 , Γ , C являются коэффициентами.

Возвращаясь к нашему случаю анализа вспышечных явлений, можно отметить, что для вспышек (1-7 явления 6 км/с) и для вспышек (1-3 явления 8 км/с) существуют основные особенности мазеров в ненасыщенных состояниях: сужение линии во время вспышек и экспоненциальный рост и падение интенсивности. Для Вспышки 8 вблизи 6 км/с и Вспышки 4 на 8 км/с есть признаки того, что их мазеры насыщены. Это определяется их значительно более широкими линиями — 2.8 км/с, что совпадает с ширинами линий, предсказанными для насыщенных мазеров [37, 38]. В случае насыщенного мазера ширина линий определяется кинетической температурой молекул H_2O . В нашем случае насыщенных вспышек T_k практически одинаковы в двух разных областях и достаточно высоки, чтобы инициировать сильные вспышки ненасыщенного мазера. Таким образом, насыщенные мазеры всегда играют ключевую роль в формировании ненасыщенных мазеров.

Возникает естественное предположение, что все мощные коротковолновые мазерные вспышки «сконструированы» подобным образом. Но ситуация может быть еще более сложной. Во втором вспышечном явлении вблизи 8 км/с, на вершине ультракороткой Вспышки 1, мазер которой находится в ненасыщенном состоянии, возникает мощная короткая Вспышка 2 (рис. 1), которая еще подпитывается и излучением Вспышки 4 с насыщенным состоянием мазера (рис. 5).

Более глубокий анализ данных для вспышек около 6 км/с показывает, что имеются две группы мазерных пятен с заметной разницей лучевых скоростей (табл. 3). Первая группа вспышек (1-3) имеет близкие лучевые скорости со средним значением 5.88 км/с. Вторая группа вспышек (4-7) также имеет близкие лучевые скорости со средним значением 6.05 км/с.

Разница в лучевых скоростях между этими двумя группами составляет около 8σ (rms) (среднеквадратичных значений) (табл. 3). Это очень важный результат, который необходимо понять и объяснить. Одно из воз-

можных объяснений состоит в том, что мазерные пятна сгруппированы в двух скоплениях, которые движутся по своим орбитам вокруг некоторого центра тяжести. В этом случае мазерные пятна (вспышки 1-7) могут располагаться перед мазерным пятном, ответственным за вспышку 8 насыщенного мазера. Изменение в лучевой скорости Вспышки 8 (0.06 км/с) также имеет место, но в гораздо меньшей степени. Возможно, эта мазерная конденсация находится на другой орбите и имеет другую лучевую скорость. Таким образом, полученные результаты могут косвенно свидетельствовать об орбитальных движениях мазерных пятен вокруг общего центра тяжести.

Таблица 3. Скорости спектральных линий Вспышек 1-7 для явления около 6 км/с и скорости линии Вспышки 8 при прохождении каждой из Вспышек 1-7.

Table 3. Velocities of the spectral lines of Flares 1-7 for the phenomenon of about 6 km/s and the velocity of the Flare 8 line during the passage of each of the Flares 1-7

Вспышка	$V_{\text{центральная}}$ км/с	$V_{\text{Вспышки 8}}$ км/с	Вспышка	$V_{\text{центральная}}$ км/с	$V_{\text{Вспышки 8}}$ км/с
1	5.90±0.015	5.95±0.017	4	6.05±0.016	5.87±0.014
2	5.86±0.014	5.96±0.016	5	6.07±0.015	5.87±0.015
3	5.87±0.012	5.92±0.018	6	6.03±0.013	5.90±0.017
			7	6.04±0.025	not visible
$\Sigma/n, \sigma$	5.88±0.02	5.94±0.02	$\Sigma/n, \sigma$	6.05±0.02	5.88±0.02

Примечание: $v_{\text{центральная}}$ — радиальная скорость вспышки, $v_{\text{Вспышки 8}}$ — лучевая скорость вспышки 8 при максимальной плотности потока каждой из вспышек, $\Sigma/n, \sigma$ — средние значения скоростей линий и их среднеквадратические ошибки.

Мощные вспышки водного мазера имеют большое значение для понимания физических процессов генерации мазеров и могут обеспечить сильные ограничения на возможную модель генерация излучения. Эффективность мазера зависит от схемы накачки и типа поглотителя энергии. Мощные вспышки объясняются столкновительным механизмом накачки во вращательных уровнях (CCr), т. к. возникают трудности с другими механизмами накачки, в частности, с радиационными [39, 40]. Механизм накачки мазера CCr за фронтом ударной волны был предложен в работе [32, 41], где сверхзвуковые истечения газа из молодых звезд и их взаимодействия с окружающими газовыми облаками создают сверхзвуковые ударные волны, необходимые для накачки мазера. Более подробно эта тема рассмотрена в работе [28].

В случае протозвезд класса 0 остается открытым вопрос об источниках первичного энерговыделения, обеспечивающего накачку мощных мазеров воды. Отсутствие информации об этих источниках, в том числе, связана с большим молекулярным поглощением в плотных облаках, где лока-

лизованы протозвезды. Кроме того, отсутствуют одновременные данные мониторинга, получаемых с помощью одиночных радиотелескопов и глобальных интерферометров.

Важнейшим вопросом является локализация мазерных пятен, вызывающих такие мощные кратковременные вспышки мазера. При этом совершенно не обязательно, чтобы мазерные пятна, ответственные за вспышки вблизи 6 и 8 км/с, находились в одних и тех же газовой-пылевых образованиях, например, в дисках вокруг протозвезд. Известно, что в IRAS 16293 существует как минимум два таких диска (A1, A2) с расстоянием между ними около 50 а. е. [22]. Эти диски разного размера, и если на них расположены мазерные пятна, то они будут двигаться с разными лучевыми скоростями. В случае дисков A1 и A2 эти скорости не превышают 20 и 9 км/с. Лучевые скорости относительно LSR для них составляют 2.1 и 5.8 км/с соответственно. Мы не можем указать вариант локализации мазерных пятен, так как не имеем интерферометрических данных во время этих вспышечных явлений. Однако следует использовать имеющиеся интерферометрические данные о точном положении мазерных источников, полученные в другие эпохи.

Как уже говорилось, мазерные пятна, ответственные за вспышки вблизи 6 и 8 км/с, могут быть пространственно не связаны друг с другом. Дзиб и др. [11] проанализированы 15 интерферометрических сеансов, проведенных в 2005—2006 гг. с массивами ланых, полученных на РСДБ (VLBA) в рамках проекта BC152 (*PI: M. Claussen*), направленного на уточнение расстояния до объекта путем определения тригонометрического параллакса источников мазерного излучения в линии H_2O . Они обнаружили единственную мазерную линию воды, которая присутствовала во всех 15 эпохах наблюдений, разделенных временем около 7 месяцев. Это было мазерное излучение с лучевой скоростью ≈ 6.1 км/с [11]. Если это та же линия, что и в нашем случае, то существенных изменений лучевой скорости она не претерпела. Разрешение интерферометрических наблюдений составляло 0.2 км/с. (Dzib и др.). Imai также обнаружил излучение в своих РСДБ-наблюдениях (VERA), которые проводились с 2005 по 2006 год вблизи скорости 6.0 км/с с $Sv \sim 2$ Ян, что может соответствовать излучению, обнаруженному на радиальной скорости ≈ 6.1 км/с [24]. Дзиб и др. [11] обнаружили, что расстояние между мазерными пятнами A1 и A2 составляет около 140 а. е. Иными словами, обнаруженные ими и нами вспышки вблизи 6 км/сек не связаны с мазерными пятнами в дисках вокруг протозвезд. Это новый и крайне важный вывод.

Наши данные также дополняют эту картину новыми и важными деталями. Мазерное излучение со скоростью около 6 км/с состоит из сово-

купности излучений 8 вспышек от мазерных пятен, возможно, находящихся в одном или двух мазерных скоплениях и локализованных на прямой видимости к наблюдателю. Плотность мазерных пятен в скоплении настолько велика, что излучения мазерных пятен частично перекрывают друг друга. Это мы видим на рис. 1. При переходе от излучения одного пятна к другому скорости деталей изменяются в диапазоне 0.2 км/с от 5.87 до 6.07 км/с (табл. 3).

Это совершенно новая информация, которая ставит перед исследователями новые вопросы. Во-первых, почему излучение около 6 км/сек сохраняется на одних и тех же скоростях в течение столь длительного времени, с 2005 по 2020 год? Кроме того, если это излучение связано с выбросами из звезды, то как можно объяснить такое постоянство скорости? Вопрос о том, где расположены водные мазеры, ответственные за мощное излучение около 6 км/сек, по-прежнему остается без ответа, учитывая отсутствие обнаруженного источника в указанной позиции в направлении на *IRAS 16293*, полученное в наблюдениях с большой миллиметровой/субмиллиметровой антенной решеткой (*ALMA*) на длине волны 3 мм [22]. Это означает, что мазеры тоже могут двигаться вокруг общего центра тяжести, находясь, в первом приближении, на расстоянии 140 а. е. от его центра. Их местонахождением может быть зарождающийся протопланетный газово-пылевой диск. В то же время, нельзя исключать вариант, при котором мы не видим рядом с нашими мазерными пятнами маломассивную протозвезду солнечной массы, скрытую от наших глаз плотным молекулярным облаком, обладающим заметным поглощением даже в инфракрасном диапазоне. Для случая молодых звезд малых (солнечных) масс Стрельницкий рассмотрел модель, основанную на представлении об образовании планетных систем вокруг этих молодых звезд [42].

Если таких протозвезд вообще нет, то, для случая зарождающихся протопланет, можно найти скорости наших мазеров, движущихся по орбите вокруг общего центра масс 4 $M_{\odot}$. Для расстояния от центра 140 а. е. получим $v = 5.1$ км/с. Система A1, A2 имеет регулярную скорость относительно *LSR*, равную ≈ 4 км/с [22]. С учетом неопределенностей в массе комплекса *IRAS 16293* и скорости общего центра масс относительно *LSR* лучевые скорости деталей могут варьироваться в пределах 1—10 км/с. Следовательно, нельзя исключать такую возможность локализации рассматриваемых мазеров воды.

Теперь объясним, почему мы не видим заметного изменения лучевых скоростей деталей вблизи 6 км/с за время 15 лет. Период обращения нашей предполагаемой системы, полученный на основе законов небесной механики, составляет около тысячи лет. За 15 лет система совершит всего

1.5 % целого оборота. В принципе, величину изменения лучевой скорости деталей при таком вращении при наличии более высокого, чем сейчас, разрешения интерферометрических наблюдений, можно было бы зафиксировать. Однако об этом стоит подумать в будущем.

В случае мазерных вспышек вблизи 8 км/с мы не обнаружили изменений скоростей спектральных линий вспышек на временном интервале 40 дней на уровне ошибок наблюдений (~ 0.1 км/с). Остается открытым и вопрос локализации этих мазеров.

Остается неясным также другой важный вопрос: что инициирует мазерное излучение в удаленном от протозвезд газопылевом облаке? Вариант активации мазера, связанный с аккрецией окружающего вещества на протозвездный объект, не является предпочтительным, так как наши детали вблизи 6 км/с очень далеки от *A1* и *A2*. Остается предположить, что мазерные пятна расположены внутри плотного массивного газово-пылевого ядра и каждое из них движется по своей орбите вокруг общего центра масс.

Помимо истечения материи из звезд инициатором мазерного излучения может быть мелкомасштабная турбулентность. В турбулентной среде могут возникать сильные мазеры воды. Эту среду можно рассматривать как реальный источник столкновительной накачки мазера («по крайней мере, в низкоскоростной части спектра») [43—45]. Мазеры H_2O могут возникать в областях звездообразования из-за регулярных движений турбулентного газового и пылевого вещества во время его расширения или сжатия и вращения вокруг протозвезд. Турбулентность может дать энергию для столкновительной накачки с использованием мелкомасштабных стохастических сверхзвуковых ударных волн. Первичным источником энерговыделения в этом случае является гравитационный за счет сжимающего газопылевого облака больших размеров 6000—8000 а. е. Стрельницкий и др. смоделировали рассматриваемый метод столкновительной накачки мазеров воды, используя данные наблюдений известных галактических источников *W49N*, *W3(OH)*, *Sgr B2 (M)* [44].

Совокупность рассмотренной информации позволяет сделать важные выводы, не противоречащие нашим данным: мазеры могут существовать как в насыщенном, так и в ненасыщенном состоянии при возникновении сложных мощных вспышечных явлений. В насыщенном режиме появляется большое количество пятен сопоставимой яркости. Насыщенные мазеры имеют меньшую плотность потока, чем ненасыщенные. Более многочисленные насыщенные мазеры могут инициировать излучение ненасыщенных мазерных пятен, находящихся вдоль луча зрения наблюдателя. Для нашего случая это означает, что существует повышенная вероятность того, что насыщенный мазер инициирует своим излучением ненасыщен-

ные мазеры. Для нашего мазера воды около 8 км/с обнаружен еще и эффект инициирования мощной мазерной Вспышки 2 ультракороткой ненасыщенной вспышкой 1, обеспечивающей Вспышке 2 входной поток около 2 кЯн. Это свидетельствует о том, что для эффективной работы водяного мазера при создании мощных вспышек требуется высокий уровень входного потока, а отсутствие сужения спектральной линии мазера во время вспышки является важным показателем насыщенного состояния мазера.

Необычная структура анализируемых сложных вспышечных явлений имеет важные общие черты с другими вспышками, обнаруженными нами в другом галактическом источнике W49N (вблизи -60 и -81 км/с, [46, 47]). Как и в нашем случае, мощные короткие вспышки происходили поверх менее мощных, но более продолжительных, длительность которых была примерно такой же, как у вспышек в IRAS вблизи 6 и 8 км/с. Во всех случаях наблюдались и другие основные параметры вспышек, характерные для ненасыщенного мазера — экспоненциальный рост и спад плотности потока, а также зависимость $\Delta\nu$ от $\ln S$. Во всех случаях основой были более продолжительные, но менее мощные вспышки насыщенных мазеров.

Полученные нами новые данные для рассматриваемых явлений мазерных вспышек очень важны. Они вероятно, подтверждают сделанные на ранних этапах изучения мазера воды предположения о состоянии мазера в мазерных скоплениях [48], что формулируется следующим образом: мазерный кластер может одновременно содержать мазерные образования как в ненасыщенном, так и в насыщенном состояниях.

5. Выводы

1. Проведены детальные наблюдения в течение двух лет мазера воды малоассивного протозвездного объекта IRAS 16293-2422.

2. Обнаружены необычные мощные вспышечные явления вблизи 6 и 8 км/с, состоящие из отдельных вспышек мазера воды и исходящих из мазерных пятен, расположенных близко друг к другу и находящихся в близких мазерных скоплениях.

3. Короткие мощные мазерные вспышки возникали на вершинах более длинных, но менее мощных вспышек, которые инициировали возникновение более коротких и более мощных вспышек. В отдельном случае дополнительно таким мощным инициатором мазерного излучения была ультракороткая вспышка ненасыщенного мазера воды.

4. Установлено также, что для возникновения мощных вспышек необходим достаточно высокий (более 0.5 кЯн) входной поток в мазерное образование.

5. Получены важные физические параметры вспышек мазера в *IRAS* 16293-2422: состояния мазера во время вспышек, амплитуды вспышек, ширины мазерных линий и кинетические температуры. Установлено наличие каскадного усиления мазера в случаях возникновения мощных коротких вспышек.

6. С учетом представленных обоснований можно предположить существование кластерной структуры мазерных пятен, внутри которой находятся как насыщенные, так и ненасыщенные мазеры. Насыщенные мазеры могут играть важную роль в создании необходимого входного потока для появления мощных ненасыщенных мазеров.

7. Обсуждена возможная локализация мазеров вблизи 6 и 8 км/с в пределах молодого газопылевого комплекса *IRAS* 16293-2422.

8. Работа содержит новые подробные наблюдательные данные вспышек, самая короткая из которых длилась всего около 4 суток. Впервые удалось интерпретировать сложное вспышечное явление и определить физические характеристики отдельных вспышек.

Благодарности

Авторы признательны правительству Российской Федерации и Министерству науки и высшего образования РФ за поддержку по гранту 075-15-2020-780 в части обработки и анализа данных PT-22.

Список литературы

1. Abt H. A., Gomez A. E., Levy S. C. The Frequency and Formation Mechanism of B2—B5 Main-Sequence Binaries // *ApJS*. 1990. Vol. 74, No. 2. P. 551—573.
2. Duquennoy A., Mayor M. Multiplicity among solar-type stars in the solar neighbourhood. II — Distribution of the orbital elements in an unbiased sample // *A&A*. 1991. Vol. 248. P. 485—524.
3. A Survey of Stellar Families : Multiplicity of Solar-Type Stars / D. Raghavan, H. A. McAlister, T. J. Henry [et al.] // *ApJS*. 2010. Vol. 190, No. 1. P. 1—42.
4. Padoan P., Nordlund A. The Stellar Initial Mass Function from Turbulent Fragmentation // *A&A*. 2002. Vol. 576, No. 2. P. 870—879.
5. Mac Low M., Klessen R. Control of star formation by supersonic turbulence // *Reviews of Modern Physics*. 2004. Vol. 76, Iss. 1. P. 125—194.
6. From filamentary clouds to prestellar cores to the stellar IMF : Initial highlights from the Herschel Gould Belt Survey / P. André, A. Men'shchikov, S. Bontemps [et al.] // *A&A*. 2010. Vol. 518. Id. L102. 7 p.
7. SMA Observations of Class 0 Protostars : a High Angular Resolution Survey of Protostellar Binary Systems / X. Chen, H. G. Arce, Q. Zhang [et al.] // *ApJ*. 2013. Vol. 768. 31 p.
8. The VLA/ALMA Nascent Disk and Multiplicity (VANDAM) Survey of Orion Protostars. II. A Statistical Characterization of Class 0 and Class I Protostellar Disks / J. J. Tobin, P. D. Sheehan, S. T. Megeath [et al.] // *ApJ*. 2020. Vol. 890. 93 p.
9. Spectroscopic Evidence for Infall around an Extraordinary *IRAS* Source in Ophiuchus / C. K. Walker, C. J. Lada, E. T. Young [et al.] // *ApJ*. 1986. Vol. 309. P. L47—L51.

10. Physical conditions in the IRAS 16293-2422 parent cloud / K. M. Menten, E. Serabyn, R. Guesten, T. L. Wilson // *A&A*. 1987. Vol. 177, No. 1-2. P. L57—L60.
11. A revised distance to IRAS 16293-2422 from VLBA astrometry of associated water masers / S. A. Dzib, G. N. Ortiz-León, A. Hernandez-Gomez [et al.] // *A&A*. 2018. Vol. 614. Id. A20. 12 p.
12. The solar type protostar IRAS16293-2422: new constraints on the physical structure / N. Crimier, C. Ceccarelli, S. Maret [et al.] // *A&A*. 2010. Vol. 519. Id. A65. 13 p.
13. The ALMA-PILS survey : 3D modeling of the envelope, disks and dust filament of IRAS 16293-2422 / S. K. Jacobsen, J. K. Jørgensen, M. H. D. van der Wiel [et al.] // *A&A*. 2018. Vol. 612. Id. A72. 20 p.
14. Discovery of Seven Bipolar Outflows by an Unbiased Survey / Y. Fukui, K. Sugitani, H. Takaba [et al.] // *ApJL* 1986. Vol. 311. L85—L88.
15. Wootten A. The Duplicity of IRAS 16293-2422: A Protobinary Star? // *ApJ*. 1989. Vol. 337, No. 2. P. 858—864.
16. IRAS 16293-2422 : Proper Motions, Jet Precession, the Hot Core, and the Unambiguous Detection of Infall / C. J. Chandler, C. L. Brogan, Y. L. Shirley, L. Loinard // *ApJ*. 2005. Vol. 632, No. 1. P. 371—396.
17. ALMA CO J = 6—5 observations of IRAS 16293-2422 : Shocks and entrainment / L. E. Kristensen, P. D. Klaassen, J. C. Mottram [et al.] // *A&A*. 2013. Vol. 549. Id. L6. 7 p.
18. Kinematics of the Circumstellar Gas of HL Tauri and R Monocerotis / A. I. Sargent, S. Beckwith // *ApJ*. 1987. Vol. 323. P. 294—305.
19. Sub-arcsecond [Fe II] spectro-imaging of the DG Tauri jet — Periodic bubbles and a dusty disk wind? / V. Agra-Amboage, C. Dougados, S. Cabrit, J. Reunanen // *A&A*. 2011. Vol. 532 Id. A59. 15 p.
20. Water around IRAS 15398-3359 observed with ALMA / P. Bjerkeli, J. K. Jørgensen, E. A. Bergin [et al.] // *A&A*. 2016. Vol. 595. Id. A39. 8 p.
21. Wootten A. The Duplicity of IRAS 16293-2422: A Protobinary Star? // *ApJ*. 1989. Vol. 337. P. 858—864.
22. Orbital and Mass Constraints of the Young Binary System IRAS 16293-2422 A / M. J. Maureira, J. E. Pineda, D. M. Segura-Cox [et al.] // *ApJ*. 2020. Vol. 897. Id. 59.
23. Imai H., Iwata T., Miyoshi M. Rotation-Infall Motion around the Protostar IRAS 16293-2422 Traced by Water Maser Emission // *PASJ*. 1999. Vol. 51, No. 4. P. 473—477.
24. Astrometry of H₂O Masers in Nearby Star-Forming Regions with VERA I. IRAS 16293-2422 in ρ Oph East / H. Imai, K. Nakashima, I. Bushimata [et al.] // *PASJ*. 2007. Vol. 59, No. 6. P. 1107—1113.
25. Modelling the abundance structure of isocyanic acid (HNCO) towards the low-mass solar type protostar IRAS 16293-2422 / A. Hernández-Gómez, E. Sahnoun, E. Caux [et al.] // *MNRAS*. 2019. Vol. 483, Iss. 2. P. 2014—2030.
26. The ALMA-PILS survey : gas dynamics in IRAS 16293-2422 and the connection between its two protostars / M. H. D. van der Wiel, S. K. Jacobsen, J. K. Jørgensen [et al.] // *A&A*. 2019. Vol. 626. Id. A93. 27 p.
27. New Radio Sources and the Composite Structure of Component B in the Very Young Protostellar System IRAS 16293-2422 / L. Loinard, C. J. Chandler, L. F. Rodríguez [et al.] // *ApJ*. 2007. Vol. 670. P. 1353.
28. Volvach A., Volvach L., Larionov M. Composite powerful short flare of water maser emission in IRAS 16293-2422 // *MNRASL*. 2021. Vol. 507, No. 1. P. L52—L56.
29. Радиометр на частоту 22 ГГц для международной РСДБ станции СИМЕИЗ / Н. С. Нестеров, А. Е. Вольвач, И. Д. Стрепка [и др.] // *Радиофизика и радиоастрономия*. 2000. Т. 5, № 3. С. 320—322.

30. An Interferometer Map of the Water-Vapor Sources in W49 / K. J. Johnston, S. H. Knowles, W. T. I. Sullivan [et al.] // *ApJ*. 1971. Vol. 166. L21—L26.
31. Powerful bursts of water masers towards G25.65+1.05 / A. Volvach, L. Volvach, M. Larionov [et al.] // *MNRASL*. 2019. Vol. 482, Iss. 1. P. L90—L92.
32. Collisional pumping of a cosmic H₂O maser in a shock wave / I. Shmeld, V. Strel'nitskiy, V. Muzulev // *Soviet Ast.* 1976. Vol. 20. P. 411—418.
33. Goldreich P., Kwan J. Astrophysical Masers. IV. Line Widths // *ApJ*. 1974. Vol. 190, No. 1. P. 27—34.
34. Turner B. E. Anomalous Emission from Interstellar Hydroxyl and Water (concluded) // *Journal of the Royal Astronomical Society of Canada*. 1970. Vol. 64, No. 5. P. 282—304.
35. Strel'nitskii V. S. Interpretation of the H₂O maser outburst in Orion // *Pisma v Astronomicheskii Zhurnal*. 1982. Vol. 8. P. 165—171.
36. Strel'nitskiy V. Advances in Maser Theory // In : *Proc. of the Intern. Astronomical Union*. 2012. Vol. 8, Symp. 287. P. 3—12.
37. Arcsecond resolution images of the chemical structure of the low-mass protostar IRAS 16293-2422 / J. K. Jørgensen, T. L. Bourke, Q. Nguyen Luong, S. Takakuwa // *A&A*. 2011. Vol. 534, Id. A100. 28 p.
38. Protostellar Holes : Spitzer Space Telescope Observations of the Protostellar Binary IRAS 16293-2422 / J. K. Jørgensen, F. Lahuis, F. L. Schöier [et al.] // *ApJ*. 2005. Vol. 631, No. 1. P. L77—L80.
39. Collision-collision pumping of cosmic masers / Strel'nitskiy V. // *Soviet Ast. Let.* 1980. Vol. 6. P. 196—199.
40. Collisional Excitation of Interstellar Waters / A. Palma, S. Green, D. DeFrees, A. McLean // *ApJ*. 1988. Vol. 68. P. 287—318.
41. Kylafis N., Norman, C. On Pumping Astronomical Masers // *ApJ*. 1986. Vol. 300, No. 2. P. L73—L77.
42. Strel'nitskii V. S. On the nature of the strong cosmic H₂O masers // *MNRAS*. 1984. Vol. 207. P. 339—354.
43. The Distance to the Center of the Galaxy: H₂O Maser Proper Motions in Sagittarius B2(N) / M. J. Reid, M. H. Schneps, J. M. Moran [et al.] // *ApJ*. 1988. Vol. 330, No. 2. P. 809—816.
44. H₂O Masers and Supersonic Turbulence / V. Strel'nitskiy [et al.] // *ApJ*. 2002. Vol. 581, No. 2. P. 1180—1193.
45. Flares and Proper Motions of ground-state OH Masers in W75N / V. L. Fish, M. Gray, W. M. Goss, A. M. S. Richards // *MNRAS*. 2011. Vol. 417, No.1. P. 555—566.
46. Volvach A., Volvach L., Larionov M. Unusually powerful flare activity of the H₂O maser feature near a velocity of -60 km s^{-1} in W49N // *MNRASL*. 2020. Vol. 496, Iss. 1. P. L147—L151.
47. Unusual flare activity in the extreme-velocity -81 km s^{-1} water-maser feature in W49N / A. Volvach, L. Volvach, M. Larionov [et al.] // *MNRASL*. 2019. Vol. 487, Iss. 1. P. L77—L80.
48. Goldreich P., Keeley D. A. Astrophysical Masers. I. Source Size and Saturation // *Astrophys. J.* 1972. Vol. 174, No. 3. P. 517—525.

Информация об авторах

Вольвач Александр Евгеньевич, доктор физико-математических наук, заместитель директора по научной работе ФГБУН «Крымская астрофизическая обсерватория РАН», пгт. Научный, Крым.

Вольвач Лариса Николаевна, кандидат физико-математических наук, старший научный сотрудник ФГБУН «Крымская астрофизическая обсерватория РАН», пгт. Научный, Крым.

Ларионов Михаил Григорьевич, доктор физико-математических наук, заместитель руководителя Астрокосмического центра Физического института им. П. Н. Лебедева РАН, Москва.

Detection of Dense Clusters of Water Vapor Maser Sources during Powerful Flares in the IRAS 16293-2422

A. E. Volvach¹, L. N. Volvach¹, and M. G. Larionov²

¹Radio Astronomy and Geodynamics Department, Crimean Astrophysical Observatory, Yalta, 298688, Russian Federation

²Astro Space Center, Lebedev Physical Institute, Russian Academy of Sciences, Moscow, 117997, Russian Federation
volvach@bk.ru

Received: March 17, 2022

Peer-reviewed: March 21, 2022

Accepted: March 21, 2022

Abstract: Based on long-term monitoring data of the water maser transition at 22.2 GHz from 2019 to 2021 we were able to detect two powerful phenomena in IRAS 16293-2422 that lasted in total about a year and that occurred at radial velocities near 6 and 8 km s⁻¹. In both cases, powerful short flares were located on the top of less powerful, but more prolonged ones (4 and 0.6 kJy). Their radiation initiated the release of more powerful flares. Thanks to long-term detailed observations of water masers, the existence of the several emitting maser spot configurations with very close radial velocities, located in the line of sight of the observer were confirmed for the first time. This made it possible to demonstrate the correctness of the water maser activation hypothesis based on an increase in the amplification length of the maser due to several maser condensations located in the line of sight of the observer. The unsaturated state of the most powerful and shortest maser flares, as well as the saturated state of the weaker ones, has been observed. New important parameters of the water masers and the assumed location of the maser spots have been obtained.

Keywords: star formations, stars with exoplanet, molecules, radio lines, water masers.

For citation (IEEE): A. E. Volvach, L. N. Volvach, and M. G. Larionov, "Detection of dense clusters of water vapor maser sources during powerful flares in the IRAS 16293-2422," *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 5, no. 1, pp. 1–24, 2022, doi: 10.29039/2587-9936.2022.05.1.01. (In Russ.).

References

- [1] H. A. Abt, A. E. Gomez, and S. G. Levy, "The frequency and formation mechanism of B2-B5 main-sequence binaries," *The Astrophysical Journal Supplement Series*, vol. 74, p. 551, 1990, doi: 10.1086/191508.
- [2] A. Duquennoy and M. Mayor "Multiplicity among solar-type stars in the solar neighbourhood. II — Distribution of the orbital elements in an unbiased sample," *Astronomy & Astrophysics*, vol. 248, pp. 485–524, 1991.

- [3] D. Raghavan, "A Survey of Stellar Families: Multiplicity of Solar-Type Stars," *The Astrophysical Journal Supplement Series*, vol. 190, no. 1, pp. 1–42, 2010, doi: 10.1088/0067-0049/190/1/1.
- [4] P. Padoan and A. Nordlund, "The Stellar Initial Mass Function from Turbulent Fragmentation," *The Astrophysical Journal*, vol. 576, no. 2, pp. 870–879, 2002, doi: 10.1086/341790.
- [5] M.-M. Mac Low and R. S. Klessen, "Control of star formation by supersonic turbulence," *Reviews of Modern Physics*, vol. 76, no. 1, pp. 125–194, 2004, doi: 10.1103/revmodphys.76.125.
- [6] P. André, A. Men'shchikov, S. Bontemps et al., "From filamentary clouds to prestellar cores to the stellar IMF: Initial highlights from the Herschel Gould Belt Survey," *Astronomy & Astrophysics*, vol. 518, id. L102, 2010.
- [7] X. Chen, "SMA Observations of Class 0 Protostars: a High Angular Resolution Survey of Protostellar Binary Systems," *The Astrophysical Journal*, vol. 768, no. 2, p. 110, 2013, doi: 10.1088/0004-637x/768/2/110.
- [8] J. J. Tobin, P. D. Sheehan, S. T. Megeath et al., "The VLA/ALMA Nascent Disk and Multiplicity (VANDAM) Survey of Orion Protostars. II. A Statistical Characterization of Class 0 and Class I Protostellar Disks," *The Astrophysical Journal*, vol. 890, 2020.
- [9] C. K. Walker, C. J. Lada, E. T. Young, P. R. Maloney, and B. A. Wilking, "Spectroscopic evidence for infall around an extraordinary IRAS source in Ophiuchus," *The Astrophysical Journal*, vol. 309, 1986, doi: 10.1086/184758.
- [10] K. M. Menten, E. Serabyn, R. Guesten, and T. L. Wilson, "Physical conditions in the IRAS 16293-2422 parent cloud," *Astronomy & Astrophysics*, vol. 177, no. 1-2, P. L57–L60, 1987.
- [11] S. A. Dzib, "A revised distance to IRAS 16293-2422 from VLBA astrometry of associated water masers," *Astronomy & Astrophysics*, vol. 614, 2018, doi: 10.1051/0004-6361/201732093.
- [12] N. Crimier, "The solar type protostar IRAS16293-2422: new constraints on the physical structure," *Astronomy and Astrophysics*, vol. 519, 2010, doi: 10.1051/0004-6361/200913112.
- [13] S. K. Jacobsen, "The ALMA-PILS survey: 3D modeling of the envelope, disks and dust filament of IRAS 16293–2422," *Astronomy & Astrophysics*, vol. 612, 2018, doi: 10.1051/0004-6361/201731668.
- [14] Y. Fukui, "Discovery of seven bipolar outflows by an unbiased survey," *The Astrophysical Journal*, vol. 311, 1986, doi: 10.1086/184803.
- [15] A. Wootten, "The Duplicity of IRAS 16293-2422: A Protobinary Star?" *The Astrophysical Journal*, vol. 337, p. 858, 1989, doi: 10.1086/167156.
- [16] C. J. Chandler, C. L. Brogan, Y. L. Shirley, and L. Loinard, "IRAS 16293–2422: Proper Motions, Jet Precession, the Hot Core, and the Unambiguous Detection of Infall," *The Astrophysical Journal*, vol. 632, no. 1, pp. 371–396, 2005, doi: 10.1086/432828.
- [17] L. E. Kristensen, P. D. Klaassen, J. C. Mottram, M. Schmalzl, and M. R. Hogerheijde, "ALMA COJ = 6–5 observations of IRAS 16293–2422," *Astronomy & Astrophysics*, vol. 549, 2012, doi: 10.1051/0004-6361/201220668.
- [18] A. I. Sargent and S. Beckwith, "Kinematics of the circumstellar gas of HL Tauri and R Monocerotis," *The Astrophysical Journal*, vol. 323, p. 294, 1987, doi: 10.1086/165827.
- [19] V. Agra-Amboage, C. Dougados, S. Cabrit, and J. Reunanen, "Sub-arcsecond [Fe ii] spectro-imaging of the DG Tauri jet," *Astronomy & Astrophysics*, vol. 532, 2011, doi: 10.1051/0004-6361/201015886.
- [20] P. Bjerkeli, "Water around IRAS 15398–3359 observed with ALMA," *Astronomy & Astrophysics*, vol. 595, 2016, doi: 10.1051/0004-6361/201628795.
- [21] A. Wootten, "The Duplicity of IRAS 16293-2422: A Protobinary Star?" *The Astrophysical Journal*, vol. 337, p. 858, 1989, doi: 10.1086/167156.

- [22] M. J. Maureira, "Orbital and Mass Constraints of the Young Binary System IRAS 16293-2422 A," *The Astrophysical Journal*, vol. 897, no. 1, p. 59, 2020, doi: 10.3847/1538-4357/ab960b.
- [23] H. Imai, T. Iwata, and M. Miyoshi, "Rotation-Infall Motion around the Protostar IRAS 16293-2422 Traced by Water Maser Emission," *Publications of the Astronomical Society of Japan*, vol. 51, no. 4, pp. 473–477, 1999, doi: 10.1093/pasj/51.4.473.
- [24] H. Imai, "Astrometry of H₂O Masers in Nearby Star-Forming Regions with VERA I. IRAS 16293-2422 in rho Oph East," *Publications of the Astronomical Society of Japan*, vol. 59, no. 6, pp. 1107–1113, 2007, doi: 10.1093/pasj/59.6.1107.
- [25] A. Hernández-Gómez, "Modelling the abundance structure of isocyanic acid (HNCO) towards the low-mass solar type protostar IRAS 16293–2422," *Monthly Notices of the Royal Astronomical Society*, vol. 483, no. 2, pp. 2014–2030, 2018, doi: 10.1093/mnras/sty2971.
- [26] M. H. D. Van der Wiel, "The ALMA-PILS survey: gas dynamics in IRAS 16293–2422 and the connection between its two protostars," *Astronomy & Astrophysics*, vol. 626, 2019, doi: 10.1051/0004-6361/201833695.
- [27] L. Loinard, "New Radio Sources and the Composite Structure of Component B in the Very Young Protostellar System IRAS 16293–2422," *The Astrophysical Journal*, vol. 670, no. 2, pp. 1353–1360, 2007, doi: 10.1086/522568.
- [28] A. E. Volvach, L. N. Volvach, and M. G. Larionov, "Composite powerful short flare of water maser emission in IRAS 16293-2422," *Monthly Notices of the Royal Astronomical Society: Letters*, vol. 507, no. 1, 2021, doi: 10.1093/mnras/lsab096.
- [29] N. S. Nesterov, A. E. Volvach, I. D. Strepka et al., "22 GHz Radiometer for International VLBI Station SYMEIZ," *Radio Physics and Radio Astronomy*, vol. 5, no. 3, pp. 320–322, 2000. (In Russ.).
- [30] K. J. Johnston, "An Interferometer Map of the Water-Vapor Sources in W49," *The Astrophysical Journal*, vol. 166, 1971, doi: 10.1086/180731.
- [31] L. N. Volvach, "Powerful bursts of water masers towards G25.65+1.05," *Monthly Notices of the Royal Astronomical Society: Letters*, vol. 482, no. 1, 2018, doi: 10.1093/mnras/lsy193.
- [32] I. Shmeld, V. Strel'nitski, and V. Muzulev, "Collisional pumping of a cosmic H₂O maser in a shock wave," *Soviet Ast.*, vol. 20, pp. 411–418, 1976.
- [33] P. Goldreich and J. Kwan, "Astrophysical Masers.IV. Line Widths," *The Astrophysical Journal*, vol. 190, p. 27, 1974, doi: 10.1086/152843.
- [34] B. E. Turner, "Anomalous Emission from Interstellar Hydroxyl and Water (concluded)," *Journal of the Royal Astronomical Society of Canada*, vol. 64, no. 5, pp. 282–304, 1970.
- [35] V. S. Strel'nitskii, "Interpretation of the H₂O maser outburst in Orion," *Pisma v Astrofizicheskii Zhurnal*, vol. 8, pp. 165–171, 1982.
- [36] V. Strel'nitski, "Advances in Maser Theory," *Proceedings of the International Astronomical Union*, vol. 8, pp. 3–12, 2012, doi: 10.1017/s1743921312006576.
- [37] J. K. Jørgensen, T. L. Bourke, Q. Nguyen Luong, and S. Takakuwa, "Arcsecond resolution images of the chemical structure of the low-mass protostar IRAS 16293-2422," *Astronomy & Astrophysics*, vol. 534, 2011, doi: 10.1051/0004-6361/201117139.
- [38] J. K. Jørgensen, "Protostellar Holes: Spitzer Space Telescope Observations of the Protostellar Binary IRAS 16293-2422," *The Astrophysical Journal*, vol. 631, no. 1, 2005, doi: 10.1086/497003.
- [39] V. Strel'nitskiy, "Collision-collision pumping of cosmic masers," *Soviet Ast. Let.*, vol. 6, pp. 196–199, 1980.
- [40] A. Palma, S. Green, D. J. Defrees, and A. D. McLean, "Collisional excitation of interstellar water," *The Astrophysical Journal Supplement Series*, vol. 68, p. 287, 1988, doi: 10.1086/191289.

- [41] N. D. Kylafis and C. Norman, “On pumping astronomical masers,” *The Astrophysical Journal*, vol. 300, 1986, doi: 10.1086/184606.
- [42] V. S. Strel'nitskij, “On the nature of the strong cosmic H₂O masers,” *Monthly Notices of the Royal Astronomical Society*, vol. 207, no. 2, pp. 339–354, 1984, doi: 10.1093/mnras/207.2.339.
- [43] M. J. Reid, “The distance to the center of the Galaxy – H₂O maser proper motions in Sagittarius B2(N),” *The Astrophysical Journal*, vol. 330, p. 809, 1988, doi: 10.1086/166514.
- [44] V. Strel'nitski, J. Alexander, S. Gezari, B. P. Holder, J. M. Moran, and M. J. Reid, “H₂O Masers and Supersonic Turbulence,” *The Astrophysical Journal*, vol. 581, no. 2, pp. 1180–1193, 2002, doi: 10.1086/344244.
- [45] V. L. Fish, M. Gray, W. M. Goss, and A. M. S. Richards, “Flares and proper motions of ground-state OH masers in W75N,” *Monthly Notices of the Royal Astronomical Society*, vol. 417, no. 1, pp. 555–566, 2011, doi: 10.1111/j.1365-2966.2011.19297.x.
- [46] A. E. Volvach, L. N. Volvach, and M. G. Larionov, “Unusually powerful flare activity of the H₂O maser feature near a velocity of –60 km s^{–1} in W49N,” *Monthly Notices of the Royal Astronomical Society: Letters*, vol. 496, no. 1, 2020, doi: 10.1093/mnras/laaa104.
- [47] L. N. Volvach, A. E. Volvach, M. G. Larionov, G. C. MacLeod, and P. Wolak, “Unusual flare activity in the extreme-velocity –81 km s^{–1} water-maser feature in W49N,” *Monthly Notices of the Royal Astronomical Society: Letters*, vol. 487, no. 1, 2019, doi: 10.1093/mnras/slz088.
- [48] P. Goldreich and D. A. Keeley, “Astrophysical Masers. I. Source Size and Saturation,” *The Astrophysical Journal*, vol. 174, p. 517, 1972, doi: 10.1086/151514.

Information about the authors

Alexandr E. Volvach, Dr. Sci., FSBSI “Crimean Astrophysical Observatory of RAS”, Nauchni, Crimea, Russian Federation.

Larisa N. Volvach, PhD. Sci., FSBSI “Crimean Astrophysical Observatory of RAS”, Nauchni, Crimea, Russian Federation.

Michail G. Larionov, Dr. Sci., Astro Space Center, P. N. Lebedev Physical Institute, RAS, Moscow, Russian Federation.

УДК 621.391

Сверхширокополосная радиосвязь на основе хаотических радиоимпульсов в метровом и дециметровом диапазоне

Дмитриев А. С., Ефремова Е. В., Ицков В. В.,
Петросян М. М., Рыжов А. И.

*Институт радиотехники и электроники им. В. А. Котельникова РАН
ул. Моховая, 11/7, г. Москва, 125009, Российская Федерация
chaos@cplire.ru*

Получено: 22 мая 2022 г.

Отрецензировано: 5 июня 2022 г.

Принято к публикации: 5 июня 2022 г.

Аннотация: *Анализируется состояние вопроса развития сверхширокополосной (СШП) радиосвязи в метровом и дециметровом диапазоне, в том числе прямохаотической беспроводной связи, показана его актуальность. Исследуется вопрос создания сверхширокополосных прямохаотических приемопередатчиков в метровом и дециметровом диапазоне радиоволн как с теоретической точки зрения, так и с точки зрения практической реализации. Оцениваются потенциальные возможности устройств, работающих в таком диапазоне, касающиеся скорости работы приемопередатчика, дальности связи, энергопотребления, вероятности ошибок, приводится расчет бюджета канала связи. В экспериментальной части работы описывается разработка макетов приемопередатчиков диапазона 200—450 МГц, их структура, техническая реализация и характеристики. Приводятся результаты лабораторных и полевых испытаний созданных макетов, продемонстрировавших дальности передачи более одного километра.*

Ключевые слова: *беспроводная связь, сверхширокополосный, прямохаотические системы связи, дециметровый диапазон.*

Для цитирования (ГОСТ 7.0.5—2008): Сверхширокополосная радиосвязь на основе хаотических радиоимпульсов в метровом и дециметровом диапазоне / А. С. Дмитриев [и др.] // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2022. Т. 5, № 1. С. 24—44.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.100—2018): Сверхширокополосная радиосвязь на основе хаотических радиоимпульсов в метровом и дециметровом диапазоне / А. С. Дмитриев, Е. В. Ефремова, В. В. Ицков [и др.] // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. — 2022. — Т. 5, № 1. — С. 24—44.

1. Введение

Первые исследования в области сверхширокополосной (СШП) беспроводной связи начались еще в 60-е годы [1], однако активная работа по их развитию и стандартизации стартовала в начале 2000-х годов. Так появилась серия стандартов по СШП связи *IEEE 802.15.4a-2007*, *IEEE 802.15.4-2011*, *IEEE 802.15.6-201*, *IEEE 802.15.4f-2012*, *IEEE 802.15.4z-2020*, ETSI стандарт EN 302 065-1-1-2016 с диапазоном скоростей передачи от десятков кбит/с до 24 Мбит/с, позволяющая применять СШП решения для широкого круга прикладных задач.

Основой для последней модификации СШП стандарта — *IEEE 802.15.4z-2020* послужили исследования и разработки по созданию интегрированных полнофункциональных устройств¹, которые в значительной степени подготовили качественный скачок в области массового использования СШП средств связи.

За прошедшие годы несколько раз делались попытки создавать различные альянсы для продвижения СШП-технологий в практическую плоскость, но только в 2018 году был создан жизнеспособный *UWB alliance*, по инициативе которого стандарт *IEEE 802.15.4* был модифицирован в стандарт *IEEE 802.15.4z*. После этого, наконец, началось широкое применение СШП решений. Первой большой компанией, внедрившей СШП чипы в свои продукты, стала *Apple* (чип *Apple U1*²). За ней последовали компании *Samsung* [2], *Xiaomi* и другие. Все заявленные продукты используют технологию ультракоротких импульсов и серий таких импульсов в диапазоне частот от 3.1 до 10.6 ГГц [3]. При этом основной диапазон частот этих средств находится в районе 6 ГГц.

Работы по СШП связи в диапазонах частот ниже 3 ГГц в настоящее время, судя по публикациям, активно не ведутся. Хотя пионерские работы в области СШП связи, например, компании *Multispectral Solutions*, начались именно в этих диапазонах [4].

2. Прямохаотическая беспроводная связь

Ультракороткие импульсы и серии таких импульсов являются лишь одним из возможных типов сигналов со сверхширокополосным спектром, пригодных для применения в СШП средствах связи. Одним из альтернативных типов СШП сигналов являются прямохаотические сигналы. Схема передачи информации на их основе была предложена 20 лет назад [5, 6].

¹ URL: <https://www.decawave.com/sites/default/files/resources/dwm1000-datasheet-v1.3.pdf>

² URL: <https://support.apple.com/guide/security/ultra-wideband-security-sec1e6108efd/web>

Первые эксперименты были проведены в 2000 году в диапазоне частот 900—1000 МГц и продемонстрировали работоспособность предложенного подхода. В нем были заложены две «изюминки», которые позволили реализовать использование хаотических сигналов в системах беспроводной связи. Этими «изюминками» были: формирование на передающей стороне хаотического сигнала непосредственно в радио- или СВЧ диапазоне и применение простейшей схемы модуляции «включил — выключил». В некотором смысле прямым следствием этих идей стало использование импульсных хаотических сигналов, а не непрерывных, и некогерентный энергетический прием хаотических сигналов с помощью детектора огибающей.

В 2001 году экспериментально была продемонстрирована работоспособность предложенного решения не только для широкополосных, но и для сверхширокополосных (СШП) хаотических сигналов. Для этого был разработан и реализован экспериментальный макет с полосой частот хаотического сигнала от 500 до 3500 МГц, на котором была экспериментально показана возможность передачи данных при помощи беспроводных средств связи на основе хаотических сигналов со скоростями до 500 Мбит/с.

В период с 2007 года по настоящее время был проведен ряд НИР и НИОКР, в результате которых было создано более 10 вариантов приемопередатчиков для связи как в режиме «точка — точка», так и в составе беспроводных локальных сетей связи и сенсорных сетей. В качестве рабочего диапазона частот в основном использовался диапазон 3—5 ГГц. Эти исследования и разработки касались приемопередатчиков малого радиуса действия (20—30 м), что определялось требованиями, накладываемыми на спектральную плотность мощности действующими спектральными масками для нелицензируемых СШП сигналов. Были приведены также разработки приемопередатчиков повышенной дальности (до 200—240 метров) [6, 7].

В настоящей статье ставится и положительно решается вопрос о возможности создания СШП прямохаотических беспроводных средств связи в метровом и дециметровом диапазонах длин волн. С этой целью: оцениваются потенциальные характеристики средств прямохаотической связи в частотном диапазоне 100—1000 МГц, разрабатываются экспериментальные макеты сверхширокополосных приемопередатчиков в полосе частот, входящей в этот диапазон, и проводятся испытания созданных устройств в лабораторных и полевых условиях.

Предварительные оценки показали, что при сопоставимых пиковых мощностях передатчиков в метровом и дециметровом диапазонах можно рассчитывать на значительное увеличение дальности связи по сравнению с дальностью связи в диапазоне 3—5 ГГц.

3. Особенности рассматриваемого частотного диапазона

Рассматриваемый частотный диапазон обладает следующими особенностями.

Во-первых, частотный диапазон ниже 1000 МГц упоминается только в американской маске и отсутствует в других спектральных масках для нелицензируемого использования СШП сигналов. Спектральная маска для нелицензируемых сверхширокополосных сигналов в США допускает использование СШП сигналов в диапазоне ниже 1 ГГц с той же спектральной плотностью, что и в области частот 3.1—10.6 ГГц, а именно -41.3 дБм/МГц.

При этом в стандартах серии *IEEE* 802.15.4 предусмотрен нулевой канал с полосой 500 МГц и центральной частотой около 500 МГц.

Во-вторых, при использовании данного частотного диапазона ожидаемая дальность действия таких систем в свободном пространстве при прочих равных условиях больше, чем при работе в диапазоне частот 3.0—10.6 ГГц. Это связано с тем, что для ненаправленных антенн эффективная площадь антенны пропорциональна квадрату длины волны, и при понижении частоты увеличивается энергия, собираемая антенной. Последнее, свою очередь, приводит к увеличению дальности передачи.

В-третьих, меняется ситуация с межсимвольной интерференцией. Средства связи дециметрового диапазона, работающие на значительно больших расстояниях, чем системы СШП связи диапазона 3.1—10.6 ГГц, находятся в других условиях распространения радиосигнала. Точных данных на этот счет мало, но можно предположить, что, с одной стороны, время запаздывания переотраженных лучей будет расти линейно с ростом расстояния между передатчиком и приемником, что требует соответствующего увеличения длительности защитного интервала. С другой стороны, число переотраженных лучей, поступающих в приемник, скорее всего, будет значительно меньше, чем в системах малого радиуса действия, работающих в среде, насыщенной различными препятствиями. Можно ожидать, что эти факторы будут в какой-то степени компенсировать друг друга. При разработке макетов приемопередатчиков и программы испытаний мы исходили из максимальной оценки времени задержки прихода прямых лучей при выборе защитных интервалов.

В-четвертых, для этого диапазона отсутствуют общепринятые модели распространения сигналов. При работе над стандартами в области СШП связи для диапазона 3.1—10.6 ГГц был разработан ряд моделей для различных условий применения радиопередающих средств, что позволяет единообразно оценивать различные предлагаемые решения не только с

точки зрения межсимвольной интерференции, но и, например, по скорости затухания с увеличением расстояния. Для рассматриваемого диапазона таких моделей нет, и при проведении теоретических оценок необходимо использовать частные модели, которые были наработаны при создании и эксплуатации узкополосных средств связи, так же как эмпирический опыт, полученный при применении ранее разработанных средств.

В-пятых, необходимо учитывать рельеф местности и закономерности распространения радиоволн. Одной из возможностей учета условий распространения является использование двухлучевой модели, которая позволяет значительно уточнить оценку максимальной дальности работы средств связи [8].

Наконец, в-шестых, еще одним важным моментом, который должен учитываться как при выборе характеристики средств связи, так и при их эксплуатации, является необходимость учета реального уровня шумовых помех естественного и искусственного происхождения. Как оказалось, в рассматриваемом диапазоне частот этот уровень претерпевает значительные изменения в зависимости от времени суток и местоположения аппаратуры, что серьезно сказывается на качестве передачи и ее дальности.

При теоретических и экспериментальных исследованиях в работе используется диапазон частот от 200 до 450 МГц (полоса 250 МГц), лежащий в средней части диапазона 100—1000 МГц и перекрывающийся с нулевым каналом стандартов *IEEE* 802.15.4. При этом выбранный диапазон не пересекается с лежащим выше частотным диапазоном телевизионных каналов.

Средняя частота используемого диапазона $F_{\text{cp}} = 325$ МГц. Несущий хаотический сигнал заполняет всю полосу 200—450 МГц. Коэффициент сверхширокополосности K составляет $K = \Delta F / F_{\text{cp}} = 250 \text{ МГц} / 325 \text{ МГц} = 77 \%$.

Носителями информации в прямохаотических средствах связи (ПХСС) являются СШП хаотические радиоимпульсы. Цифровой двоичной информационной последовательности ставится в соответствие последовательность СШП хаотических радиоимпульсов. Передаваемый символ (бит) кодируется наличием/отсутствием радиоимпульса на предписанной временной позиции (ортогональная модуляция типа «включил — выключил»). Для борьбы с эффектами многолучевого распространения (межимпульсными помехами) в прямохаотических системах применяются защитные интервалы (см. рис. 1). Таким образом, основными параметрами сигнала на физическом уровне являются длительности: бита T_0 , импульса $T_{\text{и}}$ и защитного интервала T_3 , где $T_0 = T_{\text{и}} + T_3$.

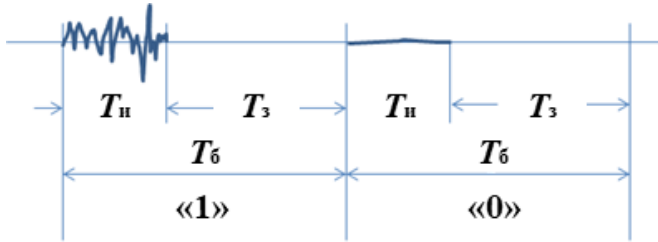


Рис. 1. Структура бита.

Fig. 1. Structure of the bit

Длительность бита T_b определяется максимальной скоростью передачи R на физическом уровне, $T_b = 1/R$. Пусть, например, длина хаотического радиоимпульса $T_{и} = 2$ мкс, и отношение длительности бита к длительности импульса – скважность сигнала $D = 8/3$. Тогда длительность бита $T_b = 5.333$ мкс, и скорость передачи $R = 188$ кбит/с. Длительности $T_{и}$ и $T_з$ определяют также энергетику канала связи в целом.

4. Характеристики приемопередатчиков в канале с белым шумом

Для прямохаотической системы связи с указанными выше значениями параметров сигнала база сигнала составляет $B = 2 \cdot \Delta f \cdot T_{и} = 1000$ (коэффициент процессинга $K = \Delta f \cdot T_{и} = 500$), при этом для получения вероятностей ошибок на бит (BER) 10^{-3} , 10^{-4} и 10^{-5} требуются, соответственно, следующие минимальные значения отношения энергии бита к спектральной плотности шума (E_b/N_0): 16.0 дБ, 18.5 дБ и 20.8 дБ.

В табл. 1 приводятся результаты расчетов энергетического баланса канала связи для принятых параметров передачи и структуры сигнала. Расчеты выполнены для свободного пространства и для двухлучевой модели распространения радиосигнала над плоской землей. Для расчета ослабления радиосигнала (*Path Loss*) при распространении над землей использовалась формула Введенского [8]:

$$E_{п} = \frac{\sqrt{60PG_0}}{r} \frac{4\pi h_1 h_2}{\lambda r} = E_{п0} \cdot V, \quad (1)$$

где $E_{п}$ – амплитуда электрического поля в точке приема, $E_{п0} = \frac{\sqrt{60PG_0}}{r}$ — амплитуда электрического поля в точке приема в свободном пространстве, а

$$V = \frac{4\pi h_1 h_2}{\lambda r}, \quad (2)$$

— множитель, связанный с интерференцией прямого и отраженного лучей. Интерференционный множитель V дает дополнительное ослабление,

которое следует учитывать, чтобы получить более реалистичную оценку дальности радиосистемы. В нашем случае для расчетов по мощности для оценки дополнительного ослабления необходимо брать $|V|^2$.

Высота расположения антенн передатчика и приемника при расчетах предполагалась одинаковой: $h_1 = h_2 = 3$ м.

Таблица 1. Расчет канала связи.

Table 1. Communication channel calculation

Параметр	Свободное пространство	2-лучевая модель
Скорость передачи R	188 Кбит/с	188 Кбит/с
Длительность импульса τ	2000 нс	2000 нс
Мощность передачи (в импульсе) $P_{\text{пер}}$	20 дБм	20 дБм
Средняя мощность передачи с учетом скважности $D = 8/3$ при ортогональном кодировании, $P_{\text{пер}} = P_{\text{пер}}/2D$	13 дБм	13 дБм
Усиление передающей антенны $G_{\text{пер}}$	0 дБи	0 дБи
Высота передающей антенны h_1		3 м
Граница действия интерф. фактора		100 м
Центральная частота $f_{\text{ц}} = \sqrt{f_{\text{мин}}f_{\text{макс}}}$	325 МГц	325 МГц
Ослабление (Path Loss) на 1 м $L_1 = 20\lg(4\pi f_{\text{ц}}/c)$, $c = 3 \cdot 10^8$ м/с	22.0 дБ	22.0 дБ
Ослабление на $d = 1000$ м $L_2 = 10\lg(d^2)$	60 дБ	60 дБ
Интерференционный множитель $V = 20\lg(4\pi h_1 h_2 / \lambda d)$		-18.9 дБ
Усиление приемной антенны $G_{\text{пр}}$	0 дБи	0 дБи
Высота приемной антенны h_2		3 м
Мощность сигнала на входе приемника (своб. пр-во) $P_{\text{пр}} = P_{\text{пер}} + G_{\text{пер}} + G_{\text{пр}} - L_1 - L_2 + V$ (дБ)	-69 дБм	
Мощность сигнала на входе приемника (2-луч. модель) $P_{\text{пр}} = P_{\text{пер}} + G_{\text{пер}} + G_{\text{пр}} - L_1 - L_2 + V$ (дБ)		-88 дБм
Средняя мощность шума в полосе сигнала $N = -174 + 10\lg(1/\tau D)$	-121 дБм	-121 дБм
Шум приемника $F_{\text{ш}}$	3 дБ	3 дБ
Полная средняя мощность шума на бит $P_{\text{ш}} = N + F_{\text{ш}}$	-114 дБм	-114 дБм
Минимальное значение E_b/N_0 ($\text{BER} = 10^{-5}$)	20.8 дБ	20.8 дБ
Потери в аппаратуре I	3 дБ	3 дБ
Запас канала (Link Margin) $M = P_{\text{пр}} - P_{\text{ш}} - (E_b/N_0)_{\text{мин}} - I$	25 дБ	6 дБ
Мин. чувствительность приемника $S = N + (E_b/N_0)_{\text{мин}} + F_{\text{ш}} + I$	-90 дБм	-90 дБм

Из табл. 1 следует, что для канала дальностью 1000 м линия связи имеет запас 25 дБ в свободном пространстве, и 6 дБ в рамках двухлучевой модели распространения радиосигнала.

5. Приемопередатчик

Структура сверхширокополосного (СШП) приемопередатчика представлена на рис. 2. Он включает в себя цифровую и аналоговую части. Цифровая часть осуществляет управление приемопередатчиком в целом и реализована на основе микроконтроллера (МК) 1 и ПЛИС 2. Через нее также осуществляется связь приемопередатчика с акустическим датчиком 3 (состоит из микроконтроллера, операционного усилителя, АЦП и электретного микрофона) и внешним устройством управления (персональным компьютером ПК). В аналоговую часть входят передатчик и приемник. Передатчик состоит из генератора хаоса с усилителем 4, а приемник — из фильтров нижних (ФНЧ) 5 и верхних (ФВЧ) частот 6, малошумящего усилителя (МШУ) 7 и логарифмического детектора (ЛД) 8. Коммутация между передающим и принимающим каналами осуществляется через специальный радиочастотный ключ 9.

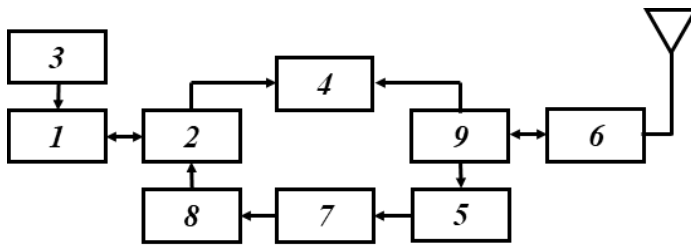


Рис. 2. Структура приемопередатчика: 1 — микроконтроллер; 2 — ПЛИС; 3 — акустический датчик; 4 — генератор хаоса с усилителем; 5 — фильтр нижних частот; 6 — фильтр верхних частот; 7 — малошумящий усилитель; 8 — логарифмический детектор; 9 — радиочастотный ключ.

Fig. 2. The structure of the transceiver: 1 – microcontroller; 2 – FPGA; 3 – acoustic sensor; 4 – chaos generator with amplifier; 5 – low-pass filter; 6 – high-pass filter; 7 – low noise amplifier; 8 – logarithmic detector; 9 – radio frequency key

Внешний вид макета приемопередатчика представлен на рис. 3.

5.1 Передающий тракт

Передающий тракт состоит из генератора хаоса, усилителя и акустического датчика.

Генератор хаоса реализован на основе кольцевой автоколебательной системы. За основу электрической схемы генератора была взята схема генератора хаотических колебаний с одним активным элементом (транзистором) и фильтрующей цепью обратной связи, хорошо зарекомендовавшая себя на частотах выше 500 МГц [9].

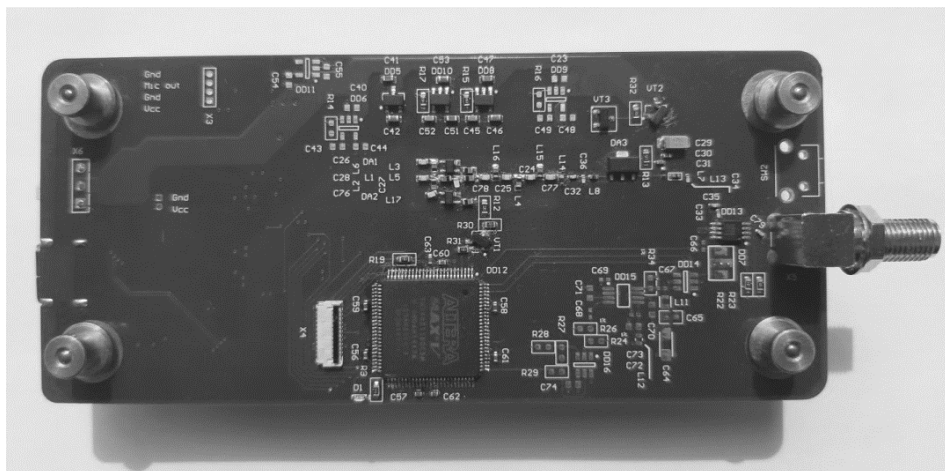


Рис. 3. Макет передающей части СШП приемопередатчика системы связи.

Fig. 3. Model of the transmitting part of the UWB transceiver of the communication system

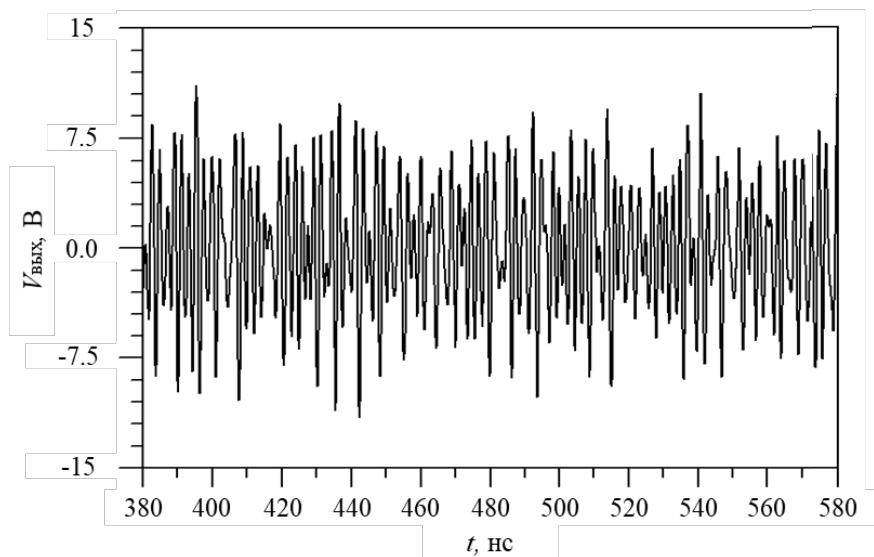
Однако предварительные исследования показали, что спектр мощности генератора, выполненного по такой схеме для частот 200—450 МГц, при используемой элементной базе имеет высокую неравномерность внутри полосы частот, и от этой схемы было решено отказаться. В качестве альтернативной была предложена и разработана схема генератора с двумя транзисторными активными элементами.

На рис. 4 приведены примеры временной реализации и спектра сигнала модели генератора, полученные в ходе моделирования. Управляющим (бифуркационным) параметром является напряжение питания генератора.

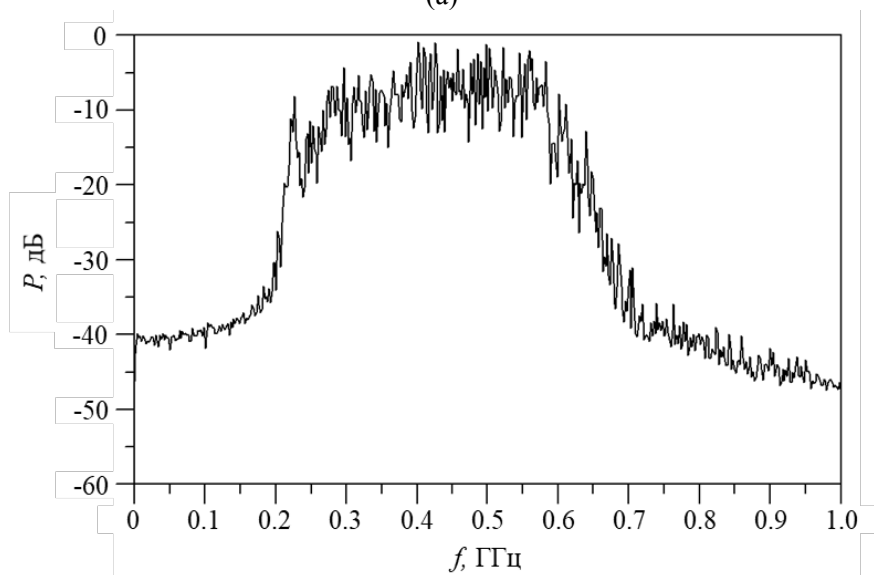
Усилитель в передающем тракте на частоте 400 МГц имеет усиление 21 дБ при уровне компрессии 1 дБ.

Модель генератора с усилителем обеспечивает возбуждение хаотических колебаний в диапазоне частот $F = 200\text{—}450$ МГц (рис. 4б). Ширина полосы частот СШП хаотических колебаний составила $\Delta F = 250$ МГц.

На основе структуры, электрической схемы и модели генератора с усилительным трактом был создан экспериментальный образец передающей части СШП приемопередатчика. С ним проводились исследования по изменению режимов работы в зависимости от номиналов параметров электрической схемы. По результатам этих исследований были подобраны два режима, обеспечивающие формирование хаотического сигнала на выходе передающей части с мощностью $P = 20$ дБм и $P = 23\text{—}24$ дБм.



(a)



(б)

Рис. 4. Модель разработанного хаотического генератора: фрагмент временной реализации сигнала генератора (а); спектр мощности сигнала генератора (б).

Fig. 4. Model of the developed chaotic generator: a fragment of the temporal implementation of the generator signal (a); generator signal power spectrum (б)

На рис. 5 показан спектр мощности хаотического сигнала на выходе усилительного тракта при питании устройства от аккумулятора (напряжение $V = 3.7$ В).

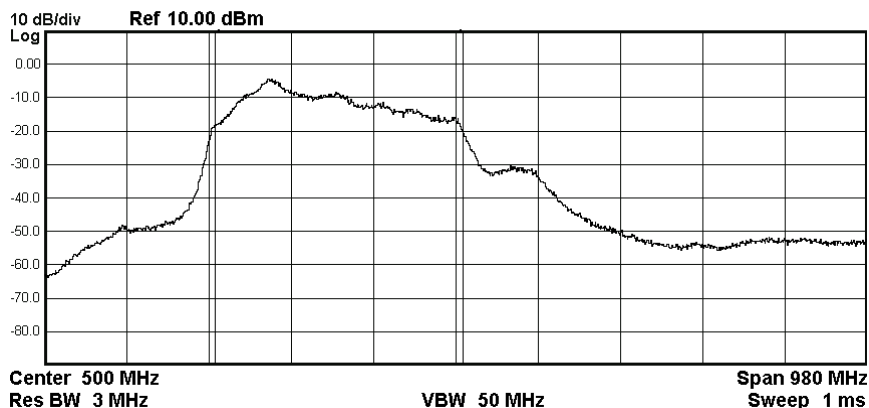


Рис. 5. Спектр мощности сигнала на выходе усилительного тракта.

Fig. 5. Signal power spectrum at the output of the amplifying path

5.2. Приемный тракт

Радиосигнал, принятый внешней антенной, поступает на СВЧ ключ, который коммутирует антенну с приемным трактом. Далее радиосигнал пропускается последовательно через фильтры верхних и нижних частот для выделения полезного сигнала и подавления внеполосных шумов. Затем сигнал поступает на вход МШУ, где производится его предварительное усиление в полосе частот приемника на 15 дБ при коэффициенте шума 1.5 дБ.

После этого сигнал подается на вход чувствительного элемента приемника, роль которого играет логарифмический детектор AD8310, обладающий чувствительностью -78 дБм при динамическом диапазоне 95 дБ и рабочем диапазоне частот 0 до 440 МГц. На выходе детектора формируется сигнал огибающей в логарифмическом масштабе.

Этот полезный сигнал, представляющий собой набор аналоговых импульсов с заданной амплитудой, поступает на компаратор, который осуществляет преобразование сигнала из аналоговой формы в цифровую.

5.3. Цифровая часть и программное обеспечение приемопередатчика

В качестве процессора приемопередатчика выбран микроконтроллер семейства *STM32* фирмы *STMicroelectronics*. Он обладает необходимыми интерфейсами ввода-вывода (*SPI* для взаимодействия с ПЛИС и акустиче-

ским датчиком, *USB* для взаимодействия с ПК). Модуляция высокочастотного передаваемого сигнала и демодуляции принимаемого из эфира сигнала осуществляется при помощи ПЛИС семейства *MAX5*.

Для полноценной работы приемопередатчика необходимо специальное программное обеспечение, которое позволяет снимать данные с акустического датчика, осуществлять беспроводную передачу данных и посылать принятые данные на ПК. Само программное обеспечение состоит из программы для ПЛИС, а также программ для микроконтроллеров приемопередатчика и акустического датчика.

Программа для ПЛИС позволяет модулировать и демодулировать радиоимпульсы, распознавать начало принимаемого пакета с данными, производить синхронизацию с принимаемым пакетом с данными.

Программа микроконтроллера акустического датчика управляет процессом оцифровывания аналогового сигнала с микрофона и кодирует полученную информацию для последующего декодирования на ПК.

Программное обеспечение микроконтроллера самого приемопередатчика координирует работу всего устройства. Оно формирует пакеты с данными, посылает и принимает данные из эфира, взаимодействует с ПК по *USB* интерфейсу и с акустическим датчиком по интерфейсу *SPI*.

5.4. Программное обеспечение персонального компьютера

Программное обеспечение ПК реализует следующие функции:

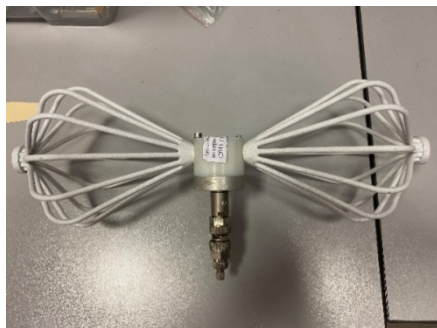
- визуальное представление режима работы приемопередатчика,
- моделирование возможности осуществления связи между приемопередатчиками на основе модели распространения сигнала с учетом расположения приемопередатчиков,
- визуализацию расположения приемопередатчиков в пространстве,
- два режима работы с устройствами: режим периодической инициализации удаленного приемопередатчика и режим передачи звуковых данных (дежурный и рабочий режим соответственно),
- воспроизведение звуковой информации, получаемой от приемопередатчика.

5.5. Антенны

В работе использовались несколько типов антенн, среди которых:

- измерительная биконическая антенна П6-62 диапазона 0.3—1.0 ГГц (рис. 6а), далее антенна А1, размеры антенны 400×145×150 мм;
- гиперширокополосная биконическая антенна с рабочим диапазоном 0.15—21 ГГц, [10], размеры антенны 550×420×420 мм (рис. 6б), далее — антенна А2;

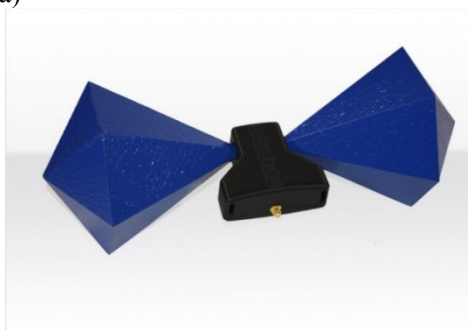
— измерительная биконическая антенна VicoLOG, (рис. 6в), размеры антенны 350×160×140 мм, далее — антенна АЗ.



(а)



(б)



(в)

Рис. 6. Внешний вид антенн, использовавшихся в работе: биконическая измерительная антенна П6-62 (а); гиперширокополосная биконическая антенна на диапазон 0.15—21 ГГц (б); измерительная биконическая вибраторная антенна VicoLOG (в).

Fig. 6. Appearance of the antennas used in the work: П6-62 biconical measuring antenna (a); hyper-wideband biconical antenna for the range of 0.15–21 GHz (b); measuring biconical vibrator antenna VicoLOG (c)

6. Лабораторные измерения и полевые испытания

6.1 Лабораторные измерения

При проведении первой группы измерений оценивался динамический диапазон приемника. Результаты проведенных измерений приведены на графике (рис. 7).

Из графика видно, что в приемнике использован почти весь динамический диапазон логарифмического детектора, который составляет более 90 дБ. Изменение мощности на входе приемника на 10 дБ приводит к изменению уровня сигнала на выходе детектора на 250 мВ.

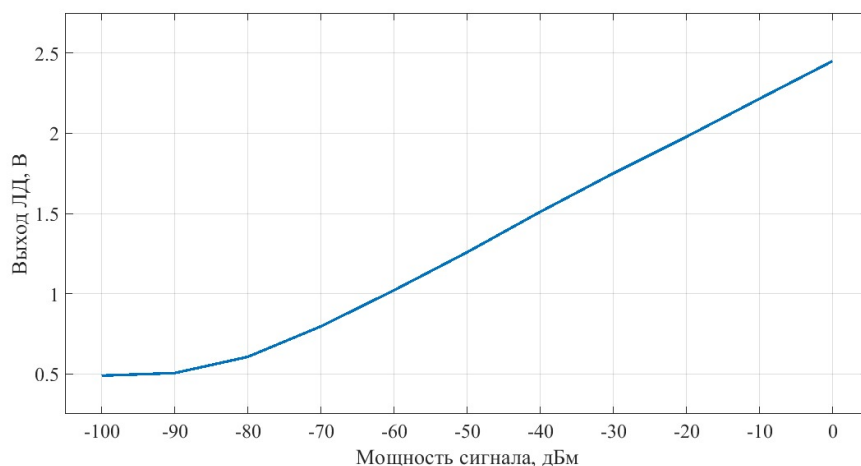


Рис. 7. Уровень сигнала на выходе ЛД в зависимости от мощности поступающего на вход приемника постоянно РЧ сигнала.

Fig. 7. The signal level at the output of the LD, depending on the power of the constant RF signal arriving at the input of the receiver

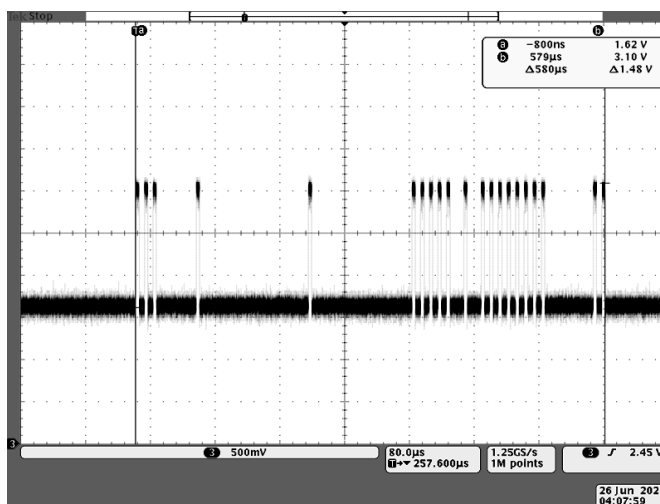


Рис. 8. Вид одного пакета данных, полученный после логарифмического детектора в низкочастотной части приемного тракта. Масштаб: в одной летке 80 мкс по горизонтальной оси и 500 мВ по вертикальной.

Fig. 8. View of one data packet received after the logarithmic detector in the low-frequency part of the receiving path. Scale: in one notch, 80 μs along the horizontal axis and 500 mV along the vertical axis

Вторая группа экспериментов проводилась с использованием передачи по каналу повторяющихся пакетов данных в виде пачек импульсов, излучаемых передатчиком. В приемнике эти импульсы обрабатываются логарифмическим детектором, который их детектирует, преобразует в логарифмический масштаб, фильтрует с помощью фильтра нижних частот и выдает на выходе огибающую результата воздействия последовательности этих операций на входные импульсы (рис. 8).

Данные двух групп экспериментов показывают, что в целом приемная часть приемопередатчика функционально работоспособна как по чувствительности, так и по способности к демодуляции поступающих сигналов.

Третья группа экспериментов была посвящена определению вероятности ошибок в канале связи для различных уровней затухания сигнала. Результаты этих измерений показали, что устойчивая связь наблюдается вплоть до затуханий на ~ 90 дБ, где вероятность ошибок не превышает 10^{-6} .

6.2. Полевые испытания

Полевые испытания проводились в несколько этапов в условиях прямой видимости вдоль автомобильных дорог в разных условиях: город (бульвар с зелеными насаждениями), шоссе в пригороде большого города, территория с малоэтажной застройкой, испытательный полигон, шоссе в сельской местности.

Целью испытаний во всех случаях было определение практической дальности приема и передачи в зависимости от вариантов комплексования аппаратуры и условий местности.

Эксперименты в городских условиях носили предварительный характер.

Эксперименты на полигоне проводились с антеннами A1 и A2, имеющими высокую эффективность в рабочем диапазоне частот приемопередатчиков. При измерениях была достигнута дальность передачи 550—570 метров. При этом было обнаружено, что максимальная дальность передачи существенно отличается для вертикального и горизонтального расположения антенн.

Проведенный анализ ситуации указал на некоторые дополнительные возможности повышения дальности связи, относящиеся к конструкции приемопередатчиков, а также на ограничения, связанные с электромагнитной обстановкой.

Эти выводы были учтены в первой серии экспериментов в окрестностях г. Звенигорода, где использовались антенны A1 и A3. Там уровень внешних шумов оказался примерно на 2 дБ ниже, чем на полигоне. Это

привело к значительному уменьшению вероятностей ошибок и улучшению качества связи, однако дальность связи в первой серии экспериментов по сравнению с полигонными испытаниями практически не увеличилась.



(a)



(б)

Рис. 9. Место проведения измерений: участок на карте (а); закрепление антенны (б).

Fig. 9. Location of measurements: area on the map (a); fixing the antenna (b)

Если посмотреть на последний столбец таблицы 1, становится ясно, что это может быть связано с множителем Введенского, который сильно зависит от высоты расположения антенн. В первой серии эта высота составляла 1.5—2.0 метра. В связи с этим во второй серии высота расположения антенн была увеличена до 3 метров (рис. 9), что привело к увеличению интерференционного множителя в 3—4 раза (5—6 дБ). Этого уже должно было хватить, чтобы достигнуть дальности более километра. Следует также отметить, что уровень внешних шумов на трассе проведения

второй серии экспериментов был примерно на 1.5 дБ ниже, чем при первой серии. В результате экспериментально зафиксированная дальность связи оказалась близкой к 1500 метрам. Было также установлено, что в рассматриваемых условиях снижение высоты размещения антенн до уровня 2.3 м приводило к уменьшению максимальной дальности связи до 1100—1200 метров.

7. Заключение

Целью работы была проверка работоспособности концепции сверхширокополосной прямохаотической связи в метровом и дециметровом диапазонах. Задача решалась как теоретически, так и экспериментально путем разработки, изготовления и испытаний макетов СШП приемопередатчиков со следующими расчетными характеристиками:

- частотный диапазон 200—450 МГц;
- полоса частот до 250 МГц;
- физическая скорость передачи 188 кбит/с;
- выходная мощность в импульсе до 100—250 мВт;
- дальность действия — до 1000 м при выходной пиковой мощности передатчика 100 мВт.

В результате проведенных исследований и разработок созданы экспериментальные макеты сверхширокополосной прямохаотической связи в диапазоне 200—450 МГц, характеристики которых в целом соответствуют предварительным теоретическим оценкам.

Тем самым теоретически и экспериментально показана возможность практической реализации сверхширокополосных прямохаотических средств связи в метровом и дециметровом диапазоне длин волн.

Список литературы

1. Fontana R. J. A Brief History of UWB Communications. Germantown : Multispectral Solutions, Inc. 2000. URL: <https://ru.scribd.com/document/92157802/A-Brief-History-of-UWB-Communications>
2. Kim K. J. Samsung Expects UWB To Be One of the Next Big Wireless Technologies. Samsung Newsroom. URL: <https://news.samsung.com/global/samsung-expects-uw-b-to-be-one-of-the-next-big-wireless-technologies>
3. Coppens D., De Poorter E., Shahid A., Lemey S., Marshall. C. An Overview of Ultra-WideBand (UWB) Standards (*IEEE* 802.15.4, FiRa, Apple) : Interoperability. Aspects and Future Research Directions. 2022. URL: <https://doi.org/10.48550/arXiv.2202.02190>
4. Fontana R. J. Recent Trends in Ultra Wideband Communications Systems. Germantown : Multispectral Solutions Inc., 2004. URL: <https://pdfs.semanticscholar.org/97f0/b8bce6050ac3a36cd359426e24275e4b67cb.pdf>

5. Дмитриев А. С., Панас А. И. Динамический хаос. Новые носители информации для средств связи. М. : Физматлит, 2002. 251 с.
6. Дмитриев А. С., Ефремова Е. В. Процессы передачи и обработки информации в системах со сложной динамикой. М. : Техносфера, 2019. 320 с.
7. Дмитриев А. С., Попов М. Г., Рыжов А. И. Повышение дальности действия сверхширокополосных прямохаотических средств связи // Радиотехника и электроника. 2020. Т. 65, № 9. С. 902—910.
8. Долуханов М. П. Распространение радиоволн. М. : Связь, 1972. 336 с.
9. Дмитриев А. С., Ефремова Е. В., Максимов Н. А., Панас А. И. Генерация хаоса. М. : Техносфера, 2012. 424 с.
10. Калошин В. А., Мартынов Е. С., Скородумова Е. А. Исследование характеристик полуконической антенны в широкой полосе частот // Радиотехника и электроника. 2011. Т. 56, № 9. С. 1094—1098.

Информация об авторах

Дмитриев А. С., сотрудник Института радиотехники и электроники им. В. А. Котельникова РАН, Москва, Российская Федерация.

Ефремова Е. В., сотрудник Института радиотехники и электроники им. В. А. Котельникова РАН, Москва, Российская Федерация.

Ицков В. В., сотрудник Института радиотехники и электроники им. В. А. Котельникова РАН, Москва, Российская Федерация.

Петросян М. М., сотрудник Института радиотехники и электроники им. В. А. Котельникова РАН, Москва, Российская Федерация.

Рыжов А. И. сотрудник Института радиотехники и электроники им. В. А. Котельникова РАН, Москва, Российская Федерация.

Ultrawideband Communication Based on Chaotic Radio Pulses Using VHF and UHF Bands

A. S. Dmitriev, E. V. Efremova, V. V. Itskov,
M. M. Petrosyan, and A. I. Ryzhov

Kotelnikov Institute of Radioengineering and Electronics of RAS
Mokhovaya st., 11/7, Moscow, 125009, Russian Federation
chaos@cplire.ru

Received: May 22, 2022

Peer-reviewed: June 5, 2022

Accepted: June 5, 2022

Abstract: *In this article, the state of art in the area of ultrawideband (UWB) communication using VHF and UHF frequency bands is analyzed and its relevance is shown, including direct chaotic communication. The problem of creation of UWB direct chaotic transceivers using VHF and UHF frequency bands is investigated from both the theoretical point of view and its practical implementation. Potential characteristics of the devices working in these bands are estimated, such as transmission rate, communication distance, energy consumption, error probability rate and link margin calculus. In the experimental part of this work, the development of transceiver mockups operating in 200–450 MHz band is described, as well as their structure, technical implementation and characteristics. The results of laboratory and field experiments with the created mockups show that they are capable of data transmission exceeding one kilometer.*

Keywords: *wireless communication, ultrawideband, direct chaotic communication, VHF, UHF.*

For citation (IEEE): A. S. Dmitriev, E. V. Efremova, V. V. Itskov, M. M. Petrosyan, and A. I. Ryzhov, “Ultrawideband Communication Based on Chaotic Radio Pulses Using VHF and UHF Bands,” *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 5, no. 1, pp. 25–44, 2022, doi: 10.29039/2587-9936.2022.05.1.02. (In Russ.).

References

- [1] R. J. Fontana, *A Brief History of UWB Communications*. Germantown: Multispectral Solutions, Inc. 2000. URL: <https://ru.scribd.com/document/92157802/A-Brief-History-of-UWB-Communications>.
- [2] K. J. Kim, *Samsung Expects UWB To Be One of the Next Big Wireless Technologies*. Samsung Newsroom. URL: <https://news.samsung.com/global/samsung-expects-uwbb-to-be-one-of-the-next-big-wireless-technologies>.
- [3] D. Coppens, E. De Poorter, A. Shahid, S. Lemey, and C. Marshall, *An Overview of Ultra-WideBand (UWB) Standards (IEEE 802.15.4, FiRa, Apple): Interoperability. Aspects and Future Research Directions*. 2022. URL: <https://doi.org/10.48550/arXiv.2202.02190>.

- [4] R. J. Fontana, *Recent Trends in Ultra Wideband Communications Systems*. Germantown: Multispectral Solutions Inc., 2004. URL: <https://pdfs.semanticscholar.org/97f0/b8bce6050ac3a36cd359426e24275e4b67cb.pdf>.
- [5] A. S. Dmitriev and A. I. Panas, *Dynamic Chaos. New media for communications*. Moscow: Fizmatlit, 2002. (In Russ.).
- [6] A. S. Dmitriev and E. V. Efremova. *Processes of information transmission and processing in systems with complex dynamics*. Moscow: Technosfera, 2019. (In Russ.).
- [7] A. S. Dmitriev, M. G. Popov, and A. I. Ryzhov, "Increasing the range of ultra-wideband direct chaotic communications," *Radiotekhnika i elektronika*, vol. 65, no. 9. pp. 902–910, 2020.
- [8] M. P. Dolukhanov, *Propagation of radio waves*. Moscow: Svyaz', 1972. (In Russ.).
- [9] A. S. Dmitriev, E. V. Efremova, N. A. Maksimov, and A. I. Panas, *Chaos Generation*. Moscow: Technosfera, 2012. (In Russ.).
- [10] V. A. Kaloshin, E. S. Martynov, and E. A. Skorodumova, "Investigation of the characteristics of a polyconical antenna in a wide frequency band," *Radiotekhnika i elektronika*, vol. 56, no. 9, pp. 1094–1098, 2011. (In Russ.).

Information about the authors

A. S. Dmitriev, employee of the Institute of Radio Engineering and Electronics n. a. V. A. Kotelnikov RAS, Moscow, Russian Federation.

E. V. Efremova, employee of the Institute of Radio Engineering and Electronics n. a. V. A. Kotelnikov RAS, Moscow, Russian Federation.

V. V. Itskov, employee of the Institute of Radio Engineering and Electronics n. a. V. A. Kotelnikov RAS, Moscow, Russian Federation.

M. M. Petrosyan, employee of the Institute of Radio Engineering and Electronics n. a. V. A. Kotelnikov RAS, Moscow, Russian Federation.

A. I. Ryzhov, employee of the Institute of Radio Engineering and Electronics n. a. V. A. Kotelnikov RAS, Moscow, Russian Federation.

УДК 621.382.323

Применение нейронных сетей при построении нелинейных моделей полевых транзисторов

Богданов С. А.

*АО «Научно-производственное предприятие “Исток” имени А. И. Шокина»
ул. Вокзальная, 2А, г. Фрязино, Московская обл., 141190, Российская Федерация
bogdanov_sa@mail.ru*

Получено: 19 мая 2022 г.

Отрецензировано: 5 июня 2022 г.

Принято к публикации: 5 июня 2022 г.

Аннотация: На основе математического аппарата теории искусственных нейронных сетей разработана нелинейная модель полевого транзистора, особенностью которой является возможность обучения нейронных сетей, используемых для аппроксимации вольтамперной характеристики и емкостей затвор-сток и затвор-исток нелинейной модели транзистора встроенными в популярные СВЧ САПР алгоритмами оптимизации. Это позволяет использовать известные преимущества нейронных сетей в задачах аппроксимации функций для повышения достоверности результатов нелинейного моделирования СВЧ-устройств на основе полевых транзисторов.

Ключевые слова: нелинейная модель полевого транзистора, искусственные нейронные сети, радиальная базисная сеть, функция активации, «SoftPlus».

Для цитирования (ГОСТ 7.0.5—2008): Богданов С. А. Применение нейронных сетей при построении нелинейных моделей полевых транзисторов // *Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии*. 2022. Т. 5, № 1. С. 45—53.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.100—2018): Богданов, С. А. Применение нейронных сетей при построении нелинейных моделей полевых транзисторов / С. А. Богданов // *Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии*. — 2022. — Т. 5, № 1. — С. 45—53.

1. Введение

В настоящее время предъявляются повышенные требования к спектральной эффективности, электромагнитной совместимости, динамическому диапазону и линейности передаточных характеристик разрабатываемых монолитных интегральных схем и СВЧ-устройств. При этом особое

внимание уделяют достоверности нелинейных моделей активных элементов в широком диапазоне рабочих частот, температур и питающих напряжений, поскольку результаты моделирования указанных характеристик проектируемых устройств во многом определяются адекватностью применяемых моделей.

В популярных САПР СВЧ-устройств широко распространены модели полевых транзисторов, реализованные в виде эквивалентных схем, в которых зависимости параметров нелинейных элементов от температуры и питающих напряжений аппроксимируются аналитическими функциями [1].

За рубежом активно разрабатываются нелинейные модели транзисторов на основе математического аппарата теории искусственных нейронных сетей (ИНС) [2—6]. Такие модели представляют собой одну или совокупность из нескольких математических моделей ИНС, моделирующих поведение транзистора. Количество нейронов в рассматриваемых моделях транзисторов на основе ИНС варьируется от десятков до сотен. Выбор архитектуры и процесс обучения ИНС требует применения специализированного программного обеспечения с высокопроизводительными алгоритмами, что существенно усложняет разработку модели транзистора. Кроме того, нетривиально решение задачи экспорта таких моделей в популярные САПР СВЧ-устройств. Разработанные модели транзисторов с использованием математического аппарата теории ИНС демонстрируют высокую точность прогнозирования характеристик транзистора, которая в ряде случаев достигает единиц процентов [4]. К достоинствам таких моделей также относят универсальность, независимость методики получения модели от типа транзистора, высокое быстродействие и оперативность разработки [1].

В настоящей работе предпринята попытка объединить преимущества эмпирических нелинейных моделей полевых транзисторов, реализуемых в популярных САПР СВЧ-устройств в виде эквивалентных схем, и нелинейных моделей транзисторов на основе ИНС.

Целью работы является разработка нелинейной модели полевого транзистора с использованием математического аппарата теории искусственных нейронных сетей для улучшения достоверности моделирования СВЧ-устройств на основе полевых транзисторов.

2. Модель полевого транзистора

Одной из универсальных эмпирических моделей полевых транзисторов является модель Ангелова [7], в которой предложены следующие функциональные зависимости для аппроксимации емкостей затвор — ис-

ток C_{gs} , затвор — сток C_{gd} , а также тока стока I_d от напряжений затвор-исток V_{gs} и сток-исток V_{ds} :

$$C_{gs}(V_{gs}, V_{ds}) = C_{gs0}(1 + \tanh(\psi_1(V_{gs}))(1 + \tanh(\psi_2(V_{ds}))), \quad (1)$$

$$C_{gd}(V_{gs}, V_{ds}) = C_{gd0}(1 + \tanh(\psi_3(V_{gs}))(1 - \tanh(\psi_4(V_{ds}, V_{gs}))), \quad (2)$$

$$I_d(V_{gs}, V_{ds}) = I_{pk} \left[1 + \tanh(\psi(V_{gs}, V_{pk}(V_{ds}))) \right] (1 + \lambda \cdot V_{ds}) \tanh(\alpha \cdot V_{ds}), \quad (3)$$

где $\psi_1(V_{gs})$, $\psi_2(V_{ds})$, $\psi_3(V_{gs})$, $\psi_4(V_{ds}, V_{gs})$, $\psi(V_{gs}, V_{pk}(V_{ds}))$ — полиномиальные функции, а C_{gs0} , C_{gd0} , I_{pk} , λ , α — параметры модели [7].

При всех известных достоинствах модели Ангелова [7] к одному из ее недостатков относят низкую достоверность при моделировании нелинейных искажений, обусловленную недостаточно хорошей аппроксимацией крутизны транзистора при описании ВАХ с помощью (3) [8—10]. Несмотря на потенциальную возможность повышения точности моделирования ВАХ (3) путем использования в $\psi(V_{gs}, V_{pk}(V_{ds}))$ полиномов более высокого порядка, на практике это не всегда удается реализовать.

В то же время математический аппарат теории ИНС находит широкое применение для решения прикладных задач оптимизации, прогнозирования, управления, классификации, а также аппроксимации функций многих переменных с очень большой точностью [11, 12]. Таким образом, имеется возможность повысить достоверность моделирования ВАХ и крутизны транзистора путем замены в (3) полиномиальной функции $\psi(V_{gs}, V_{pk}(V_{ds}))$ на функцию $R(V_{gs}, V_{ds})$, синтезируемую с помощью математической модели ИНС.

Анализ характеристик функций активации нейронов и различных архитектур ИНС позволяет предложить для синтеза функции $R(V_{gs}, V_{ds})$ радиальную базисную сеть (РБС). Разложение по радиальным базисным функциям может быть реализовано на двухслойной нейронной сети, первый слой которой состоит из радиальных базисных нейронов, а второй — из единственного нейрона с линейной характеристикой, на котором реализуется суммирование выходов нейронов первого слоя.

Вход функции активации РБС определяется как модуль разности вектора весов $\mathbf{w}$ и вектора входа $\mathbf{p}$, умноженный на смещение $\mathbf{b}$. Функция активации РБС имеет вид:

$$f(n) = e^{-n^2},$$

где $n = \|x - w\| \cdot b$, где x — вектор входных переменных, w — вектор-строка весов, b — вектор-столбец смещений, а результатом операции $\|x - w\|$ является вектор из элементов $S_i = |x_i - w_i|$, которые определяются расстояниями между i -м вектором входа x и i -й вектор-строкой весов.

В случае двух входных переменных V_{gs} и V_{ds} ($i = 2$) выход отдельного j -го нейрона первого слоя имеет вид:

$$F_j(V_{gs}, V_{ds}) = \exp(-b_{i-1,j}^2 (V_{gs} - w_{i-1,j})^2 - b_{i,j}^2 (V_{ds} - w_{i,j})^2),$$

а на выходе РБС из m нейронов в скрытом слое имеем

$$R(V_{gs}, V_{ds}) = c + \sum_{j=1}^m a_j F_j(V_{gs}, V_{ds}).$$

Таким образом ВАХ нелинейной модели полевого транзистора с применением математического аппарата теории ИНС может быть представлена в виде:

$$I_d(V_{gs}, V_{ds}) = I_{pk} [1 + \tanh(R(V_{gs}, V_{ds}))] (1 + \lambda \cdot V_{ds}) \tanh(\alpha \cdot V_{ds}). \quad (4)$$

Выражения (1) и (2) с точностью 5—10 % [7] описывают нелинейные зависимости емкостей затвор — исток C_{gs} и затвор — сток C_{gd} от приложенных напряжений даже при использовании линейных зависимостей в функциях ψ_1, ψ_2, ψ_3 и ψ_4 . Во многих случаях этого достаточно.

Для аппроксимации нелинейных зависимостей зарядов Q_{gs} и Q_{gd} в качестве альтернативы (1) и (2) может быть предложена архитектура двухслойной ИНС [12], с линейной функцией активации в выходном слое и с так называемой «SoftPlus» [13] функцией активации нейронов в скрытом слое:

$$f_1(a_m) = \ln(1 + e^{a_m}). \quad (5)$$

Функция активации «SoftPlus» (5) имеет следующие особенности: она монотонная, а ее производная представляет собой сигмоидальную функцию:

$$\frac{\partial f(a_m)}{\partial a_m} = \frac{1}{1 + e^{-a_m}}. \quad (6)$$

Таким образом, выражения для зарядов Q_{gd} и Q_{gs} как результат аппроксимации двухслойной нейронной сетью на основе функции «SoftPlus» будут иметь вид:

$$Q(V_{gs}, V_{ds}) = \sum_{j=1}^m a_j \ln[1 + \exp(w_{i-1,j} V_{gs} + w_{i,j} V_{ds} + b_j)]. \quad (7)$$

В отличие от известных выражений для зарядов Q_{gs} и Q_{gd} , полученных из физических соображений в [14] для барьерной емкости контакта Шоттки в случае однородно легированного полупроводника, функция (7) не имеет разрывов.

3. Оценка достоверности модели

Для апробации разработанной модели было проведено экспериментальное исследование ВАХ и S-параметров GaAs HEMT транзистора производства АО «НПП «Исток» им. Шокина» в диапазоне частот 0,5—18 ГГц для следующих значений величин питающих напряжений и их приращений: $-2,5 \text{ В} \leq V_{gs} \leq 0,5 \text{ В}$, $\Delta V_{gs} = 0,1 \text{ В}$ и $0 \text{ В} \leq V_{ds} \leq 5 \text{ В}$, $\Delta V_{ds} = 0,2 \text{ В}$. Используя известные методики экстракции параметров паразитных элементов эквивалентной схемы транзистора [15], а также с помощью оптимизации по Y- и Z-параметрам при всех значениях питающих напряжений в указанном диапазоне частот строились две нелинейные модели: модель Ангелова [7] с C_{gs} , C_{gd} и I_d , определяемыми выражениями (1—3) соответственно, и нелинейная модель, разработанная на основе математического аппарата теории искусственных нейронных сетей, где зависимости Q_{gd} , Q_{gs} и I_d заданы выражениями (7) и (4). Количество нейронов скрытого слоя в РБС для описания ВАХ и в скрытом слое нейронной сети для описания зарядовой модели — пять. В модели Ангелова при описании ВАХ (3) функция $\psi(V_{gs}, V_{pk}(V_{ds}))$ была представлена полиномом 5-го порядка.

Для оценки достоверности моделирования S-параметров транзистора в зависимости от частоты и напряжения затвор — исток в области насыщения для моделей Ангелова и модели на основе математического аппарата теории ИНС (модель на основе ИНС) определялись величины максимального отклонения результатов моделирования и эксперимента по каждому из S-параметров $\max \Delta S = \max(|S_{\text{мод}} - S_{\text{эсп}}|)$, среднее арифметическое отклонение $\sum \Delta S / N$, а также среднее арифметическое величины относительного отклонения теоретической и экспериментальной поверхностей S-параметров $\sum \delta S / N = \frac{100\%}{N} \sum \left| \frac{S_{\text{мод}} - S_{\text{эсп}}}{S_{\text{эсп}}} \right|$, где N — количество анализируемых точек. Результаты сведены в таблицу 1.

Таблица 1. Оценка достоверности моделей.

Table 1. Estimation of model reliability

S-параметр	Критерии оценки достоверности	Модель Ангелова	Модель на основе ИНС
S11	$\max \Delta S11$	0,3773	0,1075
	$\sum \Delta S11/N$	0,1028	0,0226
	$\sum \delta S11/N, \%$	11,6	2,6
S12	$\max \Delta S12$	0,04898	0,022
	$\sum \Delta S12/N$	0,0176	0,0071
	$\sum \delta S12/N, \%$	31,6	11,6
S21	$\max \Delta S21$	1,712	1,608
	$\sum \Delta S21/N$	0,1623	0,078
	$\sum \delta S21/N, \%$	21,0	10,1
S22	$\max \Delta S22$	0,539	0,129
	$\sum \Delta S22/N$	0,217	0,0483
	$\sum \delta S22/N, \%$	28,4	6,5

Как видно из таблицы 1, модель полевого транзистора, разработанная на основе математического аппарата теории ИНС по рассматриваемым критериям, превосходит по достоверности моделирования S-параметров классическую модель Ангелова [7], что позволяет надеяться на ее потенциально более высокую точность и при моделировании нелинейных искажений.

4. Заключение

Анализ результатов моделирования позволяет предположить, что разработанная нелинейная модель полевого транзистора на основе математического аппарата теории ИНС позволит повысить достоверность моделирования СВЧ-устройств на основе полевых транзисторов. В разработанной модели удалось объединить рассмотренные преимущества эмпирических нелинейных моделей полевых транзисторов, реализуемых в популярных САПР СВЧ-устройств в виде эквивалентных схем, и нелинейных моделей транзисторов на основе ИНС.

Продемонстрированный в работе подход по применению математического аппарата теории ИНС при разработке нелинейной модели полевого транзистора позволяет производить разработку и использование нелинейных моделей активных элементов СВЧ электроники на основе нейронных

сетей непосредственно в схемотехнических САПР, используя возможности их методов оптимизации. Указанный подход расширяет возможности поиска новых технических решений по улучшению параметров и характеристик радиоэлектронной аппаратуры.

Список литературы

1. Коколов А. А., Шеерман Ф. И., Бабак Л. И. Обзор математических моделей СВЧ полевых транзисторов с высокой подвижностью электронов // Доклады ТУСУР. 2010. № 2-1 (22). С. 118—126.
2. Qi-Jun Zhang, Gupta K. C., Devabhaktuni V. K. Artificial neural networks for RF and microwave design — from theory to practice // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 2003. Vol. 51, no. 4. P. 1339—1350.
3. Gao J., Zhang L., Xu J., Zhang Q. -J. Nonlinear HEMT Modeling Using Artificial Neural Network Technique. In: IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest. 2005. P. 469—472.
4. Alam M. S., Farooq O., Izharuddin, Armstrong G. A. Artificial Neural Network Based Modeling of GaAs HBT and Power Amplifier Design for Wireless Communication System. In: 2006 International Conference on Microelectronics. 2006. P. 103—106.
5. Liu W., Na W., Zhu L., Ma J., Zhang, Q. -J. A Wiener-Type Dynamic Neural Network Approach to the Modeling of Nonlinear Microwave Devices // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. Vol. 65, no. 6, P. 2043—2062.
6. Hu W., Luo H., Yan X. Guo Y. -X. An Accurate Neural Network-Based Consistent Gate Charge Model for GaN HEMTs by Refining Intrinsic Capacitances // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 2021. Vol. 69, no. 7. P. 3208—3218.
7. Angelov I., Zirath H., Rorsman N. A new empirical nonlinear model for HEMT-devices. In: 1992 IEEE MTT-S Microwave Symposium Digest. 1992. Vol. 3. P. 1583—1586.
8. Angelov K., Andersson D., Schreurs D. [et al]. In: Large-signal modelling and comparison of AlGaIn/GaN HEMTs and SiC MESFETs. Asia-Pacific Microw. Conf. 2006. P. 279—282.
9. Sayed A., Boeck G. An empirical large signal model for silicon carbide MESFETs. In: Gallium Arsenide and Other Semicond. Appl. Symp. 2005. P. 313—316.
10. Yuk K. S., Branner G. R. An empirical large-Signal model for SiC MESFETs with self-heating thermal model // IEEE Trans. MTT. 2008. Vol. 56, no. 11. P. 2671—2680.
11. Галушкин А. И. Нейронные сети : основы теории. М. : Горячая линия — Телеком, 2012. 496 с.
12. Медведев В. С., Потемкин В. Г. Нейронные сети. MATLAB 6. М. : ДИАЛОГ-МИФИ, 2001. 630 с.
13. Baggenstoss P. M. A Neural Network Based on First Principles. In: ICASSP 2020—2020. IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP), 2020. P. 4002—4006.
14. Statz H., Newman P., Smith I. W., Pucel R. A., Haus H. A. GaAs FET device and circuit simulation in SPICE // IEEE Transactions on Electron Devices. 1987. Vol. 34, no. 2. P. 160—169.
15. Rudolph M., Fager C., Root D. E. Nonlinear transistor model parameter extraction techniques. Cambridge University Press, 2012. 366 p.

Информация об авторе

Богданов Сергей Александрович, кандидат технических наук, начальник сектора АО «НПП «Исток» им. Шокина», г. Фрязино, Российская Федерация.

Application of Neural Networks in the Construction of Nonlinear Models of Field-Effect Transistors

S. A. Bogdanov

Scientific and production enterprise “Istok” n. a. A. I. Shokin, JSC
Vokzalnaya st., 2A, Fryazino, Moscow region, 141190, Russian Federation
bogdanov_sa@mail.ru

Received: May 19, 2022

Peer-reviewed: June 5, 2022

Accepted: June 5, 2022

Abstract: The nonlinear model of a field-effect transistor based on the mathematical apparatus of the theory of artificial neural networks was developed. The main feature of this model is the possibility of training neural networks used to approximate the current-voltage characteristic and the gate-drain and gate-source capacitances of a nonlinear transistor model by using optimization algorithms built into popular microwave CAD systems. This makes it possible to use the well-known advantages of neural networks in the problems of function approximation to increase the reliability of the results of nonlinear modeling of microwave devices based on field-effect transistors.

Keywords: nonlinear model of a field-effect transistor; artificial neural networks; radial basic network; activation function; SoftPlus.

For citation (IEEE): S. A. Bogdanov, “Application of Neural Networks in the Construction of Nonlinear Models of Field-Effect Transistors,” *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 5, no. 1, pp. 45–53, 2022, doi: 10.29039/2587-9936.2022.05.1.03. (In Russ.).

References

- [1] A. A. Kokolov, F. I. Sheerman, L. I. Babak, “Review of mathematical models of microwave field-effect transistors with high electron mobility,” *Doklady TUSUR*, no. 2-1 (22), pp. 118–126, 2010. (In Russ.).
- [2] Qi-Jun Zhang, K. C. Gupta, and V. K. Devabhaktuni, “Artificial neural networks for RF and microwave design – from theory to practice,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 51, no. 4, pp. 1339–1350, 2003, doi: 10.1109/TMTT.2003.809179.
- [3] J. Gao, L. Zhang, J. Xu, and Q. -J. Zhang, “Nonlinear HEMT Modeling Using Artificial Neural Network Technique,” in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, pp. 469–472, 2005, doi: 10.1109/MWSYM.2005.1516631.
- [4] M. S. Alam, O. Farooq, Izharuddin, and G. A. Armstrong, “Artificial Neural Network Based Modeling of GaAs HBT and Power Amplifier Design for Wireless Communication System,” in *2006 International Conference on Microelectronics*, pp. 103–106, 2006, doi: 10.1109/ICM.2006.373277.

- [5] W. Liu, W. Na, L. Zhu, J. Ma, and Q.-J. Zhang, "A Wiener-Type Dynamic Neural Network Approach to the Modeling of Nonlinear Microwave Devices," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 65, no. 6, pp. 2043–2062, June 2017, doi: 10.1109/TMTT.2017.2657501.
- [6] W. Hu, H. Luo, X. Yan and Y.-X. Guo, "An Accurate Neural Network-Based Consistent Gate Charge Model for GaN HEMTs by Refining Intrinsic Capacitances," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 69, no. 7, pp. 3208–3218, 2021, doi: 10.1109/TMTT.2021.3076064.
- [7] I. Angelov, H. Zirath, and N. Rorsman, "A new empirical nonlinear model for HEMT-devices," in *1992 IEEE MTT-S Microwave Symposium Digest*, vol. 3, pp. 1583–1586, 1992, doi: 10.1109/MWSYM.1992.188320.
- [8] Angelov K., Andersson D., Schreurs D., Xiao N., Rorsman V., Desmaris M., Sudow, and H. Zirath, "Large-signal modelling and comparison of AlGaIn/GaN HEMTs and SiC MESFETs," in *Asia-Pacific Microw. Conf.*, pp. 279–282, 2006, doi: 10.1109/APMC.2006.4429422.
- [9] A. Sayed and G. Boeck, "An empirical large signal model for silicon carbide MESFETs," in *Gallium Arsenide and Other Semicond. Appl. Symp.*, pp. 313–316, 2005.
- [10] K. S. Yuk and G. R. Branner, "An empirical large-Signal model for SiC MESFETs with self-heating thermal model," *IEEE Trans. MTT.*, vol. 56, no. 11, pp. 2671–2680, 2008, doi: 10.1109/TMTT.2008.2005922.
- [11] A. I. Galushkin, *Neural networks: fundamentals of theory*. Moscow: Goryachaya Liniya – Telekom, 2012. (In Russ.).
- [12] V. S. Medvedev, V. G. Potemkin, *Neural networks. MATLAB 6*. Moscow: Dialog – MIFI, 2001. (In Russ.).
- [13] P. M. Baggenstoss, "A Neural Network Based on First Principles," in *ICASSP 2020 – 2020 IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP)*, pp. 4002–4006, 2020, doi: 10.1109/ICASSP40776.2020.9054549.
- [14] H. Statz, P. Newman, I. W. Smith, R. A. Pucel, and H. A. Haus, "GaAs FET device and circuit simulation in SPICE," *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. 34, no. 2, pp. 160–169, 1987, doi: 10.1109/T-ED.1987.22902.
- [15] Matthias Rudolph, Christian Fager, and David E. Root, *Nonlinear transistor model parameter extraction techniques*, Cambridge University Press, 2012.

Information about the author

Sergey A. Bogdanov, Ph.D. of Engineering Sciences, Head of the sector of JSC RPC "Istok", Fryazino, Russian Federation.

Планарные замедляющие системы для ЛБВ миллиметрового диапазона длин волн

Богомолова Е. А., Галдецкий А. В., Савин А. Н.

*АО «Научно-производственное предприятие “Исток” имени А. И. Шокина»
ул. Вокзальная, 2А, г. Фрязино, Московская обл., 141190, Российская Федерация
galdetskiy@istokmw.ru*

Получено: 22 мая 2022 г.

Отрецензировано: 5 июня 2022 г.

Принято к публикации: 5 июня 2022 г.

Аннотация: Рассмотрены достижения, проблемы и особенности в разработке планарных замедляющих систем для ЛБВ миллиметрового диапазона. статья обзор характеристик планарных замедляющих систем для ЛБВ мм-диапазона, изготавливаемых с помощью технологии фотолитографии, предоставляет разработчикам возможность выбора высокотехнологичных конструкций замедляющих систем планарного типа для создания эффективных широкополосных ЛБВ.

Ключевые слова: замедляющая система, электронный пучок, алмаз, ЛБВ, дисперсия, токооседание.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.5—2008): Богомолова Е. А., Галдецкий А. В., Савин А. Н. Планарные замедляющие системы для ЛБВ миллиметрового диапазона длин волн // *Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии*. 2022. Т. 5, № 1. С. 54—69.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.100—2018): Богомолова, Е. А. Планарные замедляющие системы для ЛБВ миллиметрового диапазона длин волн / Е. А. Богомолова, А. В. Галдецкий, А. Н. Савин // *Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии*. — 2022. — Т. 5, № 1. — С. 54—69.

1. Введение

Развитие СВЧ-электроники идет по пути продвижения в миллиметровый и субмиллиметровый (терагерцовый) диапазоны, открывая широкие перспективы для военных и гражданских систем радиолокации и связи (включая 5G), высокоточного оружия, систем радиовидения, биомедицинских приложений и т. д. [1—4].

В мм-диапазоне и на более высоких частотах твердотельные приборы уступают электровакуумным приборам (ЭВП) по уровню радиационной и температурной стойкости, выходной мощности, усилению и КПД, по стоимости «единицы» мощности, широкополосности и помехозащищенности (рис. 1). Учитывая тенденции, такое положение дел сохранится (в отличие от сантиметрового диапазона) еще на многие годы.

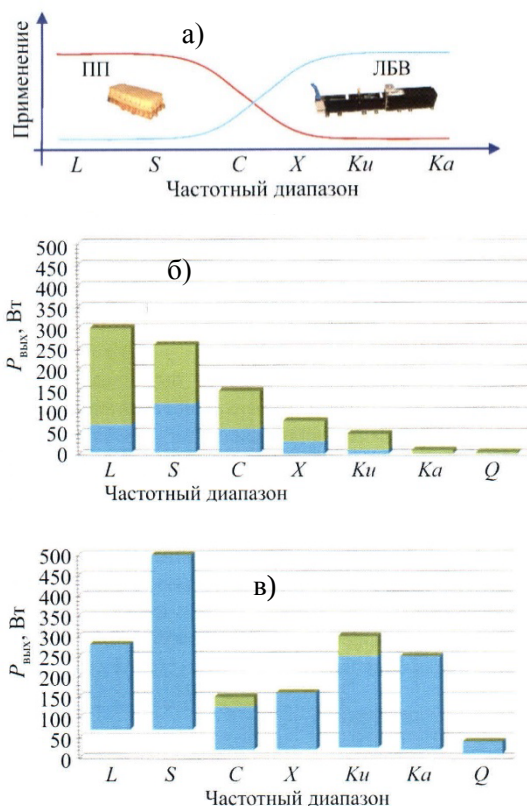


Рис. 1. а) конкуренция твердотельных и электровакуумных усилителей; уровень развития в Европе усилителей космического назначения: б) электровакуумных на основе ЛБВ и в) полупроводниковых.

Fig. 1. а) competition between solid-state and electrovacuum amplifiers; the level of development in Europe of amplifiers for space purposes: б) vacuum tube based on TWT and в) semiconductor

Появление в последние годы новых материалов, методов моделирования и проектирования приборов, технологических процессов, электронных компонентов, радиоэлектронной аппаратуры, систем и комплексов на

их основе привели к созданию ряда миниатюрных ЛБВ W -диапазона, обладающих высокими параметрами [5—32].

Среди них интерес у разработчиков вызывают ЛБВ с планарными замедляющими системами (ЗС) [33—35]. Преимуществами этих ЛБВ перед обычными являются малый вес и размеры, повышенная устойчивость к ударам и вибрации, низкие производственные затраты при изготовлении прибора [36—38]. Кроме того, планарная технология обеспечивает высокую точность изготовления мелкоструктурных ЗС, удовлетворяющую жестким допускам для ламп, работающих в W -диапазоне. Планарные технологии позволяют изготавливать сложные ЗС, которые трудно выполнить обычными методами.

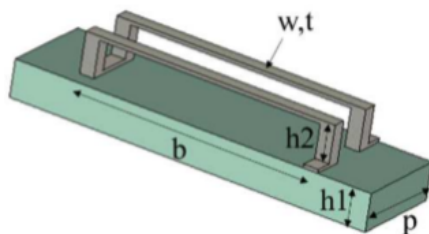
Распространению ЛБВ с планарными ЗС препятствовал ряд проблем. Классическая планарная ЗС изготавливается нанесением тонкой пленки металла на диэлектрическую подложку с последующей фотолитографией. В такой конструкции предполагается использование ленточного электронного потока. Однако транспортировка сильноточных ленточных пучков в магнитном поле затруднена из-за S -образного изгиба краев ленты при ее движении к коллектору, что приводит к значительной деградации токопрохождения. Кроме того, близкое расположение пучка к поверхности диэлектрика приводит к ее зарядке и процессам вторичной эмиссии, что также влияет на токопрохождение. Для уменьшения эффекта S -образного загиба краев ленты используются большие амплитуды магнитного поля, что в свою очередь существенно увеличивает массогабаритные параметры лампы и ее стоимость.

Для отвода тепла от элементов ЗС приходится располагать подложку на стенке волновода, что резко увеличивает диэлектрическую нагрузку и ухудшает сопротивление связи ЗС. Для устранения указанных недостатков в ряде теоретических работ [33—35, 39—40] предлагаются новые конструктивные решения.

2. Перспективные конструкции планарных замедляющих систем для ЛБВ W -диапазона

В работе [33] предлагается конструкция ЗС, центральная часть проводников которой приподнята на высоту 50 мкм относительно диэлектрической подложки из кварца с $\epsilon = 3.75$ (рис. 2).

Закрепление проводника на подложке в узкой части меандра позволило увеличить сопротивление связи более чем в 2 раза относительно классической конструкции, при этом напряжение синхронизма увеличилось не более, чем на 10 % (рис. 3).



Parameter	b	w	h1	h2	p	t
Value(mm)	0.35	0.02	0.05	0.05	0.14	0.005

Рис. 2. Макет одного периода планарной ЗС с приподнятыми проводниками.

Fig. 2. Model of one period of a planar slow-wave system with elevated conductors

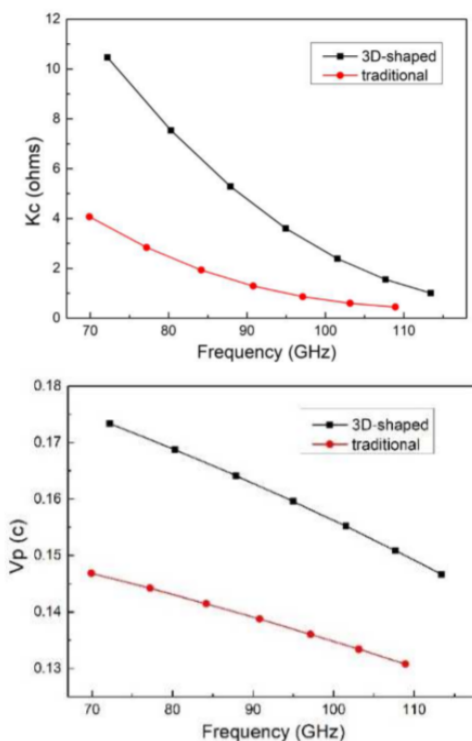


Рис. 3. АЧХ сопротивления связи (а) и фазовой скорости (б) в полосе прозрачности ЗС: для новой конструкции (черная кривая) и классической (красная кривая).

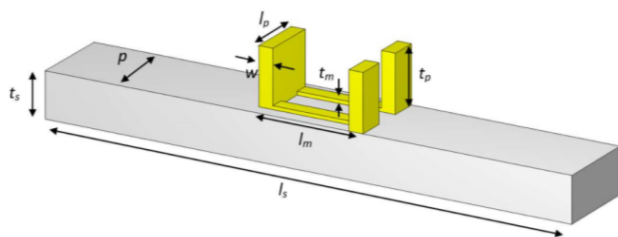
Fig. 3. Frequency response of the coupling resistance (a) and phase velocity (b) in the slow-wave system transparency band: for the new design (black curve) and classical (red curve)

Авторы представили рассчитанную выходную мощность ЛБВ с новой планарной ЗС в полосе частот 80—95 ГГц с ускоряющим напряжением 6.7 кВ и током 0.1 А, которая составила 28 Вт, а усиление — 24 дБ. При этом сопротивление связи достаточно велико благодаря низкой диэлектрической проницаемости кварца, но средняя мощность мала из-за его низкой теплопроводности.

В работе [34] анализируется возможность создания ЛБВ в диапазоне 71—76 ГГц для спутниковой линии связи, проводники ЗС которой в виде меандра выполнены с помощью фотолитографии (рис. 4). В качестве материала проводников меандра используется золото, а подложка — оксид алюминия с диэлектрической проницаемостью 9.9. Сопротивление связи ЗС имеет величину более 10 Ом в полосе частот 71—76 ГГц (рис. 5).

Расчетные выходная мощность и коэффициент усиления ЛБВ с ускоряющим напряжением 6.5 кВ и током катода 40 мА составили более 20 Вт и 26 дБ.

Авторы работы [35] исследуют возможность создания ЛБВ на частоте 160 ГГц с ускоряющим напряжением 14.6 кВ с планарной ЗС типа двойной медный меандр на подложке из кварца (рис. 6).



Parameter	l_m	t_m	w	l_p	t_p	p	l_s	t_s
Value (μm)	320	10	40	160	150	240	1500	127

Рис. 4. Макет одного периода планарной замедляющей системы с высотой периферийной части меандра 150 мкм.

Fig. 4. Model of one period of a planar slow-wave system with a height of the peripheral part of the meander of 150 μm

Подробно исследована технология изготовления пленочной ЗС, в которой используются процессы, основанные на магнетронном распылении, УФ-литографии и травлении ионным пучком аргона. Процесс осаждения занимает в общей сложности 40 минут, включая вакуумную откачку. Фотография изготовленного образца представлена на рис. 7.

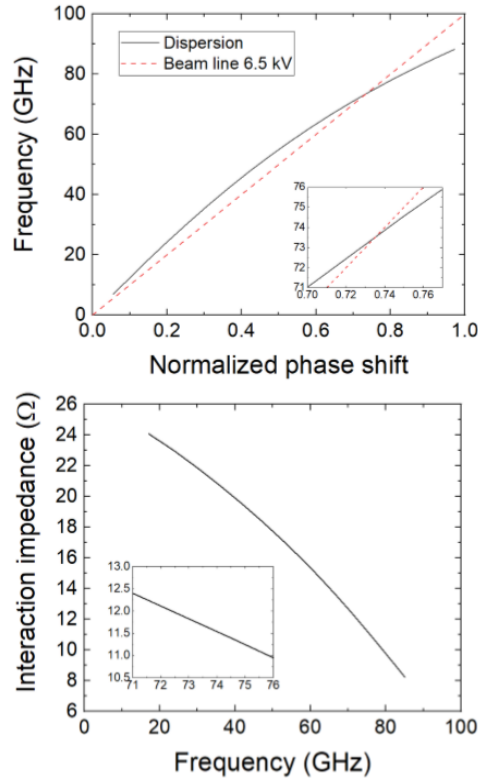


Рис. 5. Диаграмма Бриллюэна и АЧХ сопротивления связи в полосе прозрачности.

Fig. 5. Brillouin diagram and frequency response of coupling resistance in the transparency band

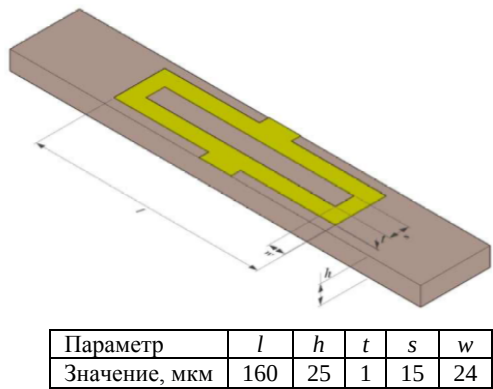


Рис. 6. Макет одного периода планарной ЗС с двойным меандром.

Fig. 6. Model of one period of a planar slow-wave system with a double meander

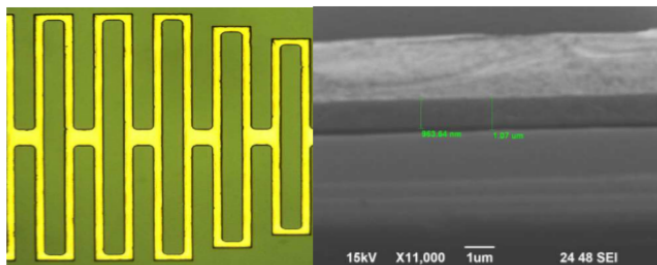


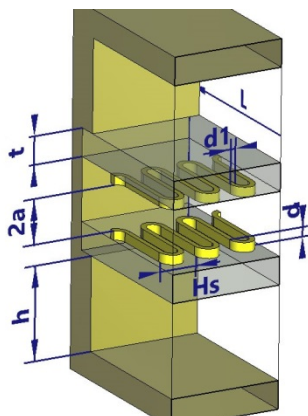
Рис. 7. Фотография планарной ЗС на оптическом (а) и электронном (б) микроскопе.

Fig. 7. Photograph of a planar slow-wave system on an optical (a) and electron (b) microscope

В рассмотренных конструкциях ЗС решалась проблема увеличения сопротивления связи в рабочей полосе частот. Однако вопрос токоотседа-ния электронного потока на диэлектрическую подложку с последующей ее зарядкой в данных конструкциях остается нерешенным.

3. Замедляющая система типа «меандр» на подвешенной подложке из CVD алмаза

Разработанная авторами ЗС планарного типа содержит волновод, в котором размещена диэлектрическая подложка с периодической системой проводников, имеющих топологию меандра [39—40]. Вторая подложка с идентичной системой проводников располагается параллельно первой, причем между проводниками подложек был образован пролетный канал вдоль продольной оси волновода (рис. 8).



Период H_s , мкм	190
Ширина волновода L , мм	0.8
Высота пролетного канала $2a$, мкм	240
Толщина алмазной подложки t , мкм	150
Ширина проводников d_1 , мкм	25
Толщина проводников d , мкм	50
Расстояние от внутренней стенки волно- вода h , мм	0.5
Ширина электронного пучка, мкм	400
Высота электронного пучка, мкм	108

Рис. 8. Конструкция ЗС типа «меандр» с подвешенной подложкой из CVD алмаза.

Fig. 8. Design of a meander-type slow-wave system with a suspended CVD diamond substrate

Ширина каждой подложки не превышает $\lambda/2$, где λ — длина волны, и закрепляется на расстоянии h от внутренней стенки волновода. Величина h выбирается из условия $h \geq \lambda/(\epsilon\pi\sqrt{n^2-1})$, где n — коэффициент замедления ($n = c/v_\phi$), c — скорость света, v_ϕ — фазовая скорость волны в системе. Благодаря подвешенным подложкам заметно повышается сопротивление связи, а для обеспечения требуемого теплоотвода в качестве материала диэлектрических подложек предложено использовать CVD алмаз.

В рассматриваемой ЗС предполагается использовать ленточный ЭП с сечением 400×108 мкм. С учетом заданных размеров поперечного сечения пучка и технологических возможностей изготовления высота пролетного канала была выбрана $2a = 240$ мкм.

В результате численного моделирования установлено, что для предотвращения токооседания ЭП на поверхность диэлектрика толщина проводника d должна быть не менее $p_0/17$, где p_0 — расстояние между соседними проводниками на подложке. Это обеспечивает отсутствие накопления заряда в подложке, появления паразитных электростатических полей и процессов вторичной эмиссии.

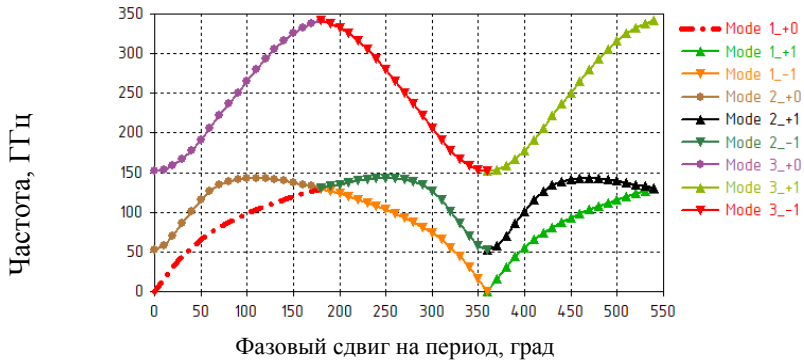
Для снижения вызываемой диэлектрической подложкой нагрузки на проводники, приводящей к уменьшению концентрации электрического поля в области пучка, и с учетом имеющихся технологических возможностей была выбрана минимально возможная толщина подложки $t = 150$ мкм.

На рис. 9 представлены: диаграмма Бриллюэна, АЧХ замедления и сопротивления связи планарной ЗС типа «меандр» с подвешенной подложкой из CVD алмаза.

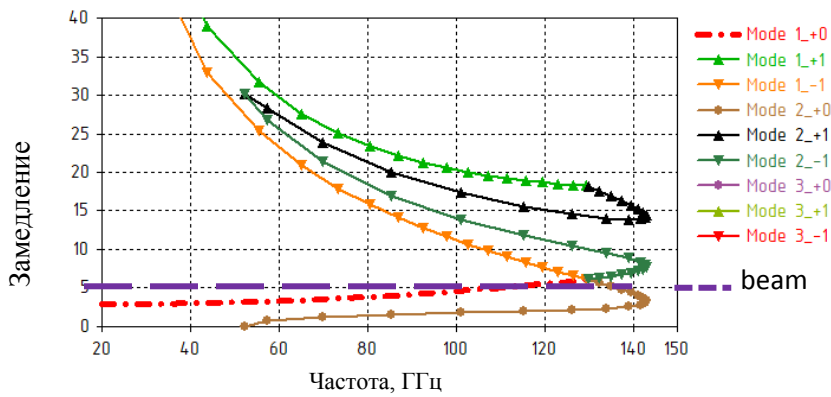
В диапазоне изменения фазового сдвига от $0 \leq \phi \leq \pi$ синхронизм обеспечивается между электронным пучком и 0-й прямой пространственной гармоникой 1-й моды (рис. 9б), которая распространяется в направлении движения электронного пучка при ускоряющем напряжении 15.6 кВ и имеет более высокое сопротивление связи (рис. 9в) по сечению электронного пучка, чем для других пространственных гармоник, что исключает возникновение паразитной генерации.

В качестве примера применения планарной ЗС на подвешенной алмазной подложке была рассчитана односекционная «прозрачная» ЛБВ с заданным усилением не более 16 дБ при плотности тока с катода 100 А/см^2 . Результаты моделирования показали возможность достижения в мини-ЛБВ W-диапазона с планарной ЗС типа «меандр» на подвешенной подложке рабочей полосы 3 % при выходной непрерывной мощности более 35 Вт, усилении 15 дБ и ускоряющем напряжении всего 15.6 кВ.

a)



б)



в)

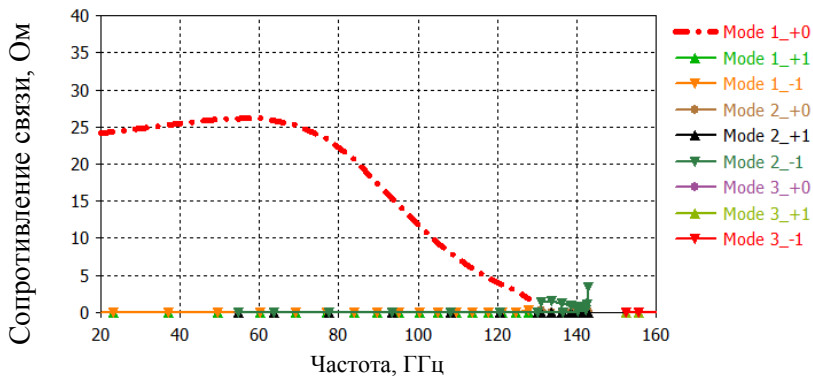


Рис. 9. Диаграмма Бриллюэна (а), АЧХ замедления (б) и сопротивления связи (в) планарной ЗС типа «меандр» с подвешенной подложкой.

Fig. 9. Brillouin diagram (a), frequency response of deceleration (b) and coupling resistance (c) for a planar earthing system of the “meander” type with a suspended substrate

4. Заключение

В данной работе представлены тенденции развития планарных ЗС для ЛБВ миллиметрового диапазона длин волн. Показано, что продвижение в коротковолновую часть мм-диапазона в значительной мере связано с поиском и реализацией эффективных конструкций замедляющих систем и технологий их изготовления.

Представленный в статье обзор характеристик планарных ЗС для ЛБВ мм-диапазона, изготавливаемых с помощью технологии фотолитографии, предоставляет разработчикам возможность выбора высокотехнологичных конструкций ЗС планарного типа для создания эффективных широкополосных ЛБВ.

Список литературы

1. Andre Frederic [et al.] Technology, Assembly, and Test of a W-band TWT for New 5 G High-Capacity Networks // IEEE Transactions on electron devices. 2020. Vol. 67, no. 7. P. 2919—2924.
2. Glyavin M. Y., Idehara T., Sabchevski S. P. Development of THz gyrotrons at IAP RAS and FIR UF and their applications in physical research and highpower THz technologies // IEEE Trans. Terahertz Sci. Technol. 2015. Vol. 5, no. 5. P. 788—797.
3. Dayton J. A., Kory C. L., Mearini G. T. Microfabricated mm-wave TWT platform for wireless backhaul. In: Abstracts of the Sixteenth IEEE International Vacuum Electronics Conference (IVEC2015). (Beijing, China, April 27—29, 2015). P. 1—2.
4. Галдецкий А. В., Сапрынская Л. А., Соколова И. М., Натура И. П., Корчагин А. И. Мощная ЛБВ миллиметрового диапазона с прецизионной технологией изготовления согласующих элементов конструкции // Радиотехника. 2019. Т. 83, № 7 (10). С 73—82.
5. Wang J., Zhang D., Liu C. и др. UNIPIC code for simulations of high power microwave devices // Physics of Plasmas. 2009. Vol. 16, no 3. P. 0331081—03310810.
6. CST STUDIO SUITE — ELECTROMAGNETIC FIELD SIMULATION SOFTWARE. URL: https://www.3ds.com/products-services/simulia/products/cst-studio-suite/?utm_source=cst.com&utm_medium=301&utm_campaign=cst (дата обращения: 12.07.2021).
7. Understand, Predict and Optimize Physics-Based Designs and Processes with COMSOL Multiphysics. URL: <https://www.comsol.com/comsol-multiphysics> (дата обращения: 15.09.2021).
8. Starinshak D. P., Smith N. D., Wilson J. D. Using COMSOL Multiphysics software to model anisotropic dielectric and metamaterial effects in folded-waveguide traveling-wave tube slow-wave circuits. In: IEEE International Vacuum Electronics Conference IVEC 2008. (Monterey, California April 22—24, 2008). P. 162—163.
9. HFSS 3D Electromagnetic Field Simulator for RF and Wireless Design URL: <https://www.ansys.com/Products/Electronics/ANSYS-HFSS> (дата обращения: 10.11.2021).
10. Antonsen T. M. Jr., Levush B. CHRISTINE : A Multifrequency Parametric Simulation Code for Traveling Wave Tube Amplifiers. Washington : NRL Internal report, 1997. 39 p.

11. Chernyavskiy I. A., Chernin D., Vlasov A. N. [at al.] Modeling of the wide-band coupled-cavity TWTS with the large-signal code TESLA-CC. In: Abstracts of IEEE International Conference on Plasma Science (ICOPS 2011). (Chicago, Illinois, USA, June 26—30, 2011). P. 1—1.
12. Chernyavskiy I. A., Cooke S. J., Vlasov A. N. [at al.] Parallel Simulation of Independent Beam-Tunnels in Multiple-Beam Klystrons Using TESLA // IEEE Transactions on Plasma Science. 2008. Vol. 36, no 3. P. 670—681.
13. Chernyavskiy I. A., Petillo J. J., Vlasov A. N. [at al.] End-to-end analysis using MICHELLE and TESLA codes. In: IEEE International Conference on Plasma Science — Abstracts. (ICOPS 2009). (San Diego, CA, USA, June 1—5, 2009). P. 1—1.
14. Chernyavskiy I. A., Vlasov A. N., Antonsen T. M. [at al.] Validation study of the TESLA model for extended interaction klystron // IEEE International Vacuum Electronics Conference (IVEC 2011). (Bangalore, Karnataka, India, Feb. 21—24, 2011). P. 89—90.
15. Chernyavskiy I. A., Vlasov A. N., Antonsen T. M. [at al.] Modeling of a G-band extended interaction klystron using the large-signal code TESLA // 35th International Conference on Infrared, Millimeter, and Terahertz Waves (IRMMW-THz 2010), (Rome, Italy, September 5—10, 2010). P. 1—2.
16. Chernyavskiy I. A., Vlasov A. N., Cooke S. J. [at al.] TESLA modeling of the linear-beam amplifiers. In: IEEE International Vacuum Electronics Conference — IVEC'09. (Rome, Italy, April 28—30, 2009). P. 121—122.
17. Cooke S. J., Vlasov A. N., Levush B. [at al.] GPU-accelerated 3D time-domain simulation of vacuum electron devices. In: IEEE International Vacuum Electronics Conference — IVEC 2011. (Bangalore, Karnataka, India, Feb. 21—24, 2011). P. 305—306.
18. Vlasov A. N., Antonsen T. M., Chernin D. [at al.] Simulation of microwave devices with external cavities using MAGY. In: Third IEEE International Vacuum Electronics Conference — IVEC 2002. (Monterey, California, USA, April 23—25, 2002). P. 79—80.
19. Vlasov A. N., Cooke S. J., Levush B. [at al.] 16.1 : 2D modeling of beam-wave interaction in coupled cavity TWT with TESLA. In: IEEE International Vacuum Electronics Conference — IVEC 2010. (Monterey, CA, USA, May 18—20, 2010). P. 405—406.
20. Borisov A. A., Budzinsky U. A., Bykovsky S. V. [at al.] The development of vacuum microwave devices in Istok. In: IEEE International Vacuum Electronics Conference — IVEC 2011. (Bangalore, Karnataka, India, Feb. 21—24, 2011). P. 437—438.
21. Dayton J. A., Kory C. L., Mearini G. T. Microfabricated mm-wave TWT platform for wireless backhaul. In: Abstracts of the Sixteenth IEEE International Vacuum Electronics Conference — IVEC2015. (Beijing, China, April 27—29, 2015). P. 1—2.
22. Zaginaylov G. I., Gandel Y. V., Kamyshan O. P. [at al.] Full-wave analysis of the field distribution of natural modes in the rectangular waveguide grating based on singular integral equation method // IEEE Transactions on Plasma Science. 2002. Vol. 30, no 3. P. 1151—1159.
23. Каретникова Т. А. Линейная теория многосекционных широкополосных ЛБВ с неоднородной спиральной замедляющей системой // Известия вузов. Прикладная нелинейная динамика. 2012. Т. 20, № 6. С. 148—159.
24. Рожнёв А. Г., Рыскин Н. М., Каретникова Т. А. [и др.] Исследование характеристик замедляющей системы лампы бегущей волны миллиметрового диапазона с ленточным электронным пучком // Изв. вузов. Радиофизика. 2013. Т. 56, № 8. С. 601—613.
25. Бушуев Н. А. Расчет собственных мод диафрагмированного волновода для гиро-приборов с замедленными волнами. В кн.: Proceedings of the 4th IEEE Saratov — Penza Chapter Workshop «Машинное проектирование в прикладной электродинамике и электронике». (Саратов, Россия, 26 сент. 1999). С. 87—91.

26. Rozhnev A. G., Ryskin N. M., Sokolov D. V. [at al.] New 2.5D code for modeling of nonlinear multisignal amplification in a wideband helix traveling wave tube // In: Fifth IEEE International Vacuum Electronics Conference, (Monterey, California, April 27—29, 2004). P. 144—145.
27. Гольденберг Б. Г. Базовые принципы LIGA-технологии
URL: www.ssrc.inp.nsk.su/CKP/lections/Theory_of_LIGA-tecnology.pdf
(дата обращения: 10.11.2020).
28. Thevenoud J. M., Mercier B., Bourouina T. [at al.] DRIE TECHNOLOGY : FROM MICRO TO NANOAPPLICATIONS.
URL: [https://www.researchgate.net/publication/228781147_\(дата_обращения:_10.12.2017\)](https://www.researchgate.net/publication/228781147_(дата_обращения:_10.12.2017)).
29. Rai-Choudhury P., ed. MEMS and MOEMS Technology and Applications. SPIE PRESS BOOK, 2000. 528 p.
30. Siegel P. H. Terahertz technology // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 2002. Vol. 50, no 3. P. 910—928.
31. Carlsten B. E., Russell S. J., Earley L. M. [at al.] Technology development for a mm-wave sheet-beam traveling-wave tube // IEEE Transactions on Plasma Science. 2005. Vol. 33, no 1. P. 85—93.
32. Duo Xu, Wei Shao [et al.] A semi-analytic numerical algorithm of diamond pillbox windows for terahertz vacuum electron device applications // IEEE Electron Device Letters. 2021. Vol. 42, no. 2, P. 252—255.
33. Shangsong Xin, Yanyu Wei, Lingna Yue, Jin Xu, Hairong Yin, Wenxiang Wang, Research on a 3-D Microstrip Meander-line Slow-wave Structure Traveling Wave Tube. In: IEEE International Vacuum Electronics Conference IVEC 2021 (Virtual Event April 28—30, 2021). P. 58—59.
34. Juan Socuellamos, Rosa Letizia, Roberto Dionisio, Claudio Paoloni, Pillared Meander Line Slow Wave Structure for W-band Traveling Wave Tube. In: IEEE International Vacuum Electronics Conference IVEC 2021. (Virtual Event April 28—30 2021). P. 74—75.
35. Yang Xie, Ningfeng Bai, Xiaohan Sun, Pan Pan, Jun Cai, Jinjun Feng, Design and Fabrication of D-band Planar Double Microstrip Meander Line Slow Wave Structure. In : IEEE International Vacuum Electronics Conference — IVEC 2021. (Virtual Event April 28—30, 2021). P. 106—107.
36. Mannette R., Shaw B., Henry H., An M-type backward-wave oscillator with photocopied delay line // Electronics. 1966. Vol. 39, no. 4.
37. Printed-circuit TWT's promis cost cuts // Electronics. 1972. Vol. 45, no. 25. P. 35—36.
38. Scott A. W. Next in tubes the printed circuit TWT // Electronic Design. 1972. Vol. 20, no. 26. P. 28, 30.
39. Ракова Е. А. Проектирование ЛБВ W-диапазона с замедляющей системой на алмазном теплоотводе. В сб.: Научно-технический сборник «Успехи современной радиоэлектроники». 2016. № 2. С. 51.
40. Галдецкий А. В., Богомолова Е. А. Замедляющая система планарного типа. Патент РФ № 2653573, приоритет от 06.03.2017 г.

Информация об авторах

Богомолова Е. А., сотрудник АО «Научно-производственное предприятие “Исток” имени А. И. Шокина», г. Фрязино, Московская обл., Российская Федерация.

Галдецкий А. В., сотрудник АО «Научно-производственное предприятие “Исток” имени А. И. Шокина», г. Фрязино, Московская обл., Российская Федерация.

Савин А. Н. сотрудник АО «Научно-производственное предприятие “Исток” имени А. И. Шокина», г. Фрязино, Московская обл., Российская Федерация.

Planar Slow-Wave Structures for Millimeter Wave Band TWT

E. A. Bogomolova, A. V. Galdetskiy, and A. N. Savin

Scientific and production enterprise “Istok” n. a. A. I. Shokin, JSC
Vokzalnaya st., 2A, Fryazino, Moscow region, 141190, Russian Federation
galdetskiy@istokmw.ru

Received: May 22, 2022

Peer-reviewed: June 5, 2022

Accepted: June 5, 2022

Abstract: Achievements, problems and features in the development of planar slow-wave systems for TWTs in the millimeter range are considered. In this article, a review of the characteristics of planar slow-wave systems for mm-band TWTs manufactured using photolithography technology provides developers with the opportunity to choose high-tech designs of planar-type slow-wave systems for creating efficient broadband TWTs.

Keywords: slow-wave structure, electron beam, diamond, TWT, dispersion, beam intercept.

For citation (IEEE): E. A. Bogomolova, A. V. Galdetskiy, and A. N. Savin, “Planar Slow-Wave Structures for Millimeter Wave Band TWT,” *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 5, no. 1, pp. 54–69, 2022, doi: 10.29039/2587-9936.2022.05.1.04. (In Russ.).

References

- [1] F. Andre, “Technology, Assembly, and Test of a W-Band Traveling Wave Tube for New 5G High-Capacity Networks,” *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. 67, no. 7, pp. 2919–2924, 2020, doi: 10.1109/ted.2020.2993243.
- [2] M. Y. Glyavin, T. Idehara, and S. P. Sabchevski, “Development of THz Gyrotrons at IAP RAS and FIR UF and Their Applications in Physical Research and High-Power THz Technologies,” *IEEE Transactions on Terahertz Science and Technology*, vol. 5, no. 5, pp. 788–797, 2015, doi: 10.1109/thz.2015.2442836.
- [3] J. A. Dayton, C. L. Kory, and G. T. Mearini, “Microfabricated mm-wave TWT platform for wireless backhaul,” *2015 IEEE International Vacuum Electronics Conference (IVEC)*, 2015, doi: 10.1109/ivec.2015.7223799.
- [4] A. V. Galdetsky, L. A. Saprynskaya, I. M. Sokolova, I. P. Natura, and A. I. Korchagin, “Powerful millimeter wave TWT with precision manufacturing technology for matching structural elements,” *Radiotekhnika*, vol. 83, no. 7 (10), pp. 73–82, 2019. (In Russ.).
- [5] J. Wang, “UNIPICode for simulations of high power microwave devices,” *Physics of Plasmas*, vol. 16, no. 3, p. 033108, 2009, doi: 10.1063/1.3091931.
- [6] “CST Studio Suite – Electromagnetic Field Simulation Software [Advertisement],” URL: https://www.3ds.com/products-services/simulia/products/cst-studio-suite/?utm_source=cst.com&utm_medium=301&utm_campaign=cst [Accessed July 12, 2021].

- [7] “Understand, Predict and Optimize Physics-Based Designs and Processes with COMSOL Multiphysics [Advertisement],” URL: <https://www.comsol.com/comsol-multiphysics> [Accessed Sept. 15, 2021].
- [8] D. P. Starinshak, N. D. Smith, and J. D. Wilson, “Using COMSOL Multiphysics software to model anisotropic dielectric and metamaterial effects in folded-waveguide traveling-wave tube slow-wave circuits,” *2008 IEEE International Vacuum Electronics Conference*, 2008, doi: 10.1109/ivelec.2008.4556469.
- [9] “HFSS 3D Electromagnetic Field Simulator for RF and Wireless [Advertisement],” [Online]. <https://www.ansys.com/Products/Electronics/ANSYS-HFSS> [Accessed Nov. 10, 2021].
- [10] T. M. Antonsen, Jr., B. Levush, *CHRISTINE: A Multifrequency Parametric Simulation Code for Traveling Wave Tube Amplifiers*. Washington: NRL Internal report, 1997. 39 p.
- [11] I. A. Chernyavskiy, D. Chernin, A. Vlasov, B. Levush, T. Antonsen, and J. Legarra, “Modeling of the wide-band coupled-cavity TWTS with the large-signal code TESLA-CC,” *2011 Abstracts IEEE International Conference on Plasma Science*, 2011, doi: 10.1109/plasma.2011.5993000.
- [12] I. A. Chernyavskiy, “Parallel Simulation of Independent Beam-Tunnels in Multiple-Beam Klystrons Using TESLA,” *IEEE Transactions on Plasma Science*, vol. 36, no. 3, pp. 670–681, 2008, doi: 10.1109/tps.2008.920270.
- [13] I. Chernyavskiy, J. Petillo, A. Vlasov, B. Levush, and E. Wright, “End-to-end analysis using MICHELLE and TESLA codes,” *2009 IEEE International Conference on Plasma Science – Abstracts*, 2009, doi: 10.1109/plasma.2009.5227554.
- [14] I. A. Chernyavskiy, “Validation study of the TESLA model for extended interaction klystron,” *2011 IEEE International Vacuum Electronics Conference (IVEC)*, 2011, doi: 10.1109/ivec.2011.5746889.
- [15] I. A. Chernyavskiy, “Modeling of a G-band extended interaction klystron using the large-signal code TESLA,” *35th International Conference on Infrared, Millimeter, and Terahertz Waves*, 2010, doi: 10.1109/icimw.2010.5613043.
- [16] I. A. Chernyavskiy, “TESLA modeling of the linear-beam amplifiers,” *2009 IEEE International Vacuum Electronics Conference*, 2009, doi: 10.1109/ivelec.2009.5193388.
- [17] S. J. Cooke, A. N. Vlasov, B. Levush, I. A. Chernyavskiy, and T. M. Antonsen, “GPU-accelerated 3D time-domain simulation of vacuum electron devices,” *2011 IEEE International Vacuum Electronics Conference (IVEC)*, 2011, doi: 10.1109/ivec.2011.5746997.
- [18] A. Vlasov, T. Antonsen, D. Chernin, B. Levush, and E. Wright, “Simulation of microwave devices with external cavities using MAGY,” *Third IEEE International Vacuum Electronics Conference (IEEE Cat. No.02EX524)*, doi: 10.1109/ivelec.2002.999270.
- [19] A. N. Vlasov, S. J. Cooke, B. Levush, T. M. Antonsen, I. A. Chernyavskiy, and D. P. Chernin, “16.1: 2D modeling of beam-wave interaction in coupled cavity TWT with TESLA,” *2010 IEEE International Vacuum Electronics Conference (IVEC)*, 2010, doi: 10.1109/ivelec.2010.5503379.
- [20] A. A. Borisov, “The development of vacuum microwave devices in Istok,” *2011 IEEE International Vacuum Electronics Conference (IVEC)*, 2011, doi: 10.1109/ivec.2011.5747063.
- [21] J. A. Dayton, C. L. Kory, and G. T. Mearini, “Microfabricated mm-wave TWT platform for wireless backhaul,” *2015 IEEE International Vacuum Electronics Conference (IVEC)*, 2015, doi: 10.1109/ivec.2015.7223799.
- [22] G. Zaginaylov, “Full-wave analysis of the field distribution of natural modes in the rectangular waveguide grating based on singular integral equation method,” *IEEE Transactions on Plasma Science*, vol. 30, no. 3, pp. 1151–1159, 2002, doi: 10.1109/tps.2002.801613.

- [23] T. A. Karetnikova, "Linear theory of multisection broadband TWTs with an inhomogeneous spiral slow-wave system," *Izvestiya vuzov. Applied non-linear dynamics*, vol. 20, no. 6, pp. 148–159, 2012. (In Russ.).
- [24] A. G. Rozhnev, N. M. Ryskin, T. A. Karetnikova [et al.], "Investigation of the characteristics of the retarding system of a millimeter-wave traveling-wave lamp with a strip electron beam," *Izv. Vuzov. Radiophysics*, vol. 56, no. 8, pp. 601–613, 2013. (In Russ.).
- [25] N. A. Bushuev, "Calculation of eigenmodes of a diaphragmed waveguide for gyro-devices with slow waves," *Proceedings of the 4th IEEE Saratov – Penza Chapter Workshop "Machine Design in Applied Electrodynamics and Electronics" (Saratov, Russia, September 26, 1999)*, pp. 87–91. (In Russ.).
- [26] A. G. Rozhnev, N. M. Ryskin, D. V. Sokolov [at al.], "New 2.5D code for modeling of non-linear multisignal amplification in a wideband helix traveling wave tube," *Fifth IEEE International Vacuum Electronics Conference, (Monterey, California, April 27–29, 2004)*, pp. 144–145.
- [27] B. G. Goldenberg, "Basic principles of LIGA technology," URL: www.ssrc.inp.nsk.su/CKP/lections/Theory_of_LIGA-tecnology.pdf [Accessed Oct. 11, 2020]. (In Russ.).
- [28] J. M. Thevenoud, B. Mercier, T. Bourouina [at al.], "DRIE TECHNOLOGY: FROM MICRO TO NANOAPPLICATIONS," URL: https://www.researchgate.net/publication/228781147_ [Accessed Oct. 12, 2017].
- [29] "MEMS and MOEMS Technology and Applications," 2000, doi: 10.1117/3.2265068.
- [30] P. Siegel, "Terahertz technology," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 50, no. 3, pp. 910–928, 2002, doi: 10.1109/22.989974.
- [31] B. Carlsten, "Technology development for a mm-wave sheet-beam traveling-wave tube," *IEEE Transactions on Plasma Science*, vol. 33, no. 1, pp. 85–93, 2005, doi: 10.1109/tps.2004.841172.
- [32] D. Xu, "A Semi-Analytic Numerical Algorithm of Diamond Pillbox Windows for Terahertz Vacuum Electron Device Applications," *IEEE Electron Device Letters*, vol. 42, no. 2, pp. 252–255, 2021, doi: 10.1109/led.2020.3045531.
- [33] S. Xin, J. Xu, H. Yin, Y. Wei, L. Yue, and W. Wang, "Research on a 3-D Microstrip Meander-line Slow-wave Structure Traveling Wave Tube," *2021 22nd International Vacuum Electronics Conference (IVEC)*, 2021, doi: 10.1109/ivec51707.2021.9722436.
- [34] J. M. Socuellamos, R. Letizia, R. Dionisio, and C. Paoloni, "Pillared Meander Line Slow Wave Structure for W-band Traveling Wave Tubes," *2021 22nd International Vacuum Electronics Conference (IVEC)*, 2021, doi: 10.1109/ivec51707.2021.9722426.
- [35] Y. Xie, N. Bai, X. Sun, P. Pan, J. Cai, and J. Feng, "Design and Fabrication of D-band Planar Double Microstrip Meander Line Slow Wave Structure," *2021 22nd International Vacuum Electronics Conference (IVEC)*, 2021, doi: 10.1109/ivec51707.2021.9722535.
- [36] R. Mannette, B. Shaw, and F. Hendry, "An m-type backward-wave oscillator with photocopied delay line," *1965 International Electron Devices Meeting*, 1965, doi: 10.1109/iedm.1965.187554.
- [37] "Printed-circuit TWT's promis cost cuts," *Electronics*, vol. 45, no. 25, pp. 35–36, 1972.
- [38] A. W. Scott, "Next in tubes the printed circuit TWT," *Electronic Design*, vol. 20, no. 26, pp. 28, 30, 1972.
- [39] E. A. Rakova, "Designing a W-band TWT with a moderating system based on a diamond heat sink," *Advances in modern radio electronics*, no. 2, p. 51, 2016. (In Russ.).
- [40] A. V. Galdetsky and E. A. Bogomolova, "Planar type slow-motion system," Patent of the Russian Federation No. 2653573, priority dated March 6, 2017. (In Russ.).

Information about the authors

E. A. Bogomolova, employee of JSC “Scientific and production enterprise ‘Istok’ n. a. A. I. Shokin”, Fryazino, Moscow region, Russian Federation.

A. V. Galdetskiy, employee of JSC “Scientific and production enterprise ‘Istok’ n. a. A. I. Shokin”, Fryazino, Moscow region, Russian Federation.

A. N. Savin, employee of JSC “Scientific and production enterprise ‘Istok’ n. a. A. I. Shokin”, Fryazino, Moscow region, Russian Federation.

УДК 621.378

Особенности конструкции усилителей СВЧ мощности для служебных систем космических аппаратов

Алыбин В. Г., Сёмочкин А. С., Рожков В. М., Авраменко С. В.

АО «Российские космические системы»

ул. Авиационная, 53, г. Москва, 111250, Российская Федерация
avramenko.gv@spacecorp.ru

Получено: 1 июня 2022 г.

Отрецензировано: 5 июня 2022 г.

Принято к публикации: 5 июня 2022 г.

Аннотация: Рассмотрены перспективные конструкции усилителей СВЧ мощностей для бортовой аппаратуры служебных систем, в которых решена задача минимизации площади, занимаемой ими на термостабилизированной плите космического аппарата. В дублированных усилителях СВЧ мощности обеспечены хороший теплоотвод для работы с одним усилителем. Каждый из усилителей, входящий в состав дублированного усилителя СВЧ мощности, выполнен на платах, расположенных в одной плоскости перпендикулярно термостабилизированной плите, и закреплен на внутренней пластине, выполненной в виде части корпуса параллельно его крышкам. Корпус усилителя СВЧ мощности торцевой стенкой размещен на термостабилизированной плите космического аппарата и имеет с ней тепловой контакт. Тепловыделяющие транзисторы каждого усилителя размещены в области пластины, ближайшей к термостабилизированной плите. Одиночный усилитель СВЧ мощности имеет конструкцию, аналогичную конструкции дублированного усилителя СВЧ мощности; при этом стенка является для усилителя основанием в корпусе. Троированный усилитель СВЧ мощности строится в виде сборки дублированного и одиночного усилителей СВЧ мощности, а усилитель СВЧ мощности с трехкратным резервированием — в виде сборки двух дублированных усилителей СВЧ мощности. Площадь, занимаемая дублированным или троированным усилителем СВЧ мощности на термостабилизированной плите космического аппарата, не превышает площади, необходимой для отвода тепла от одного усилителя СВЧ мощности, входящего в его состав, для трехкратно резервированного усилителя СВЧ мощности — площади, необходимой для отвода тепла от двух таких усилителей. Во всех усилителях СВЧ мощности обеспечена технологичность и механическая прочность и устойчивость.

Ключевые слова: космический аппарат, усилитель СВЧ мощности, термостабилизированная плита, теплоотвод, механическая устойчивость, устройство перекрестного резервирования, технологичность.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.5—2008): Особенности конструкции усилителей СВЧ мощности для служебных систем космических аппаратов / В. Г. Алыбин, А. С. Сёмочкин, В. М. Рожков, С. В. Авраменко // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2022. Т. 5, № 1. С. 70—78.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.100—2018): Особенности конструкции усилителей СВЧ мощности для служебных систем космических аппаратов / В. Г. Алыбин, А. С. Сёмочкин, В. М. Рожков, С. В. Авраменко // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. — 2022. — Т. 5, № 1. — С. 70—78.

1. Введение

При создании бортовой аппаратуры (БА) космических аппаратов (КА) важной задачей является уменьшение площади, занимаемой ею на термостабилизированной плите (ТСП) КА. Это, в первую очередь, относится к приборам сеансного режима с «холодным» резервированием, включая твердотельные усилители СВЧ мощности (РУМ) с наибольшим требуемым теплоотводом от их транзисторов. При этом нужно обеспечить компактность и наименьшую массу, механическую стойкость, а иногда и устойчивость, технологичность конструкции, путем размещения платы УМ в одной плоскости, и требуемую кратность резервирования [1, 2].

В состав РУМ входят собственно усилители мощности (УМ), их источники вторичного электропитания (ИВЭП), телеметрические датчики (ТМ) и в ряде случаев устройства перекрестного резервирования (УПР) [1, 2]. УПР могут использоваться в РУМ как в составе дублированного РУМ, так и вне его в виде отдельных устройств [3, 4]. Для РУМ применение находят УПР размерностью «2×2», «2×3», «2×4», «3×3» и редко «3×4» и «4×4».

Ранее, как и в настоящее время, предпринимаются попытки компактного размещения плат с УМ в корпусах УМ и РУМ с минимальной площадью, занимаемой ими на ТСП, которая должна быть не менее, и в лучшем случае не более площади, необходимой для приборов сеансного режима со средней плотностью теплового потока (типично $\sim 0,2$ Вт/см²). В известных технических решениях это достигается тем, что УМ располагаются либо на широкой стороне корпуса одиночного УМ, либо на пластине внутри корпуса РУМ [2]. Другое решение заключается в использовании в УМ двухэтажной конструкции, в которой узлы с наибольшим тепловыделением расположены на основании корпуса, находящегося в тепловом контакте с ТСП, а остальные узлы — на верхнем этаже [5].

Однако в упомянутых технических решениях не реализуются все необходимые требования для РУМ, предназначенных для БА КА, оговоренные выше.

В данной работе предложены УМ и РУМ, чаще всего используемые в БА командно-измерительной системы, характеризующиеся средним уровнем СВЧ мощности (не более 40 Вт) и работающие в одном из диапазонов частот (S , C , X , K).

2. Однократно резервированный усилитель СВЧ мощности

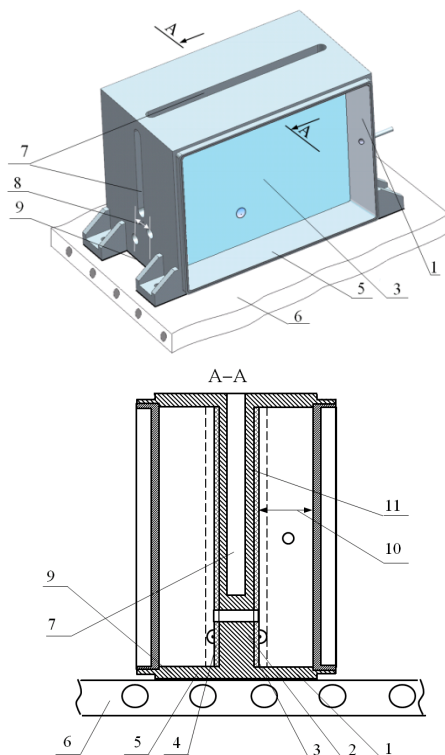


Рис. 1. Конструкция однократно резервированного РУМ (вверху) и поперечное сечение по А–А однократно резервированного РУМ (внизу).

Fig. 1. The design of a one-time redundant RUM (above) and A-A cross-section of a single redundant RUM (below)

На рисунке 1 (вверху) показана конструкция предложенного дублированного РУМ для БА КА, а на рис. 1 (внизу) — его поперечное сечение. РУМ содержит корпус 1, в котором с двух сторон пластины 2, распо-

женной параллельно его широким стенкам, располагаются функциональные узлы двух УМ 3 и 4, включающие СВЧ каскады УМ, ИВЭП, ТМ, и чаще — УПР 2×2, в качестве которого применяется мост Ланге [3].

Одной из торцевых стенок 5, непосредственно связанной с пластиной 2, корпус 1 закреплен на ТСП 6. Таким образом, пластина 2 для УМ 3 и 4 является основанием, расположенным перпендикулярно ТСП 6. СВЧ выходные каскады УМ и ИВЭП, транзисторы которых имеют наибольшее тепловыделение, размещены в части пластины 2, ближайшей к торцевой стенке 5, и в этой зоне пластина 2 имеет увеличенную толщину.

Толщина пластины 2 должна выбираться из расчета теплового потока в этой зоне, который проводится по известным моделям [2, 5], но ее увеличение приводит к увеличению массы РУМ. В действительности она выбирается из соображений обеспечения требуемого расстояния 8 между выходными разъемами РУМ. Для того, чтобы все входы, а следовательно и выходы РУМ, были обращены в одну сторону, один УМ по отношению к другому должен быть зеркальным.

Для сокращения массы РУМ в остальной части пластины 2, т. е. в корпусе 1, выполнен паз 7, разделяющий пластину 2 на две части уменьшенной толщины, что не мешает все функциональные узлы УМ размещать на платах, расположенных в одной плоскости, обеспечивая тем самым технологичность конструкции РУМ, так как не требуется выполнять СВЧ переходы с одной плоскости на другую.

Расстояние 10 от плат УМ до его боковых стенок 11 устанавливается исходя из площади, определяемой тепловым расчетом, и для однократно резервированного устройства, как правило, является избыточным. Как будет показано ниже, для устройств с двукратным резервированием это расстояние можно сделать меньше и тем самым сохранить площадь, занимаемую РУМ, до значений, удовлетворяющих теплоотводу для него при одном включенном УМ.

В РУМ с двумя УМ выполняется требование к стойкости и устойчивости к внешним воздействующим факторам при выборе соответствующей толщины стенок корпуса 1 и боковых стенок 11 (порядка 4 мм).

3. Одиночные, двух- и трехкратно резервированные усилители СВЧ мощности

Двух- и трехкратно резервированные УМ с обеспечением минимума места, занимаемого на ТСП, реализуются с помощью сборок из двух корпусов, состоящих из дублированного РУМ и одиночного УМ, как показано на рисунке 2, на котором представлено поперечное сечение троированного РУМ.

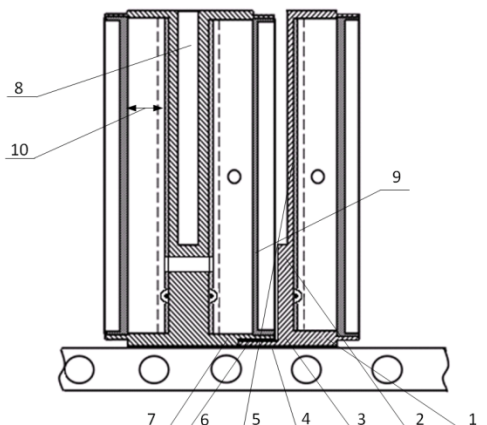


Рис. 2. Одно из поперечных сечений двукратно резервированного УМ.

Fig. 2. One of the cross sections of a doubly redundant power amplifier

Одиночный УМ, входящий в состав троированного РУМ (рис. 2), выполнен по аналогии с дублированным РУМ, содержит корпус 1, в котором отсутствует второй УМ, и, соответственно, стенка 2 на рис. 1 является не стенкой, а основанием корпуса 1, расположенным перпендикулярно ТСП (рис. 2). Одна из торцевых стенок 3 корпуса одиночного УМ, вблизи которой расположены тепловыделяющие транзисторы УМ, имеет тепловой контакт с ТСП через прокладку или теплопроводящую пасту 4. В троированном РУМ часть торцевой стенки 5 корпуса 1 выполнена меньше ее общей толщины для обеспечения теплового контакта с корпусом 6 дублированного УМ. Такое перекрытие корпусов 1 и 6 позволяет выполнить суммарную площадь основания сборки из дублированного РУМ и одиночного РУМ не более, чем необходимо для среднего теплового потока для одного включенного УМ.

В троированном РУМ стенка 9 дублированного РУМ, обращенная к одиночному УМ, выполнена меньшей толщины, тепловой поток от включенного одиночного УМ распространяется и по стенке корпуса дублированного РУМ, находящейся в тепловом контакте с ТСП. Обеспечение тепловых контактов между корпусами РУМ, а также ТСП обеспечивается тепловыми прокладками или теплопроводящей пастой.

Толщина стенок корпусов 1 и корпуса 6, обращенных к ТСП для обеспечения их перекрытия, превышает толщину остальных стенок РУМ и одиночного УМ.

Толщина основания 2 одиночного УМ в зоне наибольшего тепловыделения 7 увеличена аналогично увеличению толщины пластины 2 на рис. 1.

Пространства 10 между платами УМ и крышками корпусов, показанными на рис.1 и 2, имеют меньше высоту, чем в дублированном РУМ для обеспечения площади, занятой троированным РУМ, не превышающей площади, необходимой для отвода теплового потока от одного включенного УМ.

Трехкратно резервированный УМ применяется крайне редко и реализуется сборкой из двух дублированных РУМ. При этом площадь, занимаемая таким РУМ на ТСП, равна в сумме площади, необходимой для теплоотвода от двух одновременно включенных УМ, по одному в каждом из дублированных РУМ, т. к. перекрытие двух корпусов, аналогичное троированному РУМ, нецелесообразно.

В двух- и трехкратно резервированных РУМ УПР целесообразно располагать в отдельных корпусах.

4. Заключение

Представленные конструкции позволяют создавать компактные УМ и РУМ разных степеней резервирования с минимальной площадью, занимаемой на термостабилизированной плите КА, и хорошим теплоотводом. Это достигается расположением плат с УМ перпендикулярно ТСП и при этом обеспечивается технологичность, а также механическая прочность и устойчивость конструкций.

Представленные одиночные и резервированные УМ рациональны для применения в бортовой служебной аппаратуре КА со средней СВЧ мощностью до 40 Вт в S , C , X и K диапазонах частот.

Список литературы

1. Сечи Ф., Буджатти М. Мощные твердотельные усилители. М. : Техносфера, 2015. 416 с.
2. Карутин Н. В., Шипова В. А., Мацыгорин А. И. Комплексное решение задач оптимизации проектирования космических приборов нового поколения // Ракетно-космическое приборостроение и информационные системы. 2015. Том 2, вып. 2. С. 3—10.
3. Алыбин В. Г., Семочкин А. С., Зарапин С. А., Яхутин С. А. Микрополосковые устройства перекрестного резервирования бортовой аппаратуры космических аппаратов. В сб.: 31-я Международная Крымская конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» — КрыМиКо'2021 (Севастополь 5—11 сент. 2021 г.). 2021. С. 167—168.
4. Зарапин С. А. Пат. № 2766843 (РФ). Делитель мощности 2×3 , 3×2 для бортовой аппаратуры космических аппаратов. Опубл. в Б. И. 2022. № 8.
5. Алыбин В. Г., Семочкин А. С. Бортовые СВЧ усилители мощности будущего для командно-измерительных систем // Ракетно-космическое приборостроение и информационные системы. 2016. Том 3, вып. 3. С. 89—97.
6. Былкин В. И., Виноградов Ю. Н., Гаврилов И. А. [и др.] Бортовые усилители мощности для аппаратуры ГЛОНАСС // Электронная техника. Сер. 1. СВЧ-техника. 2013. Вып. 3(518). С. 54—60.

Информация об авторах

Алыбин Вячеслав Георгиевич, д. т. н., доцент, ведущий научный сотрудник АО «Российские космические системы», г. Москва, Российская Федерация.

Сёмочкин Алексей Сергеевич, начальник отделения АО «Российские космические системы», г. Москва, Российская Федерация.

Рожков Владимир Макарович, к. т. н., заместитель начальника отделения АО «Российские космические системы», г. Москва, Российская Федерация.

Авраменко Сергей Владимирович, к. т. н., заместитель начальника отделения АО «Российские космические системы», г. Москва, Российская Федерация.

Major Items of Construction Amplifiers of UNF Power for the Auxiliary Systems of Spacecrafts

V. G. Alybin, A. S. Syomochkin, V. M. Rogkov, and S. V. Avramenko

Joint Stock Company “Russian Space Systems”
Aviamotornaya st., 53, Moscow, 111250, Russian Federation
avramenko.gv@spacecorp.ru

Received: June 1, 2022

Peer-reviewed: June 5, 2022

Accepted: June 5, 2022

Abstract: Prospective designs of microwave power amplifiers for on-board equipment of service systems are considered, in which the problem of minimizing the area occupied by them on a thermally stabilized plate of a spacecraft is solved. Microwave power amplifiers provide good heat dissipation and require a degree of redundancy. Each of the amplifiers included in the redundant microwave power amplifier is made on boards located perpendicular to the heat-stabilized plate and fixed on the plate on one or both sides. The area occupied by a duplicated or triple redundant microwave power amplifier does not exceed the area on a thermally stabilized plate required to remove heat from one microwave power amplifier included in its composition. And for a triple redundant microwave power amplifier – the area required for heat removal from two such amplifiers.

Keywords: spacecraft, microwave power amplifier, thermally stabilized plate, heat sink, mechanical stability, cross-backup device, manufacturability.

For citation (IEEE): V. G. Alybin, A. S. Syomochkin, V. M. Rogkov, and S. V. Avramenko, “Major Items of Construction Amplifiers of UNF Power for the Auxiliary Systems of Spacecrafts,” *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 5, no. 1, pp. 70–78, 2022, doi: 10.29039/2587-9936.2022.05.1.05. (In Russ.).

References

- [1] F. Sechi, M. Bujatti, *Solid-State Microwave High-Power Amplifiers*, Artech House Inc., 2009.
- [2] N. Karutin, V. Shipova, and A. Matsygorin, “Complex Solution During Optimization Designing the Space Devices of New Generation,” *Rocket-Space Device Engineering and Information Systems*, vol. 2, pp. 3–10, 2015, doi: 10.17238/issn2409-0239.2015.2.3. (In Russ.).
- [3] V. G. Alybin, A. S. Syomochkin, S. A. Zarapin, and S. A. Yakhutin, “Microstrip devices for cross-backup of spacecraft onboard equipment,” *31st International Crimean Conf. “Microwave and telecommunication technologies” – CriMiCo’2021* (Sevastopol, September 5–11, 2021), pp. 167–168, 2021. (In Russ.).
- [4] S. A. Zarapin, Pat. No. 2766843 (RF). “Power divider 2×3, 3×2 for spacecraft onboard equipment,” *Bulletin of Inventions*, no. 8, 2022. (In Russ.).

- [5] V. Alybin and A. Semochkin, “Onboard Microwave Solid-State Power Amplifiers for Future Command and Measurement Systems,” *Rocket-Space Device Engineering and Information Systems*, vol. 3, pp. 89–97, 2016, doi: 10.17238/issn2409-0239.2016.3.89. (In Russ.).
- [6] V. I. Bylkin, Yu. N. Vinogradov, I. A. Gavrilov [et al.], “On-board power amplifiers for GLONASS equipment,” *Elektronnaya tekhnika, ser. 1. Microwave technology*, iss. 3(518), pp. 54–60, 2013. (In Russ.).

Information about the authors

Vyacheslav G. Alybin, Dr. Eng., Associate Professor, Leading Researcher of JSC “Russian Space Systems”, Moscow, Russian Federation.

Aleksey S. Syomochkin, Head of Department of JSC “Russian Space Systems”, Moscow, Russian Federation.

Vladimir M. Rozhkov, C. Sc. Deputy Head of the Department of JSC “Russian Space Systems”, Moscow, Russian Federation.

Sergey V. Avramenko, C. Sc., Deputy Head of the Department of JSC “Russian Space Systems”, Moscow, Russian Federation.

УДК 621.382.2/3

Метод построения МИС СВЧ ограничителей мощности для повышения порога сгорания

Груша А. В., Крутов А. В., Ребров А. С.

АО «Научно-производственное предприятие “Исток” имени А. И. Шокина»
ул. Вокзальная, 2А, г. Фрязино, Московская обл., 141190, Российская Федерация
info@istokmw.ru

Получено: 3 июня 2022 г.

Отрецензировано: 5 июня 2022 г.

Принято к публикации: 5 июня 2022 г.

Аннотация: В работе показан метод построения МИС СВЧ ограничителя мощности, целью которого является повышение порога сгорания. Рассмотрена классическая двухкаскадная схема на антипараллельных p - i - n -диодах. Идея повышения порога сгорания ограничителя мощности заключается в перераспределении токов между каскадами так, чтобы на первом и втором каскадах ток достигал насыщения при значениях 0,41—0,45 А/100 мкм. Для этого был проведен расчет следующих схем: отношение емкости диодов первого каскада ко второму 1:1, 2:1, 3:1 и 4:1. Рассчитанные схемы были изготовлены на основе p - i - n -диодной GaAs технологии АО «НПП “Исток” им. Шокина», высота барьера диода 1,1 В / 1 мА, пробивное напряжение 45 В / 100 мкА. Показаны результаты зондовых измерений S -параметров ограничителей мощности и измерения динамических характеристик кристаллов в оснастке. Разработанные приборы в диапазоне частот от 1 до 16 ГГц имеют потери меньше 0,8 дБ и КСВН по входу и выходу меньше 2. Порог сгорания в непрерывном режиме на частоте 10 ГГц составил: для топологии 1:1 — 45,3 дБм, 2:1 — 48,3 дБм и для топологии 3:1 — 49,6 дБм. В тех же условиях, были исследованы ряд серийных МИС СВЧ ограничителей мощности зарубежных фирм. Удельная мощность сгорания для технологии АО «НПП “Исток” им. Шокина» составила ~20 Вт / 100 мкм периферии, что превышает уровень исследованных зарубежных аналогов.

Ключевые слова: p - i - n -диод, МИС СВЧ, ограничитель мощности, GaAs, порог сгорания, допустимая мощность, ток насыщения, удельная мощность сгорания.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.5—2008): Груша А. В., Крутов А. В., Ребров А. С. Метод построения МИС СВЧ ограничителей мощности для повышения порога сгорания // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2022. Т. 5, № 1. С. 79—92.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.100—2018): Груша, А. В. Метод построения МИС СВЧ ограничителей мощности для повышения порога сгорания / А. В. Груша, А. В. Крутов, А. С. Ребров // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. — 2022. — Т. 5, № 1. — С. 79—92.

1. Введение

Ограничители СВЧ мощности (ОМ) используются для защиты входных цепей приемного тракта приемопередающих модулей, где широко применяются сверхмалощумящие транзисторы и монолитные интегральные схемы (МИС СВЧ) малощумящих усилителей, которые весьма чувствительны к воздействию помехового сигнала высокого уровня мощности, с точки зрения электрической прочности.

Сигналы помехи делятся на синхронизированные и несинхронизированные. Синхронизированная помеха исходит в известный момент времени от передающего канала. Активное применение в приемопередающих модулях широкополосных усилителей высокой мощности, более 20 Вт, изготовленных по технологиям арсенида галлия и нитрида галлия, предъявляет соответствующие требования для защиты от этой мощности. Несинхронизированная помеха, поступает извне на вход приемника в случайный момент времени.

Обеспечить защиту от данных помех может пассивный ограничитель мощности. ОМ на *p-i-n*-диодах обладают низкими начальными потерями в широкой полосе частот и достаточно низким уровнем просачивающейся мощности.

На сегодняшний день известны и применяются технологические, конструктивные и схемотехнические принципы повышения порога сгорания монолитных ограничителей мощности.

К технологическим принципам относится как технология роста гетероструктуры, так и технология изготовления диода. Компания ООО «Коннектор-Оптикс» обладает молекулярно-лучевой эпитаксией *p-i-n*-гетероструктуры на арсениде галлия с концентрацией носителей в n^+ слое до 10^{19} см^{-3} . Увеличение концентрации влияет на параметры диода; так, ток насыщения в n^+ слое определяется выражением

$$I_S = q \cdot N_d \cdot A \cdot P \cdot v_S$$

где N_d — концентрация носителей в n^+ слое; q — заряд электрона; A — толщина n^+ слоя; P — периметр n^+ слоя; τ — время жизни носителей заряда.

В АО «НПП “Исток” им. Шокина» существует технологический процесс квазивертикальных *p-i-n*-диодов (рис. 1) с базой диода 1,5 мкм и

толщиной подложки арсенида галлия 100 мкм. Высота барьера *p-i-n*-диода при токе 1 мА составляет 1,1 В, пробивное напряжения — 45 В при токе 100 мкА. Помимо диодов, процесс позволяет изготавливать воздушные мосты, катушки индуктивности, МДМ-конденсаторы, тонкопленочные резисторы и сквозные металлизированные отверстия.

Отличительной особенностью квазивертикального диода от вертикального в том, что существует паразитное сопротивление, возникающее из-за того, что анод отстоит на некотором расстоянии от катода (рис. 1) и растекание тока происходит с анода на боковую периферию катода. Мощность, рассеиваемая на диоде, зависит от полного сопротивления диода, и определяется выражением [1]

$$P_{\text{diss}}(\text{Вт}) = \left(\frac{1}{2 \cdot R_{\text{diode}} + Z_0} \right)^2 \cdot (4 \cdot Z_0 \cdot R_{\text{diode}}) \cdot P_{\text{in}}(\text{Вт})$$

где R_{diode} — полное сопротивление диода; Z_0 — импеданс источника; P_{in} — входная мощность.

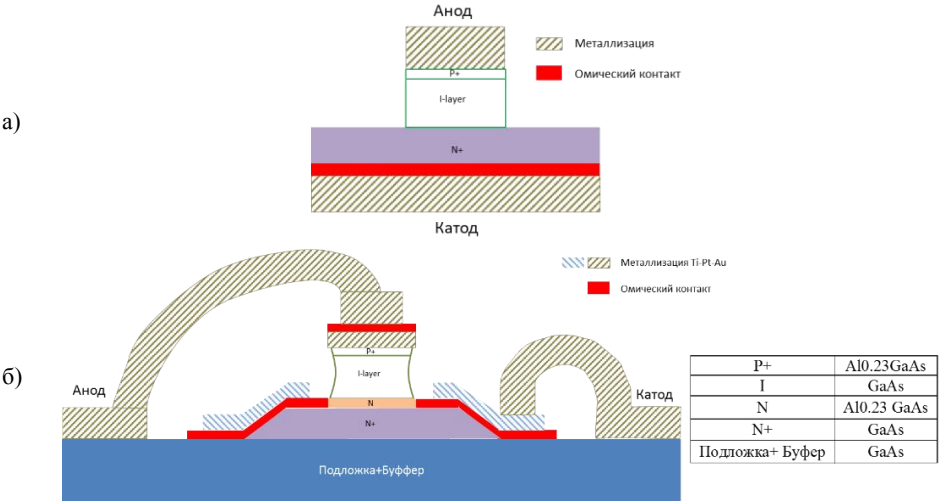


Рис. 1. Поперечное сечение вертикального а) и квазивертикального б) *p-i-n*-диода.

Fig. 1. Cross section vertical а) and quasi-vertical б) *p-i-n* diode

Для снижения этого паразитного сопротивления применяется технологическая операция «изготовление самосовмещенного катода», позволяющая уменьшить расстояния между анодом и катодом.

Другим технологическим методом обладает компания *Macom* — гибридно-монокристаллическая технология *НММС* [2], которая объединяет вертикальные диоды на подложке из стекла. При этом вертикальные *p-i-n*-

диоды могут иметь разную толщину базы. Вывод катода на обратную сторону позволяет эффективно отводить тепло.

Конструктивным методом увеличения порога сгорания является увеличение периферии диода за счет оптимизации формы анода [3, 4]. Выбор оптимальной формы проводится так, чтобы при одном и том же значении площади фигуры периметр имел большее значение. Также возможны оригинальные конструктивные решения, например, уменьшение толщины подложки в области диода для улучшения отвода тепла.

К схемотехническим принципам относится построение ограничителя, на основе распределенного ограничения с использованием делителей-сумматоров мощности [1]. Это позволяет снизить нагрузку на диоды, но при этом начальные потери и рабочий диапазон частот будут зависеть от конструкции делителей-сумматоров.

В АО «НПП “Исток” им. Шокина» на регулярной основе для аттестации партий серийно выпускаемых и экспериментальных ограничителей мощности проводятся измерения по определению порога сгорания ОМ. Анализ массива измерений ограничителей мощности и тестовых единичных диодов, показал следующее:

- прямой ток вольт-амперной характеристики (ВАХ) диода в непрерывном режиме перед сгоранием имеет область насыщения;
- удельный ток насыщения диода I_{ds} находится в пределах 0,41—0,45 А / 100 мкм для существующей технологии (на рис. 2 показана типичная ВАХ $p-i-n$ -диода);
- существует прямо пропорциональная зависимость порога сгорания ограничителя мощности от прямого тока насыщения диода;
- ток насыщения диода зависит от периферии анода.

На основе этих данных в данной работе была поставлена задача по определению возможности повышения порога сгорания в МИС СВЧ ограничителях мощности.

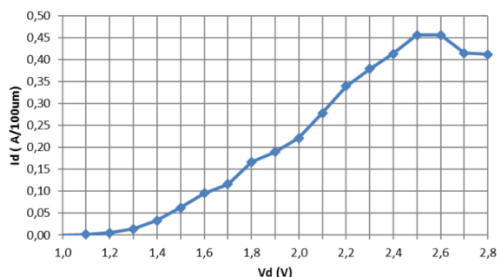


Рис. 2. ВАХ $p-i-n$ -диода.

Fig. 2. IV $p-i-n$ diode

2. Моделирование ограничителя мощности

Моделирование схемы ограничителя мощности было проведено в *Advanced Design System* с использованием нелинейной масштабируемой *SPICE* модели *p-i-n*-диода. Расчет проведен для классической схемы двухкаскадного ограничителя мощности на антипараллельных *p-i-n*-диодах, включенных через отрезок линии $\lambda/4$ (рис. 3), где первый каскад ограничивает поступающую мощность, а второй каскад отвечает за уровень проходящей мощности.

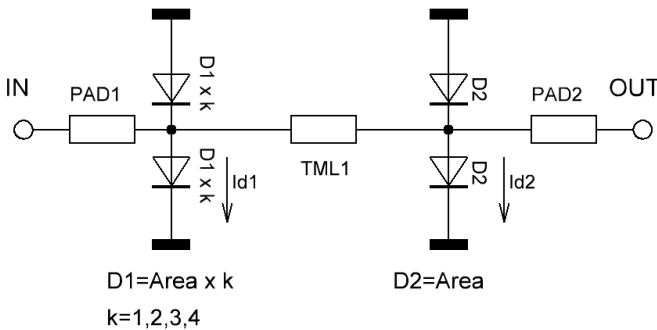


Рис. 3. Принципиальная схема ограничителя мощности

Fig. 3. Power limiter schematic

При анализе методом гармонического баланса на вход ограничителя мощности подавали непрерывную мощность от 30 до 50 дБм на частоте 10 ГГц и фиксировали изменение токов I_{d1} и I_{d2} (рис. 3), протекающих через диод в каждом каскаде. Исходная схема — соотношение емкости диодов первого каскада ко второму 1:1. Исходный размер анода был выбран 60×16 мкм. В симметричной структуре при возрастании мощности до 45 дБм ток на первом каскаде I_{d1} достигает насыщения I_{ds} , в то время как ток на втором каскаде I_{d2} равен $\approx I_{ds}/3$ (рис. 4).

Идея повышения порога сгорания ограничителя мощности заключается в перераспределении токов между каскадами так, чтобы при мощности сгорания на первом и втором каскадах ток достигал насыщения I_{ds} .

Критерием схемы являлась постоянная общая емкость, поэтому, чтобы сохранить частотные свойства при увеличении периферии диодов первого каскада в k раз, количество диодов увеличивали до k . Для того, чтобы добиться равенства токов, был проведен расчет следующих схем — отношение емкости диодов первого каскада ко второму 2:1, 3:1 и 4:1. Таким образом, в первом каскаде антипараллельное включение диодов становится последовательно параллельным включением. Результат модели-

рования ограничителей мощности сведен в таблицу. В таблице 1 показаны границы удельных значений токов, протекающих через диоды и соответствующие им мощности предполагаемых порогов сгорания.

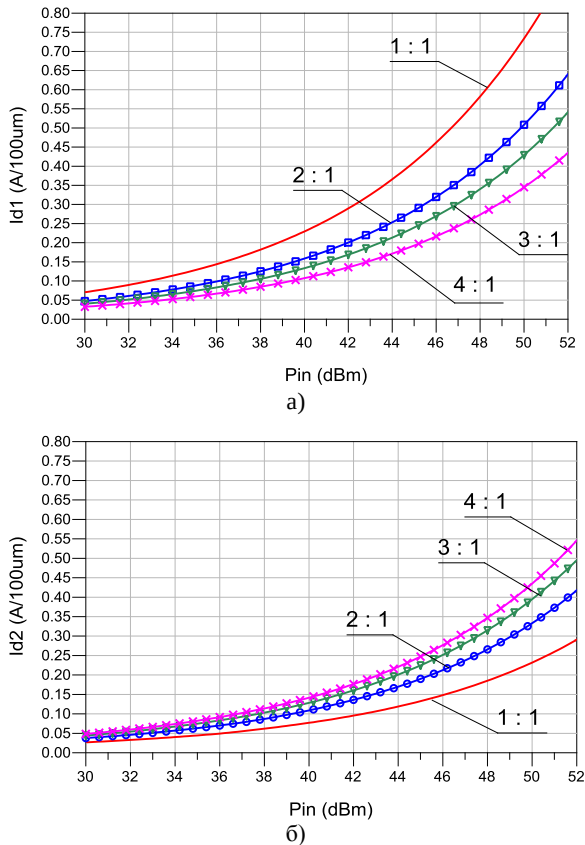


Рис. 4. Моделирование зависимости тока диода от входной мощности на частоте 10 ГГц:
а) диод первого каскада; б) диод второго каскада.

Fig. 4. Simulation diode current vs P_{in} at 10 GHz
a) first stage diode; b) second stage diode

Из данных результатов видно, что в схеме 4:1 и равенстве току на первом каскаде (I_{ds1}) току насыщения (I_{ds}), ток на втором каскаде значительно превышает ток I_{ds} . При соотношении 3:1 и равенстве тока $I_{d1}=I_{ds}$ ток на втором каскаде приближен к току I_{ds} . Оптимальным вариантом является соотношение 3,5:1, однако такое соотношение нельзя реализовать с сохранением частотных свойств. Также в результате моделирования были определены предполагаемые пороги сгорания ограничителей.

Таблица 1. Результаты моделирования.

Table 1. Simulation results

Схема ¹	Ток диода 1-го каскада				Ток диода 2-го каскада				P _{in} (дБм)
	Periph ² (мкм)	Area ³ (мкм ²)	I _{d1} (А/100мкм)	Равенство току I _{ds}	Periph ² (мкм)	Area ³ (мкм ²)	I _{d2} (А/100мкм)	Равенство току I _{ds}	
1 : 1	152	960	0,411-0,451	= I _{ds}	152	960	0,133-0,145	<< I _{ds}	45,0- 45,8
2 : 1	272	1920	0,412-0,453	= I _{ds}			0,272-0,297	<< I _{ds}	48,2- 49,0
3 : 1	392	2880	0,410-0,449	= I _{ds}			0,377-0,413	≈ I _{ds}	49,6- 50,4
4 : 1	512	3840	0,415-0,435	= I _{ds}			0,522-0,546	>> I _{ds}	51,6- 52,0

Примечания.

1. Соотношение емкостей в каскадах;
2. Periph — периферия анода;
3. Area — площадь анода.

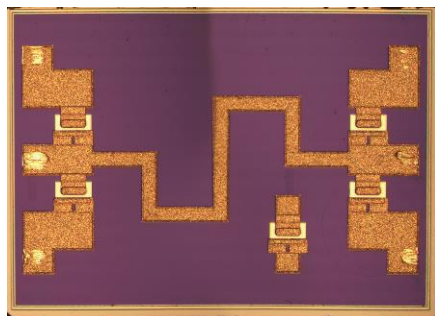
3. Экспериментальные результаты

Результатом моделирования стало изготовление МИС СВЧ ограничителей мощности в конфигурации 1:1, 2:1 и 3:1 на технологической базе АО «НПП “Исток” им. Шокина». Фотографии топологий ограничителей показаны на рис. 5. В топологии предусмотрен отдельно стоящий тестовый диод (идентичный рабочему) для подтверждения зависимости порога сгорания ограничителя мощности от тока насыщения диода. Непосредственно близкое расположение позволяет гарантировать идентичность характеристик диодов. Для снижения паразитной емкости вывод металлизации с анода и катода осуществляется через воздушный мост.

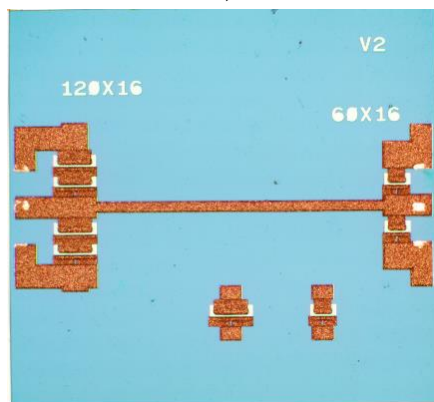
Отличительной особенностью в топологии 3:1 является наличие в первом каскаде двух заземляющих отверстий для катода и двух для анода. Это необходимо для снижения индуктивности заземления, так как ширина анода составляет 180 мкм.

Габаритные размеры кристалла с топологией 1:1 составили 1,12×0,82 мм. Две другие топологии были включены в состав множественных проектов на пластине, поэтому их габаритные размеры составили 1,62×1,5 мм и не являются оптимальными.

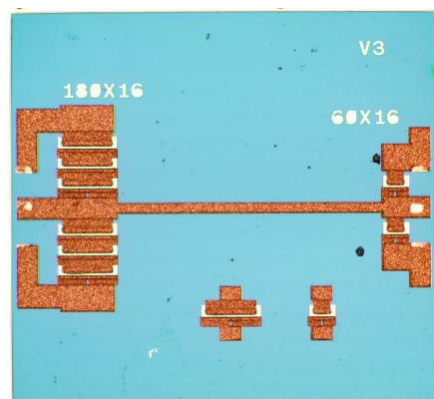
На рис. 6 показаны зондовые измерения малосигнальных параметров ограничителей мощности, проведенные на пластине, при температуре окружающей среды +25 °С. Приборы в диапазоне частот от 1 ГГц до 16 ГГц имеют потери меньше 0,8 дБ и КСВН по входу и выходу меньше 2.



a)



б)



в)

Рис. 5. Фотографии изготовленных кристаллов МИС СВЧ ограничителей мощности:
а) 1:1; б) 2:1; в) 3:1.

Fig. 5. Fabricated MMIC power limiter photo
a) 1:1; б) 2:1; в) 3:1

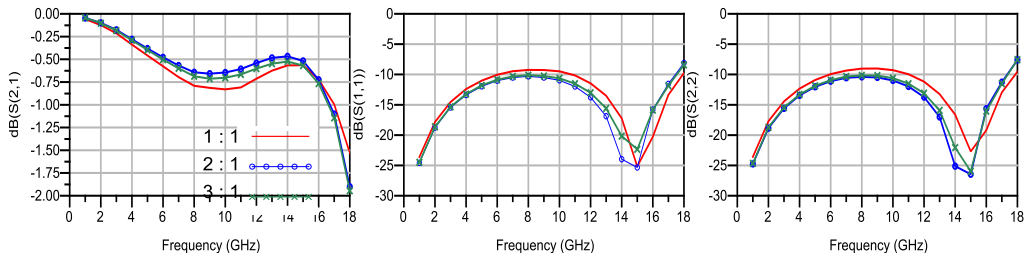


Рис. 6. Измеренные S-параметры.

Fig. 6. Measured S-parameters

Для измерений в режиме большого сигнала прибор был смонтирован на металлическое основание размером $7,5 \times 12 \times 2,0$ мм из сплава молибден-медь, с помощью теплопроводящего клея. Теплопроводность основания $167 \text{ Вт/м}\cdot\text{К}$, теплопроводность клея $50 \text{ Вт/м}\cdot\text{К}$.

Измерения динамической характеристики проводили на стенде, структурная схема показана на рис. 7. Стенд позволяет проводить измерения мощности, подводимой к образцу, проходящую через образец и отраженную. Измерение отраженной мощности показывает сколько мощности рассеивается на кристалле, что дает возможность оценить тепловую нагрузку ограничителя мощности.

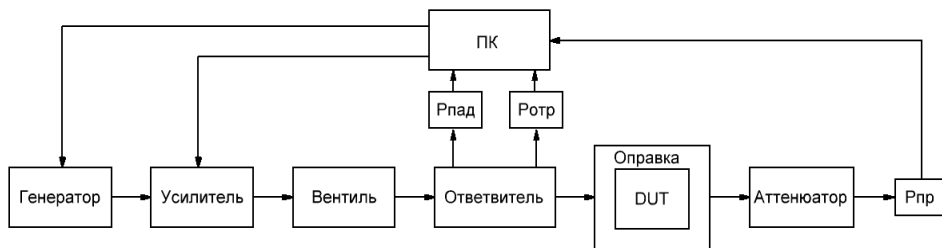


Рис. 7. Структурная схема стенда высокого уровня мощности для измерения динамической характеристики.

Fig. 7. Block diagram of the high-power dynamic measurement setup

Определение порога сгорания проводили по методике, ступенчатого повышения непрерывной мощности с последующим возвратом к низкому уровню сигнала на каждом шаге для проверки целостности прибора [5]. Температура окружающей среды при измерениях $+25^\circ\text{C}$. Частота измерений 10 ГГц , время воздействия 10 секунд , мощность повышали до сгорания прибора.

Результаты измерений динамических характеристик ограничителей мощности показаны на рис. 8.

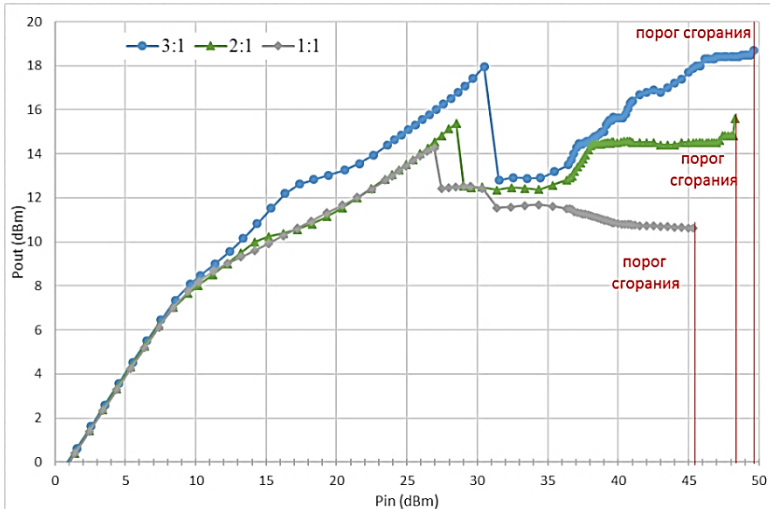


Рис. 8. Измеренные динамические характеристики.

Fig. 8. Measured dynamic characteristics

Порог сгорания для топологии 1:1 составил 45,3 дБм, для 2:1 — 48,3 дБм и для топологии 3:1 — 49,6 дБм. Полученные значения подтверждают прямопропорциональную зависимость порога сгорания от периферии диода. При этом максимально допустимая входная мощность, обеспечивающая наработку на отказ 100 тыс. ч., на 4 дБ меньше порога сгорания. Разброс порога сгорания не превышает 10 % при измеренных 5 образцов каждого типа. Проходящая мощность для топологий 1:1, 2:1 и 3:1 не превысила 14,5 дБм, 16 дБм и 19 дБм соответственно.

Полученные результаты измерений порогов сгорания ограничителей мощности имеют хорошее совпадение с расчетными значениями.

Исходя из данных по порогу сгорания полученных в этой работе и исследований серийно выпускаемых на предприятии приборов была определена удельная мощность сгорания *p-i-n*-диода, которая характеризует технологию. Удельная мощность сгорания составляет ~20 Вт / 100 мкм периферии.

Так же, в тех же условиях, были исследованы ряд серийных образцов ограничителей мощности зарубежных фирм. А именно, NDAC12019, NDAC12035, NDAC12027 фирмы *Neditek* (Китай) и TGL2209 фирмы *Qorvo* (США). Все рассмотренные МИС СВЧ нормированы на импульсную максимально допустимую входную мощность. Однако в случае, когда длительность импульса мощности превышает тепловую постоянную времени арсенида галлия, тогда можно считать данный режим непрерывным.

Тепловая постоянная времени слоя проводника на теплоотводе с бесконечной теплопроводностью выражается уравнением [6]

$$t = 4 L^2 c_v / \pi^2 k$$

где L — толщина слоя [см]; k — коэффициент теплопроводности (для GaAs $k \approx 0,04$ Вт/(°С · мм); c_v — коэффициент теплоемкости (для GaAs $c_v \approx 1,7$ Дж/(см³ · °С).

Из вышеприведенного выражения следует, что для GaAs толщиной 100 мкм тепловая постоянная времени составляет 170 мкс.

В таблице 2 показаны результаты, полученные в данной работе в сравнении с зарубежными приборами.

Таблица 2. Сравнение параметров ограничителей мощности.

Table 2. Comparison of parameters of power limiters

Параметр	Диапазон частот, ГГц	Вносимые потери, дБ	КСВН (вход/выход)	Просачивающаяся мощность, мВт	Заявленная максимально допустимая входная мощность, Вт	Найденный порог сгорания, Вт	Удельная мощность сгорания, Вт/100мкм	Площадь кристалла, мм ²
Схема 1:1	1,0—16,0	< 0,8	< 2,0	13—28	13,5 CW	33,8	~22	0,92
Схема 2:1	1,0—16,0	< 0,8	< 2,0	12—40	27 CW	67,6	~24	2,43
Схема 3:1	1,0—16,0	< 0,8	< 2,0	17—80	36 CW	91,2	~23	2,43
NDAC12019 Neditex (Китай)	8,0—12,0	0,4—0,5	< 1,4	35—80	30 PW ¹	17,5	~8,8	2,03
NDAC12027 Neditex (Китай)	8,5—10,5	0,65—0,85	< 1,4	55—65	50 PW ²	66,2	~10,2	1,96
NDAC12035 Neditex (Китай)	8,0—12,0	0,6—0,8	< 1,6	64—100	100 PW ³	42,5	~9,6	7,84
TGL2209 Qorvo (США)	8,0—12,0	0,3—0,5	< 1,7	40—100	50 PW ⁴ 10 CW	8,5	~5,7	4
TGL2210-SM Qorvo (США)	0,05—6,0	< 0,55	< 1,7	25—40	100 PW ⁴ 85 CW	—	—	QFN 4×4
Статья [1]	2,0—5,0	0,3—0,4	< 1,4	12—40	100 CW	—	—	5

Примечания.

1. Длительность импульса 6 мс, коэффициент заполнения 40 %;
2. Длительность импульса 2 мс, коэффициент заполнения 30 %;
3. Длительность импульса 3 мс, коэффициент заполнения 30 %;
4. Длительность импульса 10 мкс, коэффициент заполнения 10 %.

3. Заключение

В работе показан подход к расчету МИС СВЧ ограничителя мощности на $p-i-n$ -диодах с повышенным порогом сгорания. Повышение уровня допустимой входной мощности реализовано за счет перераспределения токов, протекающих их через диоды в двухкаскадной схеме. Было определено, что оптимальное реализуемое соотношение емкости первого каскада ко второму является 3:1.

По технологии АО «НПП “Исток” им. Шокина были изготовлены схемы с соотношениями 1:1, 2:1, 3:1. Проведены зондовые измерения S -параметров ограничителей мощности и измерения динамических характеристик кристаллов в оснастке. Полученные значения порогов сгорания имеют хорошее совпадение с расчетными значениями. Подтверждена прямая зависимость порога сгорания от периферии диода. Удельная мощность сгорания составила для технологии АО «НПП “Исток” им. Шокина» ~20 Вт / 100 мкм периферии, что превышает уровень исследованных зарубежных аналогов.

Список литературы

1. Bouchez J., Nguyen T. [et al.] A 2–5 GHz 100W CW MMIC Limiter using a Novel Input Topology // IEEE Compound Semiconductor Integrated Circuit Symposium (CSICS). 2013. P. 1—4.
2. Boles T., Bukowski J., Brogle J. Monolithic High Power 300 Watt, S-Band, HMIC PIN Diode Limiter // IEEE International Conference on Microwaves, Antennas, Communications and Electronic Systems (COMCAS). 2019. P. 1—5.
3. Груша А. В., Крутов А. В., Ребров А. С. МИС СВЧ ограничителя мощности с уровнем проходящей мощности менее 14 мВт в диапазоне частот 8—12 ГГц // СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии. 2021. № 3. С. 32—33.
4. Smith D. G., Heston D. D., Heimer B., Decker K. Designing Reliable High-power Limiter Circuits with GaAs PIN Diodes // IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest. 2002. Vol. 2. P. 1245—1247.
5. Крутов А. В., Ребров А. С. Экспериментальное определение уровня допустимой входной мощности для монолитных интегральных схем защитного устройства. В сб. : 20-я Междунар. Крымская конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» — КрыМиКо’2010 (Севастополь, 13—17 сент. 2010 г.). 2010. С. 143—144.
6. Carslaw H. S., Jaeger J. C. Conduction of Heat in Solids. Oxford : Oxford University Press, 1959.

Информация об авторах

Груша Александр Васильевич, ведущий инженер АО «НПП “Исток” им. Шокина», г. Фрязино, Российская федерация.

Крутов Александр Владимирович, ведущий инженер-конструктор, АО «НПП “Исток” им. Шокина», г. Фрязино, Российская федерация.

Ребров Александр Сергеевич, начальник лаборатории, АО «НПП “Исток” им. Шокина», г. Фрязино, Российская федерация.

Design Method for Increase Power Burn Out MMIC Power Limiter

A. V. Grusha, A. V. Krutov, and A. S. Rebrov

*Scientific and production enterprise "Istok" n. a. A. I. Shokin, JSC
Vokzalnaya st., 2A, Fryazino, Moscow region, 141190, Russian Federation
info@istokmw.ru*

Received: June 1, 2022

Peer-reviewed: June 5, 2022

Accepted: June 5, 2022

Abstract: *The article shows the method of constructing the MMIC power limiter. The purpose of this research is to increase the burnout level. We considered a classical two-stage circuit on anti-parallel p-i-n diodes. The idea of increasing the burnout level is to redistribute currents, so that at the burnout power at the first and second stages, the current is equal to the saturation current – 0.41–0.45 A / 100 μ m. To do this, a simulation of the circuits was carried out – the ratio of the capacity of the first to the second stage 1:1, 2:1, 3:1 and 4:1. The design circuits were manufactured at p-i-n diode GaAs technology of JSC RPC "Istok" named after Shokin, the height of the diode barrier is 1,1 V / 1 mA, the breakdown voltage is 45 V / 100 μ A. The results of probe measurements S-parameters of power limiters and measurements of dynamic characteristics in the fixture are presented. Devices in the frequency range from 1 GHz to 16 GHz have losses less than 0.8 dB and VSWR input and output less than 2. The burnout level in continuous power at a frequency of 10 GHz was: for topology 1:1 — 45.3 dBm, 2:1 — 48.3 dBm and for topology 3:1 — 49.6 dBm. Under the same conditions, serial MMIC power limiters of foreign company were investigated. The burnout power density was ~20 W / 100 μ m of the periphery, for the JSC RPC "Istok" named after Shokin technology, which exceeds the level of the investigated foreign analogues.*

Keywords: *p-i-n diode, MMIC, power limiter, GaAs, burnout level, high power handling, saturation current, burnout power density.*

For citation (IEEE): A. V. Grusha, A. V. Krutov, and A. S. Rebrov, "Method for Constructing MIS Microwave Power Limiters to Increase the Combustion Threshold," *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 5, no. 1, pp. 79–92, 2022, doi: 10.29039/2587-9936.2022.05.1.06. (In Russ.).

References

- [1] J. Bouchez, T. Nguyen, V. Zomorrodian, E. Reese, and D. Sturzebecher, "A 2–5GHz 100W CW MMIC Limiter Using a Novel Input Topology," *2013 IEEE Compound Semiconductor Integrated Circuit Symposium (CSICS)*, 2013, doi: 10.1109/csics.2013.6659191.
- [2] T. Boles, J. Bukowski, and J. Brogle, "Monolithic High Power 300 Watt, S-Band, HMIC PIN Diode Limiter," *2019 IEEE International Conference on Microwaves, Antennas, Communications and Electronic Systems (COMCAS)*, 2019, doi: 10.1109/comcas44984.2019.8958017.

- [3] A. V. Grusha, A. V. Krutov, and A. S. Rebrov, “MMIC power limiter with a transmitted power level of less than 14 mW in the frequency range of 8–12 GHz,” *Microwave and Telecommunication Technologies*, 2021, no. 3. pp. 32–33. (In Russ.).
- [4] D. Smith, D. Heston, J. Heston, B. Heimer, and K. Decker, “Designing reliable high-power limiter circuits with GaAs PIN diodes,” *2002 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest (Cat. No.02CH37278)*, 2002, doi: 10.1109/mwsym.2002.1011885.
- [5] A. V. Krutov and A. S. Rebrov, “Experimental determination of power handling level for MMIC limiter,” *2010 20th International Crimean Conference “Microwave & Telecommunication Technology”*, 2010, doi: 10.1109/crmico.2010.5632979. (In Russ.).
- [6] H. S. Carslow and J. C. Jaeger, *Conduction of Heat in Solids*. Oxford : Oxford University Press, 1959.

Information about the authors

Alexander V. Grusha, Lead engineer, JSC RPC “Istok” n. a. Shokin, Russian Federation.

Alexander V. Krutov, Lead engineer-constructor, JSC RPC “Istok” n. a. Shokin, Russian Federation.

Alexander S. Rebrov, Chief of the laboratory, JSC RPC “Istok” n. a. Shokin, Russian Federation.

On Prospects of Output Power Increasing in Low-Voltage Multibeam Klystrons for Electron Accelerators

A. V. Galdetskiy

Scientific and production enterprise “Istok” n. a. A. I. Shokin, JSC
Vokzalnaya st., 2A, Fryazino, Moscow region, 141190, Russian Federation
bogdanov_sa@mail.ru

Received: May 22, 2022

Peer-reviewed: June 5, 2022

Accepted: June 5, 2022

Abstract: Physical principles of output power limitation in low-voltage multibeam klystrons are considered. It is demonstrated that metamaterial consisting of array of metal inductive inserts and located in the cavity’s interaction region makes possible significant increasing of phase velocity of transversal wave in the gap. This reveals the opportunity to enhance uniformity of the RF field interacting with the beams in the gap, interaction region diameter, beams current and power of the klystron without cathode voltage increase. Resonators in S and Ka bands are analyzed.

Keywords: multibeam klystron, metamaterial, phase velocity, annular resonator, dispersion.

For citation (IEEE): A. V. Galdetskiy, “On Prospects of Output Power Increasing in Low-Voltage Multibeam Klystrons for Electron Accelerators,” *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 5, no. 1, pp. 93–100, 2022, doi: 10.29039/2587-9936.2022.05.1.07.

1. Introduction

Ultra-high power klystrons and klystrodes (IOTs) are traditionally employed as sources of microwave power for electron linear accelerators [1–3]. Usually klystron output power increase is accompanied with significant rising of power supply voltage, which can achieve hundreds kilovolts in single-beam tubes. To obtain high electron efficiency in klystron it is required suppression of the space charge influence, which is provided by restriction of electron beam perveance at level $0.1\text{--}0.8\text{ }\mu\text{A/V}^{3/2}$ and results in further voltage increasing. High

cathode voltage decreases reliability of klystron, requires strengthening of ionizing radiation protection, isolators enlarging, discharges elimination. One of the possibilities of voltage lowering is the use of multibeam design, which makes possible total current enlarging at limited perveance of partial beam by means of beams number increasing. This approach was successfully realized in variety of works [4, 5], making possible to achieve output power 7 MW at power supply voltage ~ 60 kV. They employed annular resonators operating on fundamental, axially symmetrical mode E_{010} , providing rf field uniformity on all beams and sufficient frequency separation of fundamental and nearest parasitic modes. Annular resonator diameter is directly proportional to number of beams, so further diameter enlarging for klystron power growth is restricted by dimensions of cathode, acceptable for fabrication, and reduction of frequency separation.

In conventional multibeam toroidal cavity the number of beams is proportional to square of diameter of interaction region, but the diameter is restricted by value $\sim 0.42 \lambda$ because of worsening of rf field uniformity in interaction region [6]. Multi-barrel designs operating on high order modes enable some increase of power, however it implies significant distances of beams from magnetic system axes, resulting in significant transversal components of magnetic field, enlarged current intercept and remarkable thermal problems.

Thus, conventional designs of klystron cavities limit further increase of beams number and output power at fixed voltage. Investigation of opportunities of future power rising of klystrons is of great scientific and practical interest.

2. Physical reasons of rf field nonuniformity in interaction region of toroidal cavity and influence of metamaterial on rf field structure

In axially symmetric toroidal cavity having interaction gap $d \ll \lambda$ (and neglecting channels' influence) electric field component E_z in a gap is described by expression $E_z(r, \varphi) = E_{0z} J_m(kr) \exp(jm\varphi)$ in cylindrical coordinates, where

J_m – Bessel function, $k = \frac{\omega}{v}$ – wave number, m – azimuthal index (usually $m = 0$). This is pattern of radial standing wave, which exists between two conducting planes of interaction gap. Wave number k and resonance frequency ω are determined by wave phase velocity $v = c$ and impedance, represented by peripheral “inductive” part of the cavity on the ends of interaction region. Thus, rf field structure of axially symmetric fundamental mode inside gap is defined by Bessel function $J_0(kr)$, which is almost constant at $kr \leq 1$, which fundamentally restricts radius of interaction region R_i

$$kR_i \leq 0.7 \quad (1)$$

However if interaction gap is filled by a material to provide diminishing of wave number k by means of phase velocity v increasing, then according to (1) radius of interaction region R_i can be significantly enlarged without field uniformity degradation. Such artificial material can be realized in the form of periodic or aperiodic array of inductive elements (in simplest case – straight conductors) connecting opposite sides of the gap. Properties of such metamaterials were actively investigated by many authors [7–9], including applications to klystron cavities [10–12]. However in recent case metamaterial was used mainly for field localization in the vicinity of the beam, but not for increasing of dimensions of area with uniform field.

Let's consider field uniformity increasing due to metamaterial influence on example of one-dimensional continuous transmission line model with distributed reactances and resonator based on it. It demonstrates qualitative peculiarities of the oscillations which are also inherent to three-dimensional structures. Relying on equivalent circuit of the line segment having length dx (Fig. 1a) dispersion equation can be easily derived:

$$k(\omega) = \sqrt{\frac{L}{L_1} \left(\frac{\omega^2}{\omega_{cut}^2} - 1 \right)} \quad \omega_{cut} = \frac{1}{\sqrt{L_1 C}} \quad (2)$$

where L [Hn/m], L_1 [Hn·m], C [pF/m] – specific values of reactances of the line (Fig. 1a).

Apparently line with metamaterial possesses cut-off frequency ω_{cut} , which depends on inductance of inserts L_1 . If line having length l is loaded at both ends by impedances $Z(\omega)$, then the turned out resonator has wave number k_2 and resonance frequency ω_{res} satisfying dispersion equation

$$Z(\omega_{res}) - jZ_w(\omega_{res}) \operatorname{ctg} \left(\frac{k(\omega_{res})l}{2} \right) = 0 \quad Z_w(\omega) = \omega \sqrt{\frac{\omega_{cut}^2 L_1 L}{\omega^2 - \omega_{cut}^2}} \quad (3)$$

If the ends are open-circuited $Z = \infty$, then the solution of dispersion equation is $\omega_{res} = \omega_{cut}$, $k_2 = 0$, and electric field of the mode will be uniform along all length of the resonator. If impedance of the loads is inductive ($\operatorname{Im} Z(\omega)$ is positive), then resonance frequency $\omega_{res} > \omega_{cut}$, solution of equation (3) k_2 is real (Fig. 1b), and electric field distribution along line is described by function $\cos(k_2 x)$, which drops down from the center of resonator to its ends. The case is similar to field distribution in conventional toroidal cavities. If impedance of the loads is capacitive ($\operatorname{Im} Z(\omega)$ is negative), then resonance frequency $\omega_{res} < \omega_{cut}$, solution of equation (3) k_2 is imaginary (Fig. 1b), and electric field

distribution along line is described by function $\text{ch}(|k_2|x)$, which increases from the center of resonator to ends. In any case insertion of inductances $L1$ results in decreasing of absolute value of wave number $|k_2| < |k_1|$ (Fig. 1b) and field uniformity enhancing.

3. Resonator with metamaterial for klystron in K_a band

Practical designs of resonator use array of discrete, but not distributed, inductances. This doesn't qualitatively reshape field structure with respect to previously considered distributed one-dimensional analytical model. In millimeter wave band inductive inserts should have small inductance and can be realized by straight conductors. As example we can consider rectangular ferruleless 21-beam cavity (Fig. 2a) having dimensions $16 \times 16 \times 0.8$ mm. Beams are located in region with dimension 12 mm (1.5λ !). Channels are placed with pitch 3 mm, thickness of inductive inserts is 0.5 mm. Frequency of fundamental mode is equal to 37.74 GHz. Adjacent high order mode has frequency 39.01 GHz, separation 1.27 GHz supposed to be sufficient for excluding of influence of high order mode on induced field structure on frequency of fundamental mode.

Uniformity of electric field on all channels is excellent (Fig. 2b). Interaction impedances ρ in 13 channels are in range 3.02–3.13 Ohm ($\pm 1.8\%$) and in 8 «corner» channels impedances drop to 2.74 Ohm (-22%). We can point out, that inductive inserts facilitate localization of electric field around channels and increasing interaction impedances.

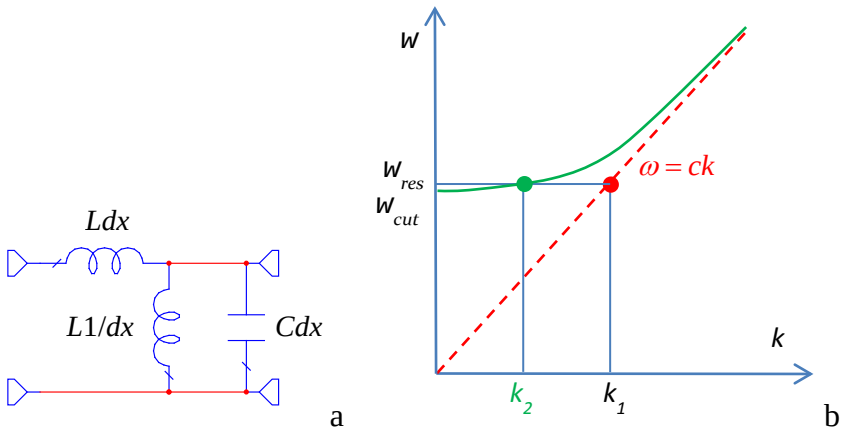
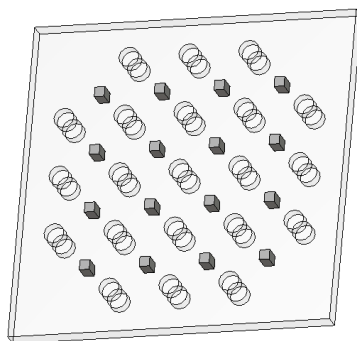
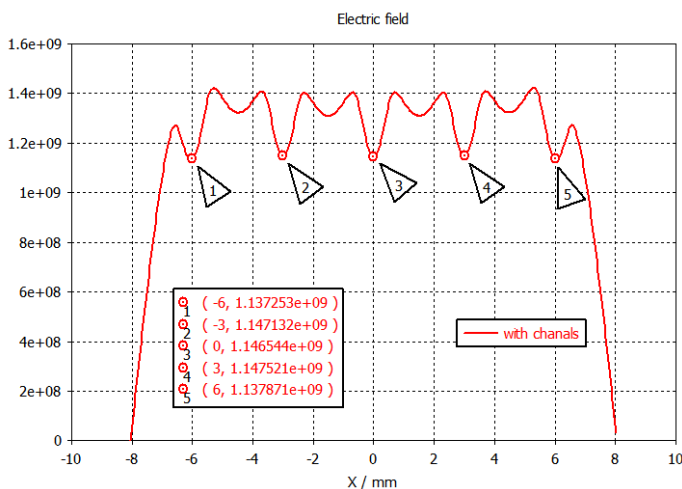


Fig. 1. a – equivalent circuit of transmission line segment of length dx ;
b – dispersion of the waves in line: with metamaterial realized by inductive inserts $L1$ (solid line) and without metamaterial (dashed line)



a



b

Fig. 2. a – 21-beam cavity for Ka band; b – distribution of longitudinal component of electric field amplitude along central plane of the cavity. Markers show locations of channels axes.

A figure of merit (FOM) of multibeam resonator can be defined as $FOM = \rho N_{beam}$. It describes quality of resonator – potential for achieving large bandwidth. In considered cavity $FOM = 62 \text{ Ohm}$, which is much greater than $FOM = 23.7 \text{ Ohm}$ of cavity without metamaterial, but using high order mode at the same frequency.

4. Resonator with metamaterial for klystron in S band

Resonators at frequency 2.856 GHz are widely used in klystrons for electron accelerators. Low operating frequency implies use of inductive inserts hav-

ing large inductance, which can not be realized by straight conductors. Enlarged inductance can be achieved in helix design, but location of helices between channels results in significant increasing of diameter of interaction region (and cathode), and also in interaction impedance diminishing. We proposed design with helices embracing each channel area. This approach provides significant inductance at minor enlarging of interaction region diameter. As example we considered 37-beam cavity (Fig. 3a), where channels form dense hexagonal structure. Each channel has individual helix, embracing beam area, and ferrule, which decreases electric field in the vicinity of the helix (Fig. 3b). Channels diameter is equal to 7 mm, channels pitch 14 mm, partial emitters have diameter 13 mm (beam compression is 3.7). Thus, total cathode diameter is 98 mm, and interaction region diameter is 91 mm (0.87λ). Enlarged helix conductor cross-section 0.7×1.5 mm provides effective cooling of helix through the body of klystron. Helix can be fabricated precisely using laser cutting.

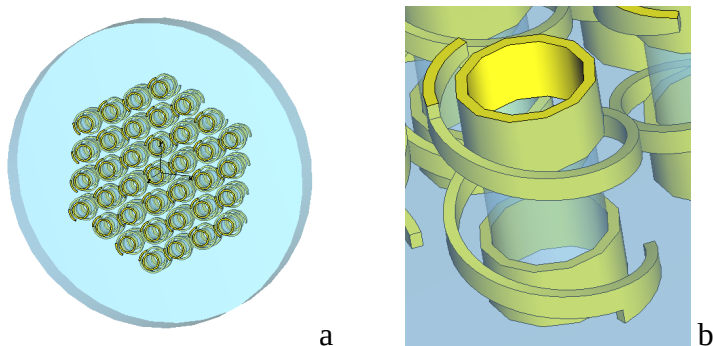


Fig. 3. 37-beam cavity for S band (a); area of partial channel gap with ferrule and helix (b)

Electric field amplitude distribution of fundamental mode in central plane (Fig. 4) demonstrates good equality through all channels.

Interaction impedances in 37 channels are in the range 11.46–11.92 Ohm. Adjacent high order mode is located at frequency 3.11 GHz. Separation 243 MHz (8.5%) is acceptable at narrow operation bandwidth $\sim 0.2\%$.

On a base of considered resonator high-power klystron in S band was designed having specifications shown in Table 1.

In that way, klystron output power can be enlarged from 7 to 30 MW at moderate increase of cathode voltage from 52 to 85 kV and fixed cathode diameter 98 mm at expense of slight emission current density growth from 8.2 to 14.9 A/cm² and more efficient utilization of cathode area. At the same cathode diameter emission surface area is 2.1 times greater than in annular cathode in prototype klystron. At larger cathode diameter the advantage in current and power becomes even more significant.

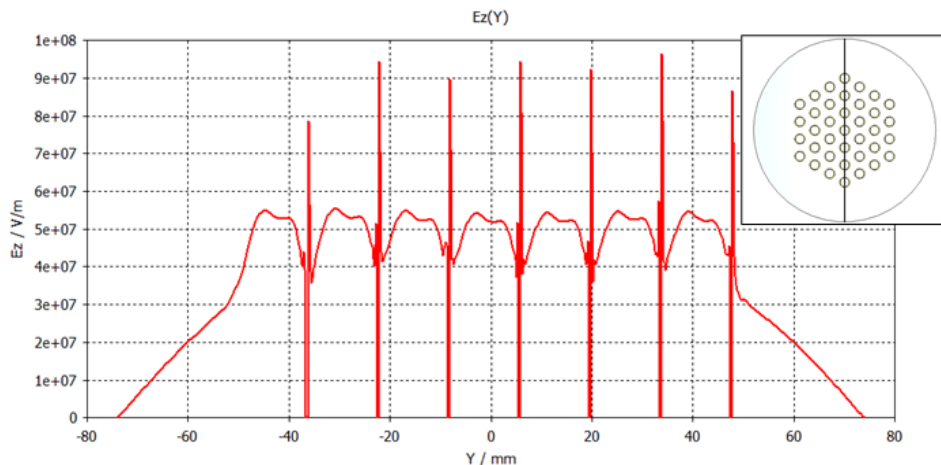


Fig. 4. Amplitude of longitudinal component of electric field vs coordinate Y along resonator's diameter (see line on inset)

Table 1. Specifications of klystrons

Parameter	Prototype [4, 5]	Considered design
Power, MW	6–7	30
Number of beams	40	37
Partial beam current, A	4.75	19.83
Cathode voltage, kV	52	85
Total current, A	190	734
Pervance per beam, $\mu\text{A}/\text{V}^{3/2}$	0.40	0.80
DC power, MW	10	62
Efficiency, %	60	54
Channels diameter, mm	7	7
Partial emitter diameter, mm	8.6	13
Emission current density, A/cm^2	8.2	14.9

5. Conclusion

Analysis of considered examples of resonators demonstrates prospects of metamaterial employing for significant expansion of area of interaction region in multibeam klystron and, therefore, increasing of output power (up to 30 MW in S band) without cathode voltage rising. Number of beams, total current and output power grow proportionally to square of interaction region diameter (and cathode diameter). Such dependence distinguishes this design from conventional annular resonators, where number of beams depends linearly on cathode diameter. In contrast to cavities with high order modes and annular cavities beams in considered design are located more closely to common axes of magnetic sys-

tem providing small transversal components of magnetic field effecting on electron beams and small current intercept.

Resonators with metamaterial (which can be referenced as metaresonators) can be easily adjusted to frequency of second harmonic of signal facilitating increasing of klystron efficiency and power at operation in high efficiency regimes.

Array of inductive inserts can be designed to be aperiodic making wide opportunities for designers to control rf field distribution in interaction region of klystron.

References

- [1] G. Caryotakis, "High energy microwave device research at the Stanford Linear Accelerator Center," *Proceedings International University Conference*, doi: 10.1109/uhf.1999.787870.
- [2] G. Caryotakis, "The future of klystrons," *Abstracts. International Vacuum Electronics Conference 2000 (Cat. No.00EX392)*, doi: 10.1109/ove:ec.2000.847388.
- [3] G. Scheitrum, G. Caryotakis, R. Phillips, D. Sprehn, and R. Fowkes, "High power microwave research at SLAC," *IEEE Conference Record – Abstracts. 1996 IEEE International Conference on Plasma Science*, doi: 10.1109/plasma.1996.551442.
- [4] I. Freydovich and M. Vorobiev, "Peculiarities of characteristics of annular resonators for multibeam klystrons," *Elektronika. NTB*, no. 2, pp. 9–14, 1998. (in Russ.).
- [5] I. A. Guzillov, O. Y. Maslennikov, and A. V. Konnov, "A way to increase the efficiency of klystrons," *2013 IEEE 14th International Vacuum Electronics Conference (IVEC)*, 2013, doi: 10.1109/ivec.2013.6571181.
- [6] A. N. Yunakov and V. I. Pugnin, "Problems and prospects of creation of high-power wide-band multibeam klystrons in the middle part of centimeter wave band," *Elektronnaya tekhnika, ser. 1, "SVCh-tekhnika"*, vol. 519, no. 4, pp. 64–67, 2013. (in Russ.).
- [7] S. E. Bankov, *Electromagnetic crystals*. Moscow, Fizmatlit, 2010. (in Russ.).
- [8] L. Solymar and E. Shamonina, *Waves in Metamaterials*. Oxford University Press, 2009.
- [9] M. V. Davidovich, J. V. Stephuk, and P. A. Shilovskii, "Electrophysical properties of metallic wire photonic crystals," *Technical Physics*, vol. 57, no. 3, pp. 320–327, 2012, doi: 10.1134/s1063784212030036.
- [10] A. Smimov, D. Newsham, and D. Yu, "PBG cavities for single-beam and multi-beam electron devices," *Proceedings of the 2003 Bipolar/BiCMOS Circuits and Technology Meeting (IEEE Cat. No.03CH37440)*, doi: 10.1109/pac.2003.1289636.
- [11] A. Smimov, D. Newsham, and D. Yu, "PBG cavities for single-beam and multi-beam electron devices," *Proceedings of the 2003 Bipolar/BiCMOS Circuits and Technology Meeting (IEEE Cat. No.03CH37440)*, doi: 10.1109/pac.2003.1289636.
- [12] V. Tsarev, "New Fractal and Photonic Crystal Resonators for Multi-Beam Microwave Vacuum Devices," *2018 International Conference on Actual Problems of Electron Devices Engineering (APEDE)*, 2018, doi: 10.1109/apede.2018.8542362.

Information about the author

A. V. Galdetskiy, employee of JSC "Scientific and production enterprise 'Istok' n. a. A. I. Shokin", Fryazino, Moscow region, Russian Federation.

The Research on Backward Wave Oscillator with Wide Tunable Bandwidth and High Power

Hongzhu Xi, Pengkang Wang, Chunhua Bao, and Yongming Liu

*Huadong Photoelectric Technology Institute,
International Joint Research Center for Research and Application of THz Devices
Wuhu, Anhui, 241002, China
hdgdthz@163.com, 1031407751@qq.com, 19638647@qq.com*

Received: May 20, 2022

Peer-reviewed: June 5, 2022

Accepted: June 5, 2022

Abstract: *A continuous wave backward wave oscillator is studied in this paper. The design of the slowing wave system is completed through theoretical calculation and numerical simulation, and the slowing wave system is manufactured through precision machining. In order to improve the output power of the electron tube, a high resistance diode electron gun is used to produce a sheet electron beam with high emission current density. The test shows that the developed BWO can work in the frequency range of 250 ~ 310 GHz, and the output power is 20 mW to 42 mW.*

Keywords: *backward wave oscillator (BWO), terahertz, slowing wave system, sheet electron beam.*

For citation (IEEE): Hongzhu Xi, Pengkang Wang, Chunhua Bao, and Yongming Liu, “The Research on Backward Wave Oscillator with Wide Tunable Bandwidth and High Power,” *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 5, no. 1, pp. 101–107, 2022, doi: 10.29039/2587-9936.2022.05.1.08.

1. Introduction

The millimeter wave and submillimeter wave technology has attracted more and more attention due to its potential applications in the radar [1], spectroscopy [2], communication engineers [3], the remote sensing field [4], and biomedical researchers [5]. In this region of the electromagnetic spectrum many special purpose sources, with combinations of strengths and weaknesses, have been developed. Vacuum electronics technology is an effective scheme to obtain high-power millimeter wave and submillimeter wave radiation sources. Numerous attempts have been made to expand the capabilities of such sources, include gyro-

trons [6], free electron lasers (FELs) [7], traveling wave tubes (TWTs) [8], backward-wave oscillators (BWOs) [9], extended interaction oscillators (EIOs) [10], and extended interaction amplifiers (EIAs) [11]. BWO, which has the advantages of compact structure, small volume, light weight, working at room temperature, and high output power, has attracted more and more attention. However, the output power of BWO fluctuates greatly in the working frequency band, and even there is no signal output in some areas. This is very unfavorable to the popularization and application of the BWO. A miniaturized high-power terahertz radiation source is developed in this paper. The test results show that the developed BWO can have power output in the frequency range of 250 ~ 310 GHz.

2. Design of the Device

2.1. High Frequency System

Fig. 1 schematically shows the designed high frequency system of BWO, in which the SWS is installed into a rectangular waveguide with cross section of $a \times b$. The planar periodic SWS supports the induced traveling electromagnetic wave interacting with the sheet electron beam. The synchronism condition of the BWO is located at the intersection point of the beam line of slope v_e (the beam velocity) with the -1 st order spatial harmonic among the spatial harmonic waves supported by the SWS. If the beam velocity v_e is matched to the forward phase velocity v_p of the wave, then the electron beam will bunch and encounter synchronously the decelerating phase of the wave's electric field E_z between each gap in the SWS, leading to a net loss of energy in the beam and a growth of the wave. The generated wave's energy travels backwards with the group velocity v_g , and couples into the output waveguide [9].

The synchronism condition of the BWO is set as $\phi = k_z \ell = 1.6\pi$ for phase synchronism with the 5.5 keV electron beam. The period ℓ of 0.12 mm is derived from $\phi = k_z \ell = 2\pi f_0 \ell / v_e$, where $f_0 = 290$ GHz, and $v_e = 0.146 c$, here c is the speed of light in the free space.

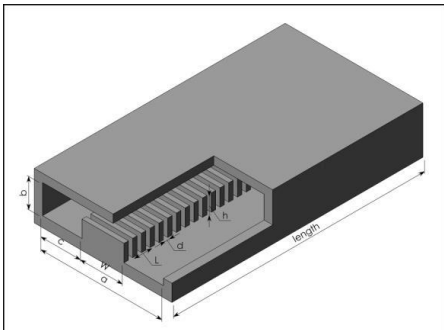


Fig. 1. Schematic of the high frequency system

There exist many harmonic waves supported by the planar SWS, it is crucial for successfully designing a BWO in the terahertz range to select the proper electromagnetic mode and avoid the mode competition. Through theoretical calculation and simulation, The TM_{10} mode was used in the work, and its dispersion curves is shown in the Fig. 2 by using the geometric parameters listed in Table. 1.

Table 1. The geometric parameters

<i>High frequency system structure</i>	<i>Parameters</i>
Width of waveguide (a)	7.2 mm
Height of waveguide (b)	1.8 mm
Period of grating (ℓ)	0.12 mm
Width of grating (w)	2.5 mm
Height of slots (h)	0.2 mm
Width of slots (d)	0.06 mm
Length of grating (L)	20 mm

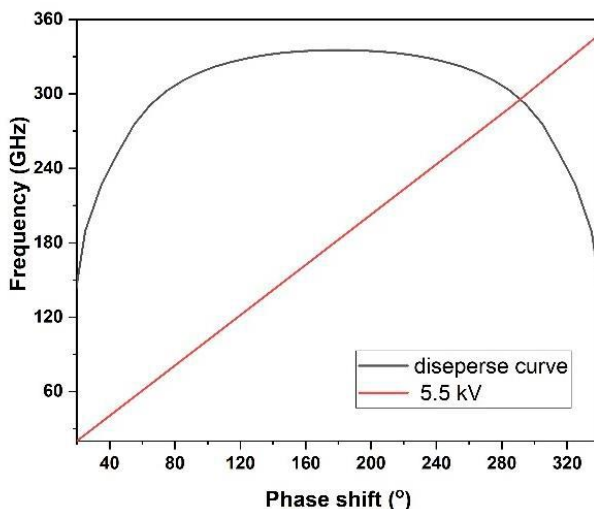


Fig. 2. Dispersion curves of the slowing wave system

2.2. The PIC Simulation

To validate the physical design of the BWO, its working characteristics is simulated by using a three dimensional fully electromagnetic particle-in-cell (PIC) code UNIPIC-3D [13]. The structure of SWS is made of free oxide copper. A sheet electron beam with cross section of $2.5 \text{ mm} \times 0.1 \text{ mm}$, whose acceleration voltage is 5.5 keV and beam current of 100 mA is adopted. The electron beam is just 0.01 mm above the grating, so that it can efficiently interact with the -1st spatial harmonic of backward wave. The constant

magnetic field with 0.7 T can meet the requirement for beam confinement and noncollision with the grating.

The simulated results of the designed BWO are shown in Fig. 3 to Fig. 5. Fig. 3 depicts the electrons' phase space demonstrating the significant transfer of energy from the electron beam to the terahertz wave, whose working frequency is 290.63 GHz shown in Fig. 4. It is very close to that predicted by the dispersion curves given in Fig. 2. Fig. 4 also indicates that there is no noticeable other modes competition in the BWO. The power spectrum of the BWO output signal is shown in Fig. 5, which has an output power about 1.58 W.

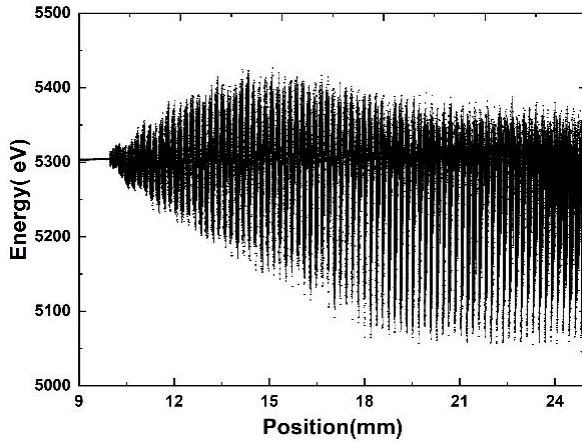


Fig. 3. The simulated phase space of electrons

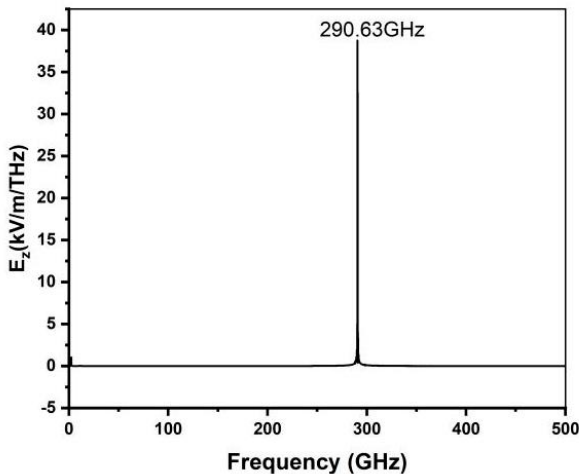


Fig. 4. The simulated output frequency of the deigned BWO

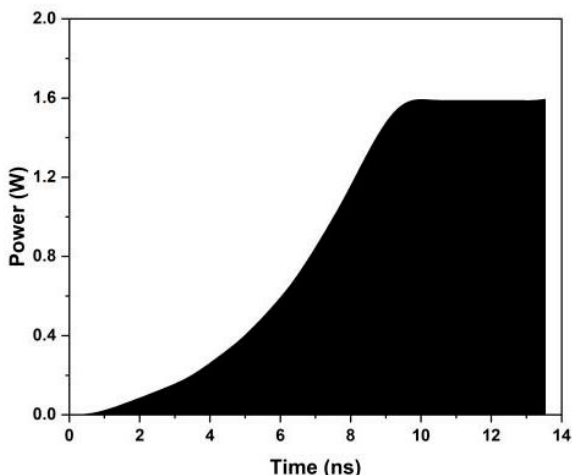


Fig. 5. The simulated output power of the device versus time

3. Fabricate and Test of the Device

The high precision SWS were processed by the Wire cut Electrical Discharge Machining (WEDM). Fig. 6 is the sample of SWS which was fabricated with the WEDM. Test results show that the processing error is less than 0.005 mm.

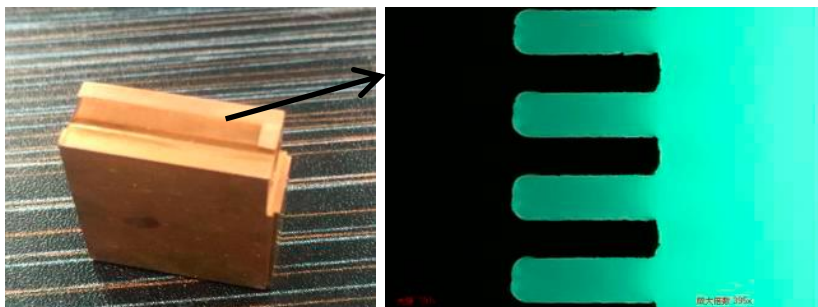


Fig. 6. The SWS fabricated with the WEDM

A high-perveance diode electron gun without compression to produce high quality sheet electron beam was used in the work. Fig. 7a is the assembled electron gun. A type of homemade barium tungsten cathode was used in the electron gun, shown in Fig. 7b. The test results show that the maximum current that the electron gun can output is 150 mA.

The BWO was assembled with electric resistance welding and argon-arc welding technology. After vacuum leak detection, the tube was continuously

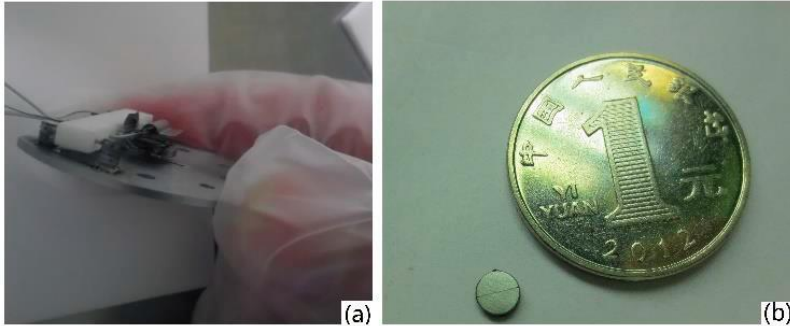


Fig. 7. (a) the electron gun, (b) the barium tungsten cathodes

evacuated to 2.0×10^{-7} Pa by a turbo-molecular pump. The output characteristics of BWO are studied by using power meter and spectrum analyzer. When the electron gun current is 100 mA, the output power of the device at different frequencies is shown in Fig. 8. The frequency tuning range of the BWO is 250 GHz to 310 GHz. There is power output in the tuning frequency band, and the output power range is 22 mW to 42 mW.

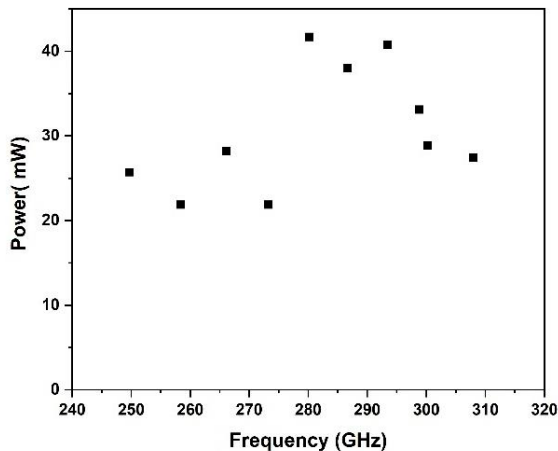


Fig. 8. The output characteristics of the BWO

4. Conclusion

A kind of BWO has been studied in the paper. Through theoretical analysis and computer simulation, the SWS of the BWO was designed to the planar grating structure, and the SWS was successfully fabricated with the WEDM. High quality of sheet electron beam was achieved through the high-perveance diode electron gun without compression. The BWO has been successfully as-

sembled. In continuous wave mode, the operating frequency range of the BWO is 250 GHz to 300 GHz, and the output power is more than 22 mW.

References

- [1] K. Iwaszczuk, H. Heiselberg, and P. U. Jepsen, "Terahertz radar cross section measurements," *Optics Express*, vol. 18, no. 25, p. 26399, Dec. 2010, doi: 10.1364/oe.18.026399.
- [2] J. A. Spies et al., "Terahertz Spectroscopy of Emerging Materials," *The Journal of Physical Chemistry C*, vol. 124, no. 41, pp. 22335–22346, Sep. 2020, doi: 10.1021/acs.jpcc.0c06344.
- [3] I. Akyildiz, J. Jornet, and C. Han, "TeraNets: ultra-broadband communication networks in the terahertz band," *IEEE Wireless Communications*, vol. 21, no. 4, pp. 130–135, Aug. 2014, doi: 10.1109/mwc.2014.6882305.
- [4] J. Liu, J. Dai, S. L. Chin, and X.-C. Zhang, "Broadband terahertz wave remote sensing using coherent manipulation of fluorescence from asymmetrically ionized gases," *Nature Photonics*, vol. 4, no. 9, pp. 627–631, Jul. 2010, doi: 10.1038/nphoton.2010.165.
- [5] Aiping Gong, Yating Qiu, Xiaowan Chen, Zhenyu Zhao, Linzhong Xia, and Yongni Shao, "Biomedical applications of terahertz technology," *Applied Spectroscopy Reviews*, vol. 55, pp. 418–438, 2019.
- [6] M. Y. Glyavin, T. Idehara, and S. P. Sabchevski, "Development of THz Gyrotrons at IAP RAS and FIR UF and Their Applications in Physical Research and High-Power THz Technologies," *IEEE Transactions on Terahertz Science and Technology*, vol. 5, no. 5, pp. 788–797, Sep. 2015, doi: 10.1109/tthz.2015.2442836.
- [7] B. A. Knyazev, G. N. Kulipanov, and N. A. Vinokurov, "Novosibirsk terahertz free electron laser: instrumentation development and experimental achievements," *Measurement Science and Technology*, vol. 21, no. 5, p. 054017, Mar. 2010, doi: 10.1088/0957-0233/21/5/054017.
- [8] Y.-M. Shin, A. Baig, L. R. Barnett, W.-C. Tsai, and N. C. Luhmann, "System Design Analysis of a 0.22-THz Sheet-Beam Traveling-Wave Tube Amplifier," *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. 59, no. 1, pp. 234–240, Jan. 2012, doi: 10.1109/ted.2011.2173575.
- [9] Hongzhu Xi, Jianguo Wang, Zhaochang He, Gang Zhu, Yue Wang, Hao Wang, Zaigao Cheng, Rong Li, and Luwei Liu, "Continuous-wave Y-band planar BWO with wide tunable bandwidth," *Scientific Reports*, vol. 8, no. 348, 2018, doi: 10.1038/s41598-017-18740-w.
- [10] L. Bi et al., "Tractable Resonant Circuit With Two Nonuniform Beams for a High-Power 0.22-THz Extended Interaction Oscillator," *IEEE Electron Device Letters*, vol. 42, no. 6, pp. 931–934, Jun. 2021, doi: 10.1109/led.2021.3072848.
- [11] Renjie Li, Cunjun Ruan, Ayesha Kosar Fahad, Chenyu Zhang, and Shasha Li, "Broadband and high-power terahertz radiation source based on extended interaction klystron," *Scientific Reports*, vol. 9, no. 4584, 2019, doi: 10.1038/s41598-019-41087-3.
- [12] Y. Wang J. Wang Z. Chen G. Cheng and P. Wang, "Three-dimensional simple conformal symplectic particle-in-cell methods for simulations of high power microwave devices," *Comput. Phys. Commun.*, vol. 205, pp. 1–12, Aug. 2016.

Information about the authors

Hongzhu Xi, employee of Huadong Photoelectric Technology Institute, Wuhu, Anhui, China.

Pengkang Wang, employee of Huadong Photoelectric Technology Institute, Wuhu, Anhui, China.

Chunhua Bao, employee of Huadong Photoelectric Technology Institute, Wuhu, Anhui, China.

Yongming Liu, employee of Huadong Photoelectric Technology Institute, Wuhu, Anhui, China.

Non-Thermal Air Arc Plasma Assisted Biomass Gasification

Qingdong Deng, Qijia Guo[@], Rui Li,
Guangyuan Yang, Yan Liu, and Zhaochang He

*Huadong Photoelectric Technology Institute,
International Joint Research Center for Research and Application of THz Devices
Wuhu, Anhui, 241002, China
guoqijia@163.com*

Received: May 10, 2022

Peer-reviewed: June 5, 2022

Accepted: June 5, 2022

Abstract: A novel small-scale biomass gasification system assisted by a non-thermal air arc plasma is introduced in this paper and the gasification experiment setup, procedure and gasification results are described in detail. The results show that the production of syngas (CO and H₂) is in the range of 1.14 Nm³/h to 1.46 Nm³/h during the system normal operation at plasma power consumption 120 W and biomass feed rate 3360 g/h, and the volume fraction of syngas in produced gas is in the range of 20.2% to 23.89%. The maximum cold gasification efficiency is 44.56% and the minimum specific energy consumption (defined as the ratio of plasma power consumption to the heat power content of the produced gas) of the gasification system is 2.18%, which is much lower than that of gasification system with thermal plasma.

Keywords: biomass; non-thermal plasma; gasification.

For citation (IEEE): Qingdong Deng, Qijia Guo, Rui Li, Guangyuan Yang, Yan Liu, and Zhaochang He, “Non-Thermal Air Arc Plasma Assisted Biomass Gasification,” *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 5, no. 1, pp. 108–116, 2022, doi: 10.29039/2587-9936.2022.05.1.09.

1. Introduction

Biomass resource has been considered as the largest potential alternative renewable energy source that can replace fossil fuels [1]. Among different biomass conversion methods, biomass gasification can be used simultaneously for different purpose such as providing fuels, electricity and heat, which has been considered as a effective way to convert biomass into energy and chemical ma-

terials [2]. However, due to the dispersion character of biomass, conventional biomass gasification systems face the problem of high cost on biomass collection [1]. And a small, quick start and shut down, reliable and low cost gasification technology is considered in this context. Plasma technology has been looked at as a viable method for biomass gasification in compact gasification system [3–4]. The high gas temperature, the abundant active species and the high radiation intensity of plasma can excite and accelerate the reactions that are hardly activated under normal condition, and these advantages are beneficial to reduce the size of the gasification system. Different kinds of thermal plasma technology has been used in biomass gasification research, such as microwave plasma [5] and direct current arc plasma [6–8], however, the application of thermal plasma technology in gasification is limited due to its imperfections, such as the limited electrode lifespan due to moisture and the penalized gasification efficiency due to high energy consumption of thermal plasma torch [4,9]. Compared with thermal plasma, the non-thermal plasma has lower power consumption, much longer electrode lifespan and more simple plasma generation device [10], which has been utilized in tar decomposition [11–12] and other various fields of chemical industry [13].

In this paper, a novel small-scale biomass gasification system assisted by a non-thermal air arc plasma is introduced. The gasification procedure and gasification results are described in detail and the effect of air flow rate on the gasification process is investigated. The role of non-thermal arc plasma and factors affect the gasification process are discussed.

2. 2. Materials and Method

2.1. Experimental Setup

The schematic diagram of the gasification system assisted by non-thermal air arc plasma is shown in Fig. 1. The gasification system mainly includes an air source pump, an air mass flowmeter (Sevenstar D08), a twin screw powder feeder, a high voltage power supply, a non-thermal arc plasma torch, a cyclone separator and a produced gas combustion apparatus. The non-thermal arc plasma torch consists of an inner columnar high voltage electrode, an external cylindrical ground electrode with a nozzle and a cylindrical teflon for insulating the high voltage electrode and the ground electrode. The high voltage electrode and the ground electrode are coaxial. The length and external diameter of the torch is about 120 mm and 60 mm, respectively. The air flow and biomass powder inlet is on the ground electrode of the plasma torch as shown in Fig. 1. The inner face of the powder inlet is cylindrical and the diameter of it is 10 mm.

The axis of cylindrical powder inlet deviates from the axis of the cylindrical plasma torch 15 mm to form a swirling air gas flow which is beneficial for plasma uniformity and enhancing the effect of plasma on biomass powder. The plasma torch nozzle connected with cyclone separator which includes three turn stainless steel tube coils. The external diameter of the coil is about 150 mm, and the inner diameter of the stainless steel tube is 25 mm. The reaction products of the mixture of biomass and air arc plasma ejected from the plasma torch nozzle into the stainless steel tube, and then the produced gas and the solid products are separated by cyclone separator. The height and external diameter of the cyclone separator is about 500 mm and 180 mm, respectively. A combustion apparatus is placed on the outlet of the cyclone separator for disposing of the produced flammable gas and assessing the gasification process by flame status. The poplar powder is used as typical biomass in the gasification process, and the powder was screened through a 20-mesh sieve. The lower heating value (LHV) of the poplar powder is 13.14 kJ/g which is obtained through bomb calorimeter (U-Therm YX-ZR9302).

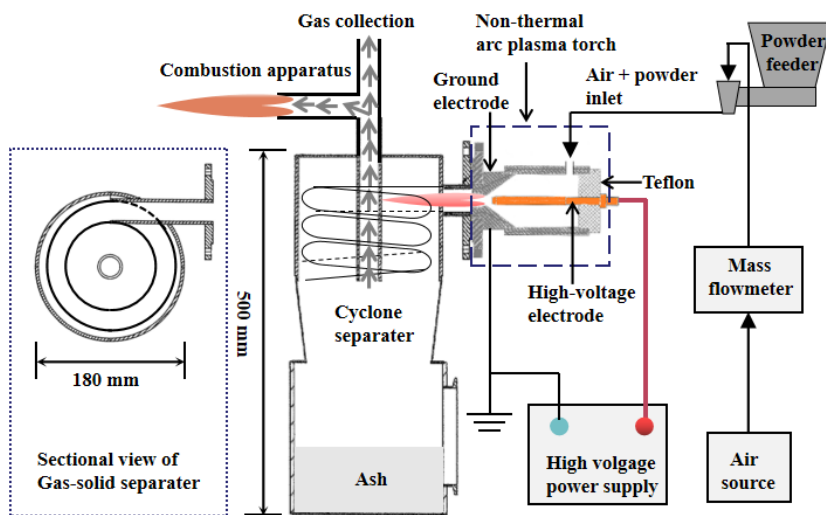


Fig. 1. The schematic diagram of the gasification system assisted by non-thermal plasma

2.2. Experiment Procedure

The gasification system is working at atmospheric pressure and air is used as biomass gasification agent and plasma working medium. The feed air flow rate is regulated by mass flowmeter and the volume flow rate of air ($\dot{V}_{air}$) is in the range of 2.7 Nm³/h to 4.5 Nm³/h. The poplar powder is fed into the

gasification system by a twin screw powder feeder, and the feeding rate is 3360 g/h at the experiments. The input power of the high voltage power supply measured by a power meter (UNI-T UT230E) is approximate as the power consumption of the non-thermal arc plasma torch, and the power consumption is in the range of 120 W to 250 W at the experiments. The experiments procedure are carried out in order as follows: starting the air source pump, regulating the air flow well, starting the high voltage power supply for generating arc plasma, starting the powder feeder and well regulated, collecting the produced gas in bags after the flame stable at combustion apparatus, analyzing the produced gas by gas chromatograph (BFRL SP-3420A).

2.3. Experiment Procedure

Lower heating value of the produced gas (LHV_{pg}) [14], cold gas efficiency (CGE) and specific energy consumption (SEC) are employed to assess the performance of the gasification system, these indices are calculated as follow:

$$LHV_{pg} = 10.79Y_{H_2} + 12.62Y_{CO} + 35.81Y_{CH_4} + 63.75Y_{C_2H_6} + 59.04Y_{C_2H_4} + 56.08Y_{C_2H_2} \quad (1)$$

$$CGE = \frac{\dot{V}_{dg} \cdot LHV_{pg}}{\dot{m}_{feed} \cdot LHV_{feed} + P_{torch}} \times 100\% \quad (2)$$

$$SEC = \frac{P_{torch}}{\dot{V}_{dg} \cdot LHV_{pg}} \times 100\% \quad (3)$$

where Y_{H_2} , Y_{CO} , Y_{CH_4} , $Y_{C_2H_6}$, $Y_{C_2H_4}$ and $Y_{C_2H_2}$ are the volume fractions of H_2 , CO , CH_4 , C_2H_6 , C_2H_4 and C_2H_2 in the produced gas, respectively. The $\dot{m}_{feed}$ and LHV_{feed} correspond to the feeding rate and the lower heating value of the fed biomass, respectively. The P_{torch} is the power consumption of the non-thermal arc plasma torch. The $\dot{V}_{dg}$ is the volume flow rate of dry produced gas, which is calculated from:

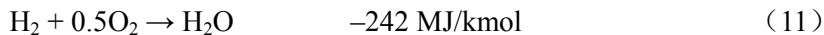
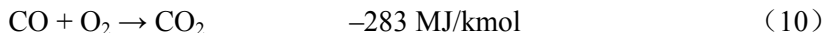
$$\dot{V}_{dg} = 0.78\dot{V}_{air}/Y_{N_2} \quad (4)$$

where Y_{N_2} is the volume fractions of N_2 in the produced gas. Equation (4) is based on an assumption that the nitrogen in the feed air is balance to the nitrogen in produced gas.

3. Results and Discussion

3.1. Produced gas composition

The gaseous product of the biomass gasification detected at the experiment mainly includes H_2 , CO , CH_4 , C_2H_6 , C_2H_4 , C_2H_2 , CO_2 and N_2 . The volume fraction of N_2 is in the range of 56.5% to 61.6% during the system normal operation at the experiment, which is the main component of air. The volume fraction of H_2 , CO , CH_4 , C_2H_6 , C_2H_4 , C_2H_2 and CO_2 are in the range of 4.38% to 6.38%, 15.19% to 19.51%, 1.83% to 2.08%, 0.08% to 0.15%, 0.54% to 0.85%, 0.04% to 0.17%, 13.84% to 14.77%, respectively. Complex chemical reactions are occurred in the gasification process, and there are few main reactions are proposed in the process as follow [2]:



These reactions show the generating mechanism of H_2 , CO , CH_4 , and CO_2 . The C_2H_6 , C_2H_4 and C_2H_2 may originate from the decomposition of certain oxygenates and aromatic tar components [15–16].

Fig. 2 shows the gas composition and produced gas flow rate versus air flow rate in the range of $2.7 \text{ Nm}^3/\text{h}$ to $4.5 \text{ Nm}^3/\text{h}$ at plasma torch power consumption 120 W. It should be noted that the arc plasma shows obviously instability when the air flow rate below $2.7 \text{ Nm}^3/\text{h}$ in the gasification system, and the plasma instability leading to the gasification process shutoff. The plasma instability may be due to the high number density of poplar powder particles quenching the electron density and reducing the conductivity of plasma [3]. It can be seen from Fig. 2 that the volume fraction of N_2 increase with air flow rate increasing. The produced gas flow rate and the fraction of CO_2 increase with air flow rate in the range of $2.7 \text{ Nm}^3/\text{h}$ to $4.2 \text{ Nm}^3/\text{h}$ but show obviously decline at air flow rate $4.5 \text{ Nm}^3/\text{h}$. There is no residual oxygen detected in produced gas at air flow rate in the range of $2.7 \text{ Nm}^3/\text{h}$ to $4.2 \text{ Nm}^3/\text{h}$ but the residual oxygen fraction is 9.1% at air flow rate $4.5 \text{ Nm}^3/\text{h}$. One reason for the phenomenon may be the reduced interaction time between powder and plasma at high gas flow rate leading to inadequate gasification reaction.

The volume fraction of syngas (H_2 and CO) decrease from 23.89% at air flow rate $2.7 \text{ Nm}^3/\text{h}$ to 20.2% at air flow rate $4.2 \text{ Nm}^3/\text{h}$. The syngas flow rate

increase from 1.14 Nm³/h at air flow rate 2.7 Nm³/h to 1.46 Nm³/h at air flow rate 3.6 Nm³/h and then decrease to 1.38 Nm³/h at air flow rate 4.2 Nm³/h.

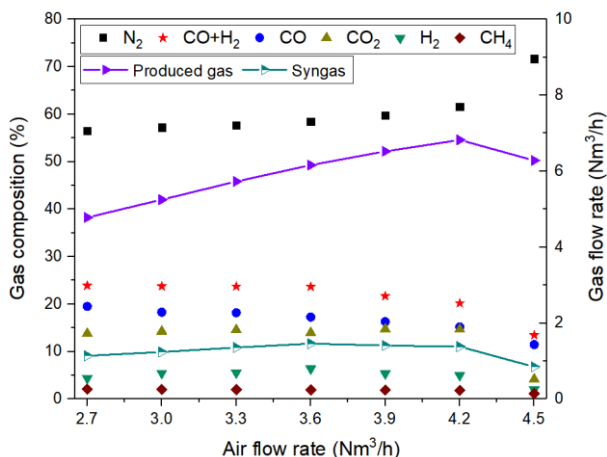


Fig. 2. Gas composition and produced gas flow rate versus air flow rate

The experiments about the effect of plasma torch power on the gas composition is also carried out but the results show that there is no obvious variation of gas composition with plasma torch power in the range of 120 W to 250 W. This phenomenon indicates that the energy required for gasification process in this system is mainly provided by combustion reactions as in conventional gasification, and the plasma may act as a catalyst contributing to generating active radicals [10, 17] and assisting biomass inadequate combustion at low equivalence ratio.

3.2. Performance indices of the gasification system

The lower heating value of the produced gas (LHV_{pg}) decreases from 4.37 MJ/Nm³ at air flow rate 2.7 Nm³/h to 3.5 MJ/Nm³ at air flow rate 4.2 Nm³/h, as shown in Fig. 3(a). The decrease of LHV_{pg} is due to the produced flammable gas diluted by more incombustible gases (CO₂ and N₂) with feed air flow rate increasing.

The cold gasification efficiency (CGE) first increase from 36.63% at air flow rate 2.7 Nm³/h to the maximum 44.56% at air flow rate 3.6 Nm³/h and then decrease to 41.91% at air flow rate 4.2 Nm³/h, as shown in Fig. 3(b). It is known from equation (2) that the variation trend of CGE are determined by produced gas flow rate and LHV_{pg} at constant biomass feed rate and plasma power consumption.

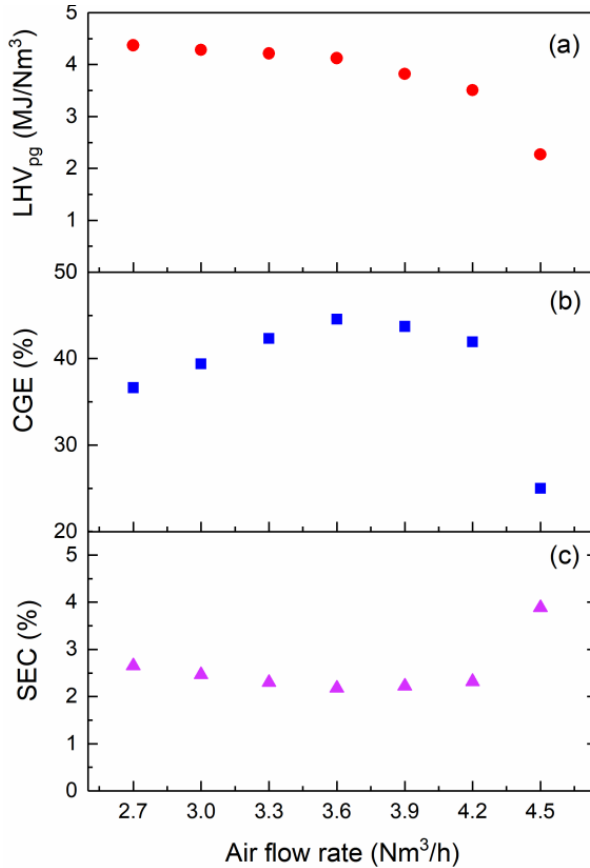


Fig. 3. (a) LHV, (b) CGE and (c) SEC versus air flow rate

The specific energy consumption (SEC) is defined as the ratio of plasma power consumption in the gasification process to the heat power content of the produced gas. The SEC decrease from 2.65% at air flow rate 2.7 Nm³/h to the minimum 2.18% at air flow rate 3.6 Nm³/h and then increase to 2.32% at air flow rate 4.2 Nm³/h, as shown in Fig. 3(c). The SEC of non-thermal plasma assisted gasification system is much lower than that of gasification system with thermal plasma which usually in the range of 46% [9] to 137% [4].

3.3. Discussion of the Factors Affect the Gasification Process

It is known from the experiment results that there is a lower and a upper limit of air gas flow rate at given biomass powder feeding rate in the gasification process assisted by non-thermal arc plasma. The intrinsic factors of

the phenomenon may be related to number density of powder particles in air flow, plasma power, interaction time between powder particles and plasma. Generally, increasing plasma power and interaction time between powder particles and plasma is beneficial for stability of the gasification process. And the number density of powder particles should not be too high to affect the stability of the plasma. The exactly relationship among these factors and gasification process should be further studied.

4. Conclusions

Biomass gasification is realized by a non-thermal arc plasma assisted gasification system. The energy required for gasification in this system is mainly provided by combustion reactions assisted by non-thermal plasma. The volume fraction of syngas (CO and H₂) decrease with feed air flow rate increasing. The maximum lower heating value of the produced gas is 4.37 MJ/Nm³, and the maximum cold gasification efficiency is 44.56%. The minimum specific energy consumption of non-thermal assisted gasification system is 2.18%, which is much lower than that of gasification system with thermal plasma.

Acknowledgements

This work is supported by Anhui Provincial Natural Science Foundation [grant number 2108085QA36].

References

- [1] Y. A. Situmorang, Z. K. Zhao, A. Yoshida, A. Abudula, G. Q. Guan, "Small-scale biomass gasification systems for power generation (<200 kW class): A review," *Renew. Sust. Energ. Rev.* vol. 117, no. 109486, 2020, doi: 10.1016/j.rser.2019.109486.
- [2] A. A. Ahmad, N. A. Zawawi, F. H. Kasim, A. Inayat, and A. Khasri, "Assessing the gasification performance of biomass: A review on biomass gasification process conditions, optimization and economic evaluation," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 53, pp. 1333–1347, Jan. 2016, doi: 10.1016/j.rser.2015.09.030.
- [3] G. S. J. Sturm, A. N. Munoz, P. V. Aravind, and G. D. Stefanidis, "Microwave-Driven Plasma Gasification for Biomass Waste Treatment at Miniature Scale," *IEEE Transactions on Plasma Science*, vol. 44, no. 4, pp. 670–678, Apr. 2016, doi: 10.1109/tps.2016.2533363.
- [4] E. Delikonstantis et al., "Biomass gasification in microwave plasma: An experimental feasibility study with a side stream from a fermentation reactor," *Chemical Engineering and Processing – Process Intensification*, vol. 141, p. 107538, Jul. 2019, doi: 10.1016/j.cep.2019.107538.
- [5] Y.-C. Lin, T.-Y. Wu, S.-R. Jhang, P.-M. Yang, and Y.-H. Hsiao, "Hydrogen production from banyan leaves using an atmospheric-pressure microwave plasma reactor," *Bioresource Technology*, vol. 161, pp. 304–309, Jun. 2014, doi: 10.1016/j.biortech.2014.03.067.
- [6] V. Grigaitienė, V. Snapkauskienė, P. Valatkevičius, A. Tamošiūnas, and V. Valinčius, "Water vapor plasma technology for biomass conversion to synthetic gas," *Catalysis Today*, vol. 167, no. 1, pp. 135–140, Jun. 2011, doi: 10.1016/j.cattod.2010.12.029.

- [7] J.-L. Shie, F.-J. Tsou, and K.-L. Lin, "Steam plasmatron gasification of distillers grains residue from ethanol production," *Bioresource Technology*, vol. 101, no. 14, pp. 5571–5577, Jul. 2010, doi: 10.1016/j.biortech.2010.01.118.
- [8] P.-C. Kuo, B. Illathukandy, W. Wu, and J.-S. Chang, "Plasma gasification performances of various raw and torrefied biomass materials using different gasifying agents," *Bioresource Technology*, vol. 314, p. 123740, Oct. 2020, doi: 10.1016/j.biortech.2020.123740.
- [9] I. Janajreh, S. S. Raza, and A. S. Valmundsson, "Plasma gasification process: Modeling, simulation and comparison with conventional air gasification," *Energy Conversion and Management*, vol. 65, pp. 801–809, Jan. 2013, doi: 10.1016/j.enconman.2012.03.010.
- [10] G. Ni et al., "Alternating current-driven non-thermal arc plasma torch working with air medium at atmospheric pressure," *Journal of Physics D: Applied Physics*, vol. 46, no. 45, p. 455204, Oct. 2013, doi: 10.1088/0022-3727/46/45/455204.
- [11] J. Luche et al., "Plasma Treatments and Biomass Gasification," *IOP Conference Series: Materials Science and Engineering*, vol. 29, p. 012011, Feb. 2012, doi: 10.1088/1757-899x/29/1/012011.
- [12] S. A. Nair et al., "Tar removal from biomass-derived fuel gas by pulsed corona discharges," *Fuel Processing Technology*, vol. 84, no. 1–3, pp. 161–173, Nov. 2003, doi: 10.1016/s0378-3820(03)00053-5.
- [13] A. A. Fridman, *Plasma chemistry*. Cambridge ; New York: Cambridge University Press, pp. 1–11, 2008.
- [14] L. Waldheim and T. Nilsson, *Heating value of gases from biomass gasification, IEA bioenergy agreement subcommittee on thermal gasification of biomass*, 2001. URL: <http://gasificationofbiomass.org/download.php?file=files/file/publications/HeatingValue.pdf>.
- [15] D. Chen, H. P. Rebo, A. Grønvd, K. Moljord, and A. Holmen, "Methanol conversion to light olefins over SAPO-34: kinetic modeling of coke formation," *Microporous and Mesoporous Materials*, vol. 35–36, pp. 121–135, Apr. 2000, doi: 10.1016/s1387-1811(99)00213-9.
- [16] Y. Zhang, S. Kajitani, M. Ashizawa, and Y. Oki, "Tar destruction and coke formation during rapid pyrolysis and gasification of biomass in a drop-tube furnace," *Fuel*, vol. 89, no. 2, pp. 302–309, Feb. 2010, doi: 10.1016/j.fuel.2009.08.045.
- [17] C. Du, J. Mo, and H. Li, "Renewable Hydrogen Production by Alcohols Reforming Using Plasma and Plasma-Catalytic Technologies: Challenges and Opportunities," *Chemical Reviews*, vol. 115, no. 3, pp. 1503–1542, Dec. 2014, doi: 10.1021/cr5003744.

Information about the authors

Qijia Guo, Dr. Sci., Huadong Photoelectric Technology Institute, Wuhu, China, guoqijia@163.com

Rui Li, Associate Researcher, Huadong Photoelectric Technology Institute, Wuhu, China.

Guangyuan Yang, Engineer, Huadong Photoelectric Technology Institute, Wuhu, China.

Yan Liu, Engineer, Huadong Photoelectric Technology Institute, Wuhu, China.

Qingdong Deng, Senior Engineer, Huadong Photoelectric Technology Institute, Wuhu, China.

Zhaochang He, Associate Researcher, Huadong Photoelectric Technology Institute, Wuhu, China.

УДК 621.37-621.39(091)

Проблемы дальней телефонии на рубеже 19 и 20 веков и поиски их решения

Пестриков В. М.

*Санкт-Петербургский государственный институт кино и телевидения
ул. Правды, 13, Санкт-Петербург, 191119, Российская Федерация
pvm205@yandex.ru*

Получено: 29 апреля 2022 г.

Отрецензировано: 5 июня 2022 г.

Принято к публикации: 5 июня 2022 г.

Аннотация: На рубеже 19 и 20 веков междугородная телефонная связь превратилась в серьезный бизнес, однако, стоимость линий была высокой, а практический коммерческий диапазон передачи телефонного сигнала незначительно превышал 1600 км. По мере увеличения длин междугородных телефонных линий возникло две проблемы, которые были признаны особенно актуальными, в частности, перекрестные помехи и затухание сигнала. Решением этих проблем занялись научные сотрудники компании AT&T. В данной статье рассмотрены работы ученых и инженеров, которые привели к реальным практическим решениям задач дальней телефонной связи, в частности, Оливера Хевисайда, Джона Стоуна и Джорджа Кэмпбелла.

Ключевые слова: дальняя телефонная связь, телеграфные уравнения, биметаллический телефонный кабель, уравнение Кэмпбелла, загрузочные катушки Кэмпбелла.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.5—2008): Пестриков В. М. Проблемы дальней телефонии на рубеже 19 и 20 веков и поиски их решения // *Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии*. 2022. Т. 5, № 1. С. 117—151.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.100—2018): Пестриков, В. М. Проблемы дальней телефонии на рубеже 19 и 20 веков и поиски их решения / В. М. Пестриков // *Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии*. — 2022. — Т. 5, № 1. — С. 117—151.

1. Введение

В серии статей [1, 2] исследованы причины, которые заставили ученых и инженеров обратить свой взор на совершенствование когерера, который являлся моделирующим устройством в первых системах беспроводной телеграфии. Показан научный поиск, направленный на решение этой

проблемы в социуме с его удачами и просчетами. Рассмотрены два основных пути исследований, которые привели к желаемым, но не равнозначным результатам. Это исследование катодных лучей [3] и эффекта Эдисона [4]. Отмечены важные научные открытия и технические изобретения сделанные учеными на пути к поставленной цели. В разработке наиболее чувствительного детектирующего устройства преуспел американский радиотехник Ли де Форест, который в 1906 г. сумел изобрести трехэлектродную вакуумную лампу под названием «аудион». Долгое время, в течение пяти лет, эта лампа использовалась в качестве высокочувствительного детектора, а об ее способности усиливать электрический сигнал не предполагал даже сам изобретатель. Аудион не имел широкого применения и использовался в радиоприемниках наряду с электролитическим и кристаллическим детекторами. Что касается производства аудиона, то его изготовление осуществлялось в ограниченных количествах по контрактам в основном для военно-морского флота США и для продажи радиолюбителям [5].

Отношение к аудиону изменилась в 1912 году, когда Фриц Левенштейн разработал усилитель звуковой частоты на аудионе со смещением на сетке, а Ли де Форест — многокаскадные аудионные усилители с установкой режима работы аудиона [6]. С этого момента Ли де Форест предпринял титанические усилия, чтобы заинтересовать своим изобретением крупные промышленные компании. Благодаря своему другу, известному американскому радиотехнику Джону С. Стоуну, де Форест продал свое изобретение крупной американской телефонной компании AT&T, которой понадобился усилитель электрических сигналов для сверхдлинной телефонной линии Нью-Йорк — Сан-Франциско. Потребности дальней телефонии стали тем главным фактором, который заставил обратить внимание на изобретение Ли де Форестом трехэлектродной лампы.

Настоящая статья открывает серию статей, посвященных организации и проведению научного поиска ученых и инженеров для решения проблем, возникших при передаче информации по телефонным линиям дальней связи в начале 20 века. Эти проблемы в конце концов были решены с помощью телефонной трансляции (репитеров) на вакуумных лампах, разработанной компанией AT&T. Компания AT&T, получив права на аудион, довела его конструкцию до массового промышленного производства и тем самым открыла эпоху в использовании ламповой техники, которая продолжалась до 1948 года, пока ей на смену не пришла полупроводниковая эра.

2. Проблемы первых междугородних телефонных линий

Первые телефонные линии использовали тот же тип внешних цепей, что и телеграфные линии, а именно одиночный неизолированный желез-

ный или стальной провод, поддерживаемый деревянными столбами со стеклянными изоляторами. Поскольку для электрических сигналов требуется два провода, второй «провод» был заземлением через землю. В 1881 году по этой схеме в США была проложена первая в мире междугородняя воздушная телефонная линия между Провиденсом (англ. *Providence*, город на восточном побережье США) и Бостоном. Ее длина составила около 80 км. Линия работала плохо, поскольку были серьезные проблемы как из-за помех, так и из-за затухания сигнала. Устранение возникших проблем было поручено Джону Карти (*John Joseph Carty*, 14.04.1861—27.12.1932), молодому сотруднику компании *New England Telephone* в Бостоне. Он установил, что телефонная линия с использованием одного провода и цепи заземления удовлетворительно работает только на более коротких расстояниях, нежели построенная. Решение проблемы Карти нашел в замене однопроводной цепи на двухпроводную. В этой линии использовалось два металлических проводника для каждой цепи, что исключало заземление, которое в то время было источником большей части шума в телефонных соединениях.

Использование медной проволоки вместо стальной значительно улучшило ситуацию, но технология ее производства была несовершенна, и медная проволока получалась низкой прочности и не могла быть самонесущей в воздушных линиях. Проблема была решена в 1877 году с изобретением твердотянутой медной проволоки. В 1884 году было проведено первое испытание жестких медных проводов на междугородной телефонной связи между Нью-Йорком и Бостоном (350 км).

Двухпроводные медные схемы, однако, не решили всех проблем междугородной телефонии. По мере увеличения количества линий помехи (или перекрестные помехи) от соседних линий на одной и той же траверсе телефонного столба становились значительными. Причина заключалась в том, что возмущающие провода не находились на одинаковом расстоянии от двух возмущающих проводов, и, следовательно, наведенные токи не гасились полностью.

В 1885 году компанией AT&T была построена линия связи между Нью-Йорком и Филадельфией (150 км). Линия состояла из 12 металлических цепей, что было первым случаем такого большого количества цепей на одной и той же дальней опорной линии. Вопреки предыдущему опыту с линиями с меньшим количеством цепей, характеристики перекрестных помех были почти такими же плохими, как и в цепях с заземлением. В том же году, сотруднику AT&T Джону А. Барретту (*John A. Barrett*) было поручено сбалансировать линию между Нью-Йорком и Филадельфией.

В то время была известна общая концепция снижения перекрестных помех за счет скручивания проводов, однако, отсутствовал опыт применения этого способа для открытых проводных линий поддерживаемым на столбах. В связи с этим Барретт разработал элементарную схему такого уравнивания, которая получила название схема «перестановки» (англ. *transposition*). В отечественной технической литературе эта технология носит название «скрещивание» телефонных цепей¹. Схема Барретта позже была запатентована [7]. Патент US392775A был выдан 13 ноября 1888 г. на перекрещивание (скрещивание) телефонных проводов для предотвращения перекрестных помех между параллельными линиями. Перестановка или перекрещивание воздушных проводов через определенные расчетные интервалы предотвращает перекрестные помехи между цепями на одной полюсной линии; если никаких перестановок не делается и провода просто идут параллельно, то разговор по любой одной цепи обычно можно услышать на любых параллельных линиях.

Сделанное изобретение относилось конкретно к столбовым линиям, независимо от их количества, когда они сгруппированы вместе. В патенте US392775A даны рекомендации о том, как расположить ряд металлических электрических цепей таким образом, чтобы каждая из них была избавлена от любых возмущающих воздействий других, рис. 1. В формуле изобретения патента US392775A сказано: «Три или более по существу параллельных металлических электрических цепей, прямые и обратные провода, два или более из которых разделены на секции путем пересечения в разных точках, чтобы быть индуктивно нейтральными по отношению к электрическим изменениям в каждой из других цепей».

В системе Барретта последовательные переставленные полюса расположены на расстоянии около 1300 футов (396,24 м). Эту систему несложно смонтировать из-за ее повторяющейся схемы, и она работает достаточно хорошо, когда количество цепей небольшое. Но позже было обнаружено, что она неадекватна при большом количестве цепей. Анализ системы перестановки телефонных проводов, представленной на рис. 1, показывает, что если длина цепи невелика, около 1 мили (1,6 км) или меньше, то каждая цепь будет индуктивно сбалансирована по отношению к каждой из других, и, таким образом, чрезмерные перекрестные помехи не возникнут.

Если задействовано много проводов, как, например, в линии с четырьмя ветвями с 40 проводами, то схемы перестановки становятся очень сложными. Это еще более усложняется с использованием фантомных це-

¹ Инструкция по скрещиванию телефонных цепей воздушных линий связи. Утверждена зам. начальника Главного научно-технического управления Министерства связи СССР Мамоновым Е.С. 16 декабря 1980 г. URL: <https://docs.cntd.ru/document/1200040472> (20.04.2022).

пей, поскольку нужно не только минимизировать перекрестные помехи между боковыми цепями, но также необходимо уменьшить перекрестные помехи, вызванные фантомами.

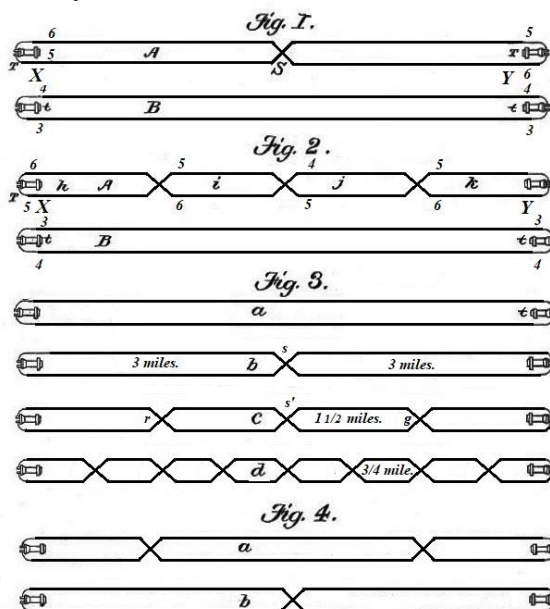


Рис. 1. Система перестановки проводов, была первой коммерческой разработкой, созданной в результате изобретения Барретта. Рисунки из патента US392775А Дж. Барретта.

Fig. 1. The wire swapping system was the first commercial development resulting from Barrett's invention. Drawings from US392775A patent J. Barrett

Более сложные и более эффективные системы перестановки были разработаны после того, как сотрудник АТ&Т Эдвин Х. Колпиттс (*Edwin H. Colpitts*) в 1904 году провел сложную серию измерений их прямой емкости с использованием оборудования, разработанного его коллегой Кэмпбеллом. Его работа привела к современной конструкции перестановок. Два метода перестановок показаны на рис. 2. Расположение скобок наиболее широко использовалось из-за простоты до появления передачи несущей на высоких частотах, когда преобразование точечного типа стало широко использоваться из-за более точного баланса, которого можно было достичь.

Таким образом, к последнему десятилетию 19 века развился отчетливо «телефонный» тип открытых проводных линий и были установлены стандарты для столбовых линий. Эти линии, использующие перестановочные металлические цепи из твердотянутой меди, в течение многих лет

составляли основу линии междугородной связи. Даже сегодня они являются экономичными и общепринятой средой для проводных телефонных линий в малонаселенных регионах, где имеется лишь несколько линий.

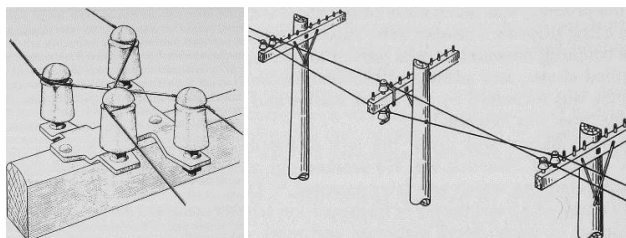


Рис. 2. Два стандартных метода перестановок на воздушных линиях телефонной связи: слева — точечный тип и справа — тип скобки [8].

Fig. 2. Two standard methods for transposition on pole lines: on the left — point type, and on the right — drop-bracket type [8]

В 1886 году президент АТ&Т Теодор Н. Вейл² (*Theodore Newton Vail*, 16.07.1845—16.04.1920) сделал следующее заявление [8, р. 204]:

«Мы обнаружили, что между металлическими цепями с прямым соединением проводов присутствуют очень значительные перекрестные помехи, возможно, не такие сильные, как в заземленных цепях, но существенно не меньше. Мы полностью устранили это, обеспечив баланс между схемами».

Этот так называемый баланс был достигнут системой перестановки проводов каждой пары таким образом, что каждая сторона провода была сбалансирована не только по отношению к земле, но и по отношению к проводам других пар на линии.

В марте 1891 г. Джон Карти представил разработанную им теорию перестановки телефонных проводов, которую предполагалось использовать в течение ряда лет [9]. Карти установил, что основной причиной перекрестных помех между телефонными цепями является электростатическая, а не электромагнитная индукция. Одним из методов устранения перекрестных помех стала установка витых пар через определенные интервалы в телефонные линии, рис. 2. Сделанное Карти открытие и разработанные методы соответствующего построения смежных металлических телефонных линий стали после этого использоваться повсеместно. В статье [9], опубликованной Карти, даны методы для определения «тихой» или нейтральной точки, в которой нельзя услышать перекрестные разговоры, а также описаны оригинальные эксперименты, показывающие, как различить электростатическую и электромагнитную индукцию в телефонных линиях.

² Теодор Н. Вейл был два раза президентом АТ&Т (*American Telephone & Telegraph*) с 1885 по 1889 гг., и снова с 1907 по 1919 гг.

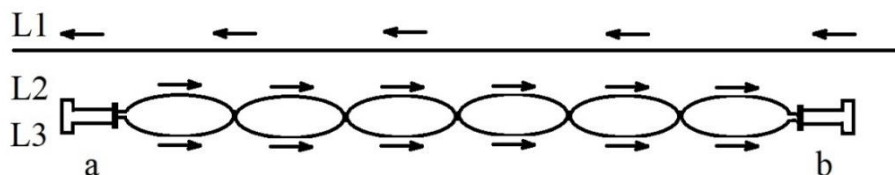


Рис. 2. Элементарная схема телефонной линии с витыми парами для уменьшения перекрестных помех. Обе стороны цепи $L2$ и $L3$ закручены по спирали друг относительно друга, так что их среднее расстояние от возмущающего провода $L1$ одно и тоже (одинаково). При такой схеме на телефоны a и b не действует наводка от провода $L1$ [9].

Fig. 2. Elementary circuit of a telephone line with twisted pairs to reduce crosstalk. Both sides of the circuit $L2$ and $L3$ are twisted in a spiral relative to each other, so that their average distance from the disturbing wire $L1$ is the same (same). With such a scheme, telephones a and b are not affected by pickup from wire $L1$ [9].

По мере увеличения количества телефонных проводов и необходимости их связывания в кабели было обнаружено, что в дополнение к перекрестным помехам добавилась еще один элемент помех, связанный с электростатическим эффектом кабеля, из-за чего голос передавался невнятно и приглушенно. Этот тип помех сокращал предельное расстояние передачи речи и особенно был замечен на телефонных кабельных линиях.

На длинных линиях связи, помимо рассмотренных проблем, были и другие. В таких линиях, несмотря на использование двухпроводной медной цепи, происходило значительное ослабление телефонного сигнала. Это приводило к низкому качеству передачи человеческой речи. Возникшая проблема эксплуатации дальних телефонных линий связи на рубеже 19 и 20 веков требовала своего быстрого решения. Нужны были новые конструкции кабелей, принципиально отличные от существовавших, особенно от телеграфных кабелей. Устройства, которые до этого использовались, на телефонных линиях, не отвечали предъявляемым новым требованиям. Еще не был изобретен ламповый аудион Ли де Фореста, поэтому следовало искать другие подходы по усовершенствованию телефонных линий.

3. Фантомные цепи

В начале 1886 года Карти разработал специальную схему телефонной линии (рис. 3) с целью снизить пагубные эффекты из-за индукции в длинных линиях с одним проводом и цепью заземления, а также уменьшить сопротивление длинных цепей и увеличить доступную пропускную способность линий для передачи и приема.

Предложенная схема (рис. 3) состояла из двух проводников вместо одной основной линии; передача токов в этой схеме производилась по обоим

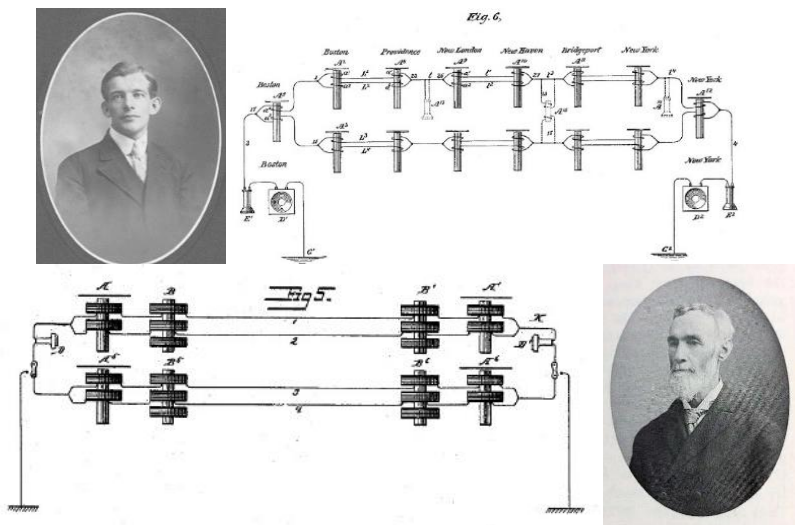


Рис. 3. Схемы дуплексных телефонных систем: сверху — рисунок из патента US348512A Джона Карти, внизу — рисунок из патента US417511A Эбнера Роузбру.

Fig. 3. Diagrams of duplex telephone systems: top – fig. from John Carty's US348512A patent, bottom – fig. from Abner Rosebrugh's US417511A

линиям, при этом в качестве обратного проводника используется третий проводник, группа проводников или земля. Одинаковые токи, наведенные на эти две линии, оказывают одинаковое и противоположное воздействие на приемный аппарат, поскольку каждый провод включает в свою цепь катушку приемного прибора, и эти две катушки противостоят друг другу. Линии после прохождения приемного прибора на каждой оконечной станции соединяются друг с другом, а затем с обратным проводом или с землей. Объединенные проводники вместо того, чтобы вести прямо к земле, могут быть проведены к более или менее удаленным станциям, и там снова соединяться с ветвями, ведущими к другой станции. Предложенный вариант телефонной линии представлял собой фантомную схему с использованием повторяющихся катушек индуктивности, которая позволяла передавать три разговора по двум парам проводов.

В августе 1886 года Карти на разработанную схему фантомной телефонной линии получил патент US348512A [10], который был весьма близок к патенту US417511A [11] канадских изобретателей Роузбру: отца Эбнера (*Rosebrugh Abner Mulholland*, 1835—1914) и сына Томаса (*Thomas Reeve Rosebrugh*, 1866—1943). Эта схожесть настолько очевидна, что вполне можно согласиться с предположением А. М. Роузбру о том, что их идея была позаимствована AT&T, когда они представили материалы изоб-

речения на рассмотрение компании для получения американского патента [12] (раннее они получили британский патент на это изобретение [13]). Нужно заметить, что у изобретений Карти и Роузбру одна цель — уменьшить влияние индукционных помех на телефонную связь. Однако методы ее достижения решались разными схемными решениями. У Карти в металлическую цепь, состоящую из последовательного ряда связанных катушек индуктивности, последовательно включены телефон и микрофон, а у Роузбру наоборот, телефон и микрофон включены в две составляющие ветви этой цепи [14]. В статье [15] А. М. Роузбру подчеркивает, что опубликованное им описание [14] дуплексной системы телефонных линий, также независимо от него было разработано мистером Дж. Карти. В этой системе две параллельные магистральные линии соединяются на каждом конце и соединяются с линией заземления. Два провода используются одновременно: как металлическая цепь, так и цепь заземления.

В более позднем патенте А. М. Роузбру [16] было показано использование другого типа трансформатора для обеспечения работы двух телефонных цепей. Для этого вместо одного трансформатора с уравнивающими обмотками на одном сердечнике использовались два отдельных трансформатора. Эта компоновка оказалась ненадежной, так как не могла обеспечить удовлетворительную работу телефонной системы.

4. Дальнейшее развитие телефонной связи и новые проблемы

В 1888 году, после того как несколько зимних метелей на северо-востоке США разрушили воздушные линии дальней телефонной связи, АТ&Т начала разработки приемлемой конструкции подземного кабеля. Два года спустя, чтобы обеспечить передачу сигнала на большие расстояния, *American Bell* приступила к модернизации своих однопроводных схем в двухпроводные. В течение двух лет эти двухпроводные, или металлические, цепи соединили примерно 12 процентов или 240 000 клиентов *American Bell*.

Когда в 1893 году истек срок действия первоначального патента Белла на телефон, появилось несколько конкурентов, что вызвало судебные иски со стороны АТ&Т, которая стремилась сохранить свою монополию на рынке дальней связи. Занятая этим судебным процессом, АТ&Т в конечном итоге потеряла значительную долю рынка в пользу конкурентов на Западе и Среднем Западе США.

В процессе развития телефонной связи расстояния между телефонными станциями стали увеличиваться, что привело к ряду технических проблем, которых не было в более ранних телеграфных системах, а потом и телефонных линиях. Даже при использовании двухпроводной системы

вскоре стало очевидно, что по дальности передачи телефонные сигналы уступают телеграфным сигналам из-за большего затухания (то есть уменьшения мощности сигнала) в железе и использования более высоких частот телефонных сигналов. Открытая проводная линия во многих отношениях была неплохой средой для телефонной связи. Приблизительно коэффициент затухания для такой линии на телефонных частотах определяется выражением³ [8, р. 207]:

$$\alpha \approx \frac{R}{2} \sqrt{\frac{C}{L}} + \frac{G}{2} \sqrt{\frac{L}{C}},$$

где параметры линии: индуктивность L , активное сопротивление R , межпроводная емкость C и проводимость утечки через изоляцию G .

Вышеприведенная связь между первичными константами и затуханием в телефонной линии не была полностью понята в то время, но с ее помощью мы теперь можем увидеть основу для прагматичного подхода, принятого для минимизации R за счет использования меди (около 10 процентов сопротивления стали) и минимизации G за счет правильной конструкции изоляторов. Для хорошо изолированной линии часть уравнения, включающая R , была несколько более значимой, чем G -компонента. Интуитивно можно ощутить необходимость минимизировать C как шунт через линию. Однако, прошло некоторое время, прежде чем Хевисайд, Кэмпбелл и Пупин убедили практиков в том, что добавление последовательной индуктивности может принести пользу. На самом деле, для любой линии существует оптимальное соотношение между C и L , поскольку высокое отношение C/L увеличивает влияние R , а низкое отношение увеличивает влияние G . Оказывается, что для открытого провода соотношение не слишком велико, далеко от оптимального, хотя некоторое улучшение можно получить, увеличив L за пределы собственной индуктивности разнесенных проводов.

Принципиальное различие между телеграфными и телефонными системами определялось наибольшей частотой передаваемых сигналов. Частоты сигналов, передаваемых по телефонным линиям, были в 30 раз выше, чем частоты сигналов телеграфа. Если для телеграфного сигнала требовалось не более 100 Гц, то для удовлетворительной передачи звуков человеческой речи нужно было, по меньшей мере, 3000 Гц. С повышением частоты, происходит быстрое ослабление передаваемого по линии сигнала.

³ Это выражение неприменимо на низких частотах телеграфа, где последовательное сопротивление является преимущественно резистивным, а в не реактивном случае совершенно неприменимо к кабельным цепям.

5. Ранние исследования Хевисайда

3 марта 1885 года *Bell Telephone Company* создала дочернюю компанию AT&T⁴ (*American Telephone and Telegraph Company*), в задачи которой входило оказание коммерческих услуг по осуществлению дальней телефонной связи. В том же году компания AT&T начала строить телефонные линии большой дальности. В 1892 году была проложена двухпроводная телефонная линия на расстояние 900 миль (1445 км), между Нью-Йорком и Чикаго (штат Иллинойс). Для уменьшения затухания передаваемого электрического сигнала в этой телефонной линии пришлось использовать достаточно толстый медный провод диаметром более 1/8" (3,2 мм) и весом около 900 фунтов (408 кг) на погонную милю (1,609 км) цепи! По-существу, это был тот предел длины телефонной линии, при котором возможен был телефонный разговор без искажений и использования в ней специальных устройств [17, 18].

Возникшая проблема напрямую была связана с искажениями звукового электрического сигнала в линии вследствие наличия распределенной индуктивности у проводников и распределенной емкости между проводниками. Что касается телеграфного сигнала, то он проходил по линии без проблем, так как имел относительно низкочастотный спектр. Спектр частот телефонного сигнала был относительно широкополосным и высокочастотным, в результате чего через несколько десятков километров собеседники не могли разобрать речь друг друга вследствие значительного затухания (ослабления) высокочастотных составляющих спектра.

Поиском возникшей проблемы передачи электрического сигнала без искажений по кабельной линии связи заинтересовался английский физик Оливер Хевисайд (*Oliver Heaviside*, 18.05.1850—03.02.1925), который в свое время, с 1870 по 1874 гг., проработал оператором-телеграфистом станции *Great Northern Telegraph Company* в городе Ньюкасле на северо-восточном побережье Великобритании, рис. 4. От этой станции был проложен телеграфный кабель в Данию. В этот период времени он принимал участие в экспериментах, которые проводил его брат, по двусторонней телеграфной связи, сначала в лабораторных условиях, затем — между Ньюкаслем и Сандерленд (город на побережье Северного моря в устье реки Уир (англ. *Wear*)).

Брат Оливера был инженером подразделения (*divisional engineer*) *British Post Office*, которое располагалось в Ньюкасле-на-Тайне. Его тетя, к слову, была замужем за сэром Чарльзом Уитстоном (*Sir Charles Wheatstone*), пионером электрической телеграфии. Все это сформировало научную атмосферу вокруг молодого Оливера и стимулировало его интерес к передаче электрических сигналов по проводам.

⁴ Компания AT&T 30 декабря 1899 года приобрела долги *Bell System* и превратилась из дочернего предприятия в ее владельца. Штаб-квартира AT&T переехала из Бостона в Нью-Йорк.

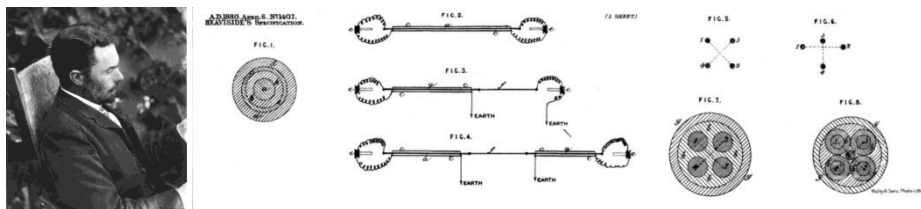


Рис. 4. Оливер Хевисайд и его патент GB1407 на коаксиальный кабель от 6 апреля 1880 г.

Fig. 4. Oliver Heaviside and his GB1407 coaxial cable patent dated April 6, 1880

В мае 1874 года Хевисайд в возрасте 24 лет уволился из кабельной компании, то ли из-за плохого здоровья, то ли неудовлетворенности от рутинной работы, а может просто из желания сосредоточиться на собственных исследованиях. Он вернулся в Лондон и стал жить со своими родителями и больше никогда постоянно не работал, а вместо этого сосредоточился на проблемах электричества. Его брат Артур оказывал финансовую поддержку и сотрудничал в проектах, связанных с его инженерной работой, но в течение следующего десятилетия Хевисайд работал почти в полной изоляции в свободной комнате своих родителей, самостоятельно раздвигая границы электрических знаний.

Занимаясь домашними исследованиями, он начал публиковать свои научные работы по затуханию и индуктивности в телеграфных линиях. В работе [19] Хевисайд отметил, что существующие кабели имеют серьезные проблемы из-за помех: «Когда несколько проводов проложены параллельно друг другу, либо подвешены, либо нет, любое изменение тока, протекающего в одном проводе, вызывает индукционные токи во всех остальных, и эффект может быть настолько большим, что серьезно мешает работе цепям телефонной связи, и, в меньшей степени, обычным телеграфным каналам». Решением Хевисайда стал коаксиальный кабель, внутренний проводник, окруженный изоляционным слоем, который затем был окружен проводящим экраном [19]: «Мои улучшения направлены на получение безупречной защиты и на то, чтобы сделать схему полностью независимой от любых внешних индуктивных воздействий. Для этой цели я использую два изолированных проводника для схемы и помещаю один из них внутрь другого; таким образом, один проводник может быть проводом, а другой — трубкой или оболочкой, которые также должны быть изолированы. Когда трубка и внутренний провод электрически соединены на обоих концах линии, как обычное сквозное устройство, то описанная таким образом схема полностью независима от других цепей, и любое количество таких цепей, каждая из которых содержит изолированную трубку и внутренние провода, могут быть проложены рядом без взаимных индуктивных помех и без помех со стороны других проводов, работающие обычным

образом». 6 апреля 1880 года Оливер Хевисайд получил британский патент № 1407 на улучшенную конструкцию коаксиального кабеля [19], рис. 4.

Оливер Хевисайд продолжал исследования в области передачи электрических сигналов по проводам. Он построил теорию передачи электрических сигналов в телеграфных линиях, которую затем обобщил на телефонные линии. Хевисайд это сделал независимо от английского физика Дж. Г. Пойнтинга (*John Henry Poynting*, 09.09.1852—30.03.1914) и русского ученого Николая Алексеевича Умова (23.01.1846—5.01.1915).

Хевисайд вывел так называемые «телеграфные уравнения» [20], которые описывают распространение электромагнитных волн по кабелю связи. Телеграфные уравнения являются следствием уравнений Максвелла. В уравнениях Максвелла, как известно, переменными являются напряженности электрического и магнитного полей, в случае же моделирования волн в линиях можно ввести интегральные характеристики в виде тока в проводах и напряжения между проводами. Как уравнения Максвелла, так и телеграфные уравнения описывают распространение волновых процессов в соответствующих средах. В первом случае — это свободное пространство, во втором — проводники линии передачи, но форма уравнений и их решение во многом сходны. Важно подчеркнуть, что уравнения Максвелла появились при решении задач фундаментальной физики, а телеграфные уравнения — это результат решения инженерной задачи прокладки и использования трансатлантического кабеля.

Хевисайд в качестве модели длинной линии рассмотрел цепь, включающую источник напряжения, двухпроводную линию и импеданс нагрузки Z_H (рис. 5а). Бесконечно малый участок линии протяженностью dx можно представить в виде эквивалентной электрической схемы, приведенной на рис. 5б. Двухпроводная линия обладает индуктивностью L_x , активным сопротивлением R_x , межпроводной емкостью C_x и проводимостью утечки через изоляцию G_x , рис. 5б. Индекс «х» указывает на то, что величины отнесены к единице длины линии, то есть представляют собой погонные параметры.

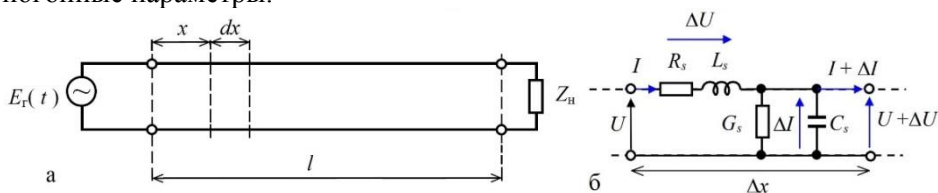


Рис. 5. Модель нагруженной длинной линии (а) и эквивалентная схема бесконечно малого отрезка длинной линии (б).

Fig. 5. Loaded long line model (a) and equivalent circuit of an infinitesimal segment of a long line (b)

Записав балансные уравнения, получим:

$$\begin{aligned}\frac{\partial U}{\partial x} &= -L_x \frac{\partial I}{\partial t} - IR_x, \\ \frac{\partial I}{\partial x} &= -C_x \frac{\partial U}{\partial t} - UG_x,\end{aligned}\tag{1}$$

где $U(x,t)$, $I(x,t)$ — напряжение и ток в телефонной линии.

Система (1) получила название телеграфных уравнений. Это название предложено французским физиком А. Пуанкаре в 1897 г. и на французском языке звучит как «*l'equation des telegraphistes*». Телеграфные уравнения в форме (1) являются математической моделью реальной линии, в которой происходит диссипация энергии на активных элементах R и G . Уравнения (1) являются базовыми для анализа распространения сигналов в телефонных линиях.

Из системы дифференциальных уравнений (1) Хевисайд получил точные аналитические решения, которые позволили исследовать технические проблемы, встречающиеся при практической эксплуатации проводных линий связи.

6. Условие Хевисайда

В 1886 году брат Оливера Хевисайда Артур, в то время ведущий инженер почтового отделения, экспериментировал с телефонными линиями, в которых приемники были расположены по мостовой схеме или параллельным цепям. К своему удивлению, он обнаружил, что добавление дополнительных телефонов к цепи на самом деле улучшило четкость передачи. Он обратился за объяснением к Оливеру, который вскоре показал, что утечка тока через каждый телефон снижает искажения, хотя и ослабляет сигнал.

Более глубоко изучив теорию цепей, Хевисайд также обнаружил, что добавление большей индуктивности в цепь, например, путем вставки катушек через равные промежутки вдоль кабеля передачи, позволяют уменьшить искажения еще больше. Он объяснил, что дополнительная индуктивность помогает переносить волны так же, как нагружение бельевой веревки птичьей дробью позволяет ей лучше передавать поперечные волны. Позже он пошутил, что его имя и индуктивная нагрузка были «связаны между собой естественным и провиденциальным образом. Вы утяжеляете линию в процессе нагружения» [21]. Предложенная индукционная нагрузка представляла собой относительно дешевый и простой способ улучшить телефонную передачу, и AT&T и другие компании позже использовали его с большим успехом.

В 1887 году Оливер Хевисайд показал, что коэффициент затухания α в кабельной линии связи будет минимальный при соблюдении условия

$$\frac{R_x}{L_x} = \frac{G_x}{C_x} \text{ или } R_x \cdot C_x = G_x \cdot L_x. \quad (2)$$

Потери энергии в линии связи, характеризующиеся коэффициентом затухания α , будут минимальны когда

$$\alpha_{min} = \sqrt{R_x \cdot G_x}. \quad (3)$$

Указанное оптимальное соотношение (2) всех четырех первичных электрических параметров кабеля носит название «условие Хевисайда» и верно при соблюдении минимального значения коэффициента затухания (3). Таким образом, выполнение этого условия Хевисайда (2) исключает искажения формы сигнала, поскольку все частотные составляющие сложного сигнала ослабляются в равной мере и перемещаются с одинаковой скоростью $v = 1/\sqrt{L \cdot C}$, которая равна фазовой скорости в идеальной линии. На приемном конце линии получается копия отправленного сигнала, уменьшенная по амплитуде в aL раз. Волновое сопротивление неискажающей линии совпадает с волновым сопротивлением идеальной линии без потерь.

Несогласованность линии и нагрузки приводит к появлению отраженных волн, число которых быстро увеличивается из-за многократных отражений от концов линии. Размножение и наложение переотраженных сигналов ведет к их хаотизации и создает шум, мешающий регистрации полезного сигнала. Именно несогласованность волнового сопротивления линии и передающей/принимающей аппаратуры создают помехи при передаче электрических сигналов. В связи с этим для построения передающей линии без искажений необходимо соблюсти условия Хевисайда (2).

В 1893 году Хевисайд сформулировал практический подход в реализации условий оптимального соотношения всех четырех первичных электрических параметров кабеля: «...Условие связи по проводной линии без искажений можно выполнить в случае существенного увеличения индуктивности линии» [20]. Для выполнения этого условия он предлагал включить в линию связи сосредоточенные катушки индуктивности на определенном и равном расстоянии друг от друга. Хевисайд отметил, что увеличение самоиндукции линий электропередачи должно оказаться полезным, однако, он не предоставил эмпирических доказательств и не определил, насколько большими должны быть катушки или каким должно быть расстояние между ними.

7. «Черный зверь» телефонных линий

Идея индуктивной загрузки изначально была встречена в штыки. Было известно, что вставка одной катушки с высокой индукцией в цепь была фатальной для всей сигнализации. Эта идея побудила Уильяма Приса (*William Henry Preece*, позже *Sir William*), главу почтовой телеграфной и телефонной системы Великобритании и влиятельную фигуру в британской электротехнике, объявить самоиндукцию «черным зверем» (*bête noire*), которого следует выследить и исключить из всех телефонных цепей [22]. Прис по опыту знал, как сильно один элемент самоиндукции может исказить телефонные сигналы, и ему казалось нелепым думать, что распространение этой «злой» индуктивности по линии каким-то образом окажет на нее благотворное влияние. Как и большинство людей, он не смог понять математику теории нагружения Хевисайда, но был уверен, что ее выводы должны быть неверными. Прис призвал почтовое отделение перейти с железных проводов на медные, что было дорогостоящим шагом, который он оправдывал в публичных заявлениях в 1886 и начале 1887 года, ссылаясь на необходимость уменьшения индуктивности.

Таким образом, братья Хевисайд вряд ли могли выбрать менее подходящий момент, чтобы призвать к добавлению индуктивности к телефонным линиям. В апреле 1887 года они завершили свою совместную статью на эту тему и приготовились отправить ее в журнал *Electrician* Общества инженеров телеграфа и электриков (*Society of Telegraph Engineers and of Electricians*). Однако, будучи сотрудником почтового отделения, Артур сначала должен был получить разрешение от своего начальника над инженерными должностями, а таковым являлся Прис, который немедленно объявил бумагу бесполезной и заблокировал ее. Артур вскоре согласился, но Оливер решительно этого не сделал. В течение лета 1887 года он посылал в *Electrician* едкие письма с нападка на «выдающегося ученого», как он называл Приса, но редактор журнала Чарльз Биггс (*Charles H. W. Biggs*), хотя и сочувствовал, но опасался иска о клевете и поэтому отказался их публиковать. Затем, в октябре, Биггс был внезапно отстранен от должности редактора *Electrician*, что, как он позже намекнул, было вызвано его поддержкой Хевисайда. Новый редактор вскоре отменил продолжительную серию статей Хевисайда, заявив, что он «не нашел никого, кто их читал» [23].

Хевисайд был в ярости. Он считал индуктивную загрузку одной из своих лучших идей и, безусловно, самой важной для практики. Запрет публикации по этой тематике был для него неприемлемым. В 1888 году Хевисайд писал, что это «стало серьезным поводом для меня в октябре прошлого года, когда я был вынужден принять некоторые очень решительные меры, а

я по-своему решительный человек» [24]. Это вызвало ожесточенную вражду между Присом и Хевисайдом, которая продлилась до конца их жизни.

8. Биметаллический телефонный кабель Дж. Стоуна

Теория О. Хевисайда, как было отмечено, не у всех специалистов в области телефонии получила понимание. Одним из сторонников этой теории был Джон Стоун (*John Stone Stone*, 24.09.1869—20.05.1943), научный сотрудник *Bell Telephone Company*. Джон Стоун привлек к себе внимание еще на Всемирной выставке в Париже (1889 г.), где помогал с монтажом экспонатов AT&T. Он с блеском выполнял обязанности инженера и обладал прекрасными качествами дипломата. Это сделало его привлекательным человеком для *Bell Co*. Благодаря этому, он после завершения учебы в колледже *Johns Hopkins University* в 1890 году, был приглашен в качестве инженера экспериментального отдела Лаборатории исследований и разработок (*Research and Development Laboratory, RDL*) *Bell Telephone Company* в Бостоне.

Стоун был знаком с Хевисайдом и переписывался с ним до конца 1891 года. Хевисайд не только отвечал на его письма, но и оказывал запрашиваемую помощь по вопросам, относящимся к разработке междугородних телефонных линий.

Стоун попытался применить идеи Хевисайда к реальным телефонным линиям. Для этого он разработал практические подходы к конструированию телефонного кабеля, которые позволили уменьшить такие эффекты, как «затухание», «искажение» и «отражение». Этим эффектам подвержены переменные токи при передаче по электрическим проводникам, имеющим относительно высокую электростатическую емкость, а также при передаче в неоднородных цепях [25]. Эффекты затухания и искажения он связал с распределенной емкостью электрического проводника воздушной линии, заземленного на одном конце через генератор переменных токов и заземленного на другом конце через устройство измерения тока. Модель цепи распределенной емкости была представлена в виде большого количества небольших конденсаторов постоянного тока с бесконечно малой емкостью, включенных между линейным проводом l и землей, рис. 6.

Стоун предположил, что такая схема обладает конечной распределенной емкостью. Если теперь включить генератор D на выработку высокочастотного переменного тока, то возникший ток потечет по линии l , причем часть его будет отводиться в каждой ответвленной цепи dC , поскольку конденсаторы не являются преградой для переменного тока. Однако, эти конденсаторы оказывают сопротивление таким токам, которое обратно пропорционально емкости конденсатора и скорости изменения тока.

Таким образом, из-за наличия бесчисленных небольших шунтов очень значительная часть тока, вырабатываемого генератором D , теряется в линейном проводе l еще до того, как достигнет измерителя тока M на дальнем конце цепи. В связи с этим регистрируемый ток меньше, чем тот, который был выработан генератором D . Причиной этого явилось «затухание» электрического сигнала.

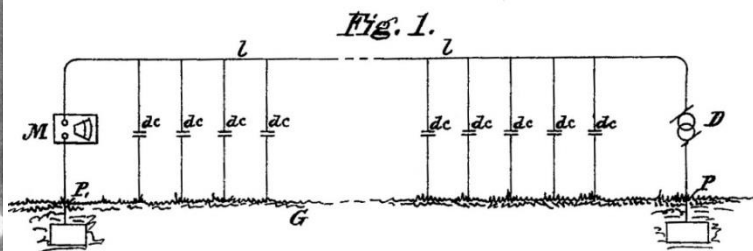


Рис. 6. Джон Стоун (1896 г.). Схема воздушной телефонной линии с распределенной емкостью [25].

Fig. 6. John Stone (1896). Diagram of an overhead telephone line with distributed capacity [25]

Стоун сделал вывод о том, что вредные эффекты от чрезмерной распределенной электростатической емкости вдоль цепи могут быть значительно уменьшены путем добавления к ней подходящей распределенной индуктивности или самоиндукции. Он высказал предположение, что к увеличению индуктивности может привести и использование различных форм составного провода, в котором медный проводник снабжен железным сердечником или железной оболочкой. Здесь следует иметь в виду, что затухание — это комбинированный результат воздействия емкости и сопротивления, и ни один из них не способен произвести его по отдельности.

Для теоретического исследования зависимости коэффициента k , определяющего затухание последовательности простых гармонических волн с частотой $n = \frac{p}{2\pi}$ (p — период колебаний), распространяющихся по проводнику с сопротивлением R , емкостью C и индуктивностью L на единицу длины, Стоун использовал следующую формулу

$$k = xp \left[\frac{1}{2} CL \left\{ \left(\frac{R^2}{L^2 p^2} + 1 \right)^{1/2} \right\} - 1 \right]^{1/2}, \quad (4)$$

где x — расстояние, которое прошла цепочка волн.

Из выражения (4) следует, что когда затухание является чрезмерным, то для его понижения следует уменьшить отношение $\frac{R}{Lp}$. Другими словами,

для данной частоты тока, емкости и сопротивления цепи, затухание может быть уменьшено за счет увеличения индуктивности. Однако на практике нет необходимости или нежелательно уменьшать затухание до нуля. Стоун обнаружил, что телефонная линия с сопротивлением 2,640 кОм и распределенной емкостью 4,11 мкФ имеет коэффициент затухания при индуктивности 3,75 Гн в 2 раза меньше, чем при индуктивности 0,915 Гн.

В работе [25] кроме теоретического рассмотрения проблемы уменьшения вредных эффектов распределенной емкости для воздушной линии и кабеля приводятся еще практические методы для их устранения.

С целью увеличения индуктивности провода предлагается окружить его цилиндром из парамагнитного материала, например, железа. Для составной проволоки необходимо, чтобы этот железный цилиндр прижимался через изолирующее покрытие или пленку с относительно высоким сопротивлением к медному сердечнику. Сопротивление покрытия или пленки из-за продольных неоднородностей оболочки не обязательно должно быть большим. Фактически, если продольные неоднородности встречаются достаточно часто, то можно ограничиться простым покрытием окислами металлов. Кроме того, чтобы предотвратить чрезмерное увеличение эффективной электростатической емкости цепи металлической оболочкой, железный цилиндр изготавливается прерывистым в продольном направлении.

Дж. Стоун 10 сентября 1896 года подал заявку на получение патента на изобретение описанной выше конструкции биметаллического железомедного кабеля (рис.7). Патент он получил на следующий год [25].

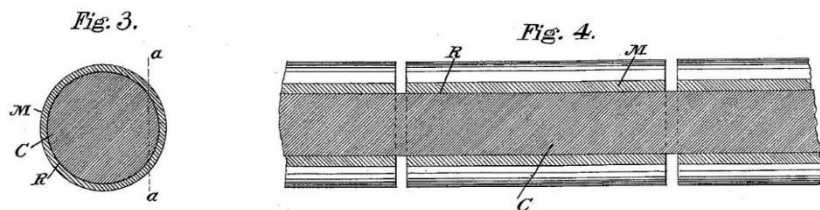


Рис. 7. Конструкция биметаллического железомедного кабеля Дж. Стоуна (С — центральная проводящая сердцевина, М — парамагнитная оболочка, R — прокладка с высоким сопротивлением). Рисунок из патента US578275 с приоритетом от 10 сентября 1896 г. [25].

Fig. 7. The design of J. Stone's bimetallic iron-copper cable (C is the central conductive core, M is the paramagnetic sheath, R is the high-resistance gasket). Drawing from patent US578275 with priority dated September 10, 1896 [25]

В октябре 1897 года Джон Стоун привлек к своим исследованиям, вернувшегося из Европы Дж. Кэмпбелла (*George Ashley Campbell*, 27.11.1870—10.11.1954) (в качестве инженера-исследователя *RDL Bell Telephone Co.*, позднее AT&T в Бостоне [26]). До этого Дж. Кэмпбелл получил в

1891 году степень бакалавра в области инженерии в Массачусетском технологическом институте, после изучал физику и математику в Гарвардском университете⁵, где в 1893 году получил степень магистра и был награжден стипендией, которая позволила ему в течении 3 лет продолжить постдипломное образование в Европе⁶.

Джон Стоун предложил руководству компании продолжить исследования по изучению возможностей улучшения качества телефонной линии с использованием биметаллического кабеля (железо — медь), чтобы определить, в какой мере биметаллическая линия обеспечивает повышение качества передачи сигнала и отвечает условиям теории Хевисайда. Этими работами, по замыслу Стоуна, должен был заниматься Кэмпбелл. Однако, не получив поддержки в реализации своей идеи, Стоун покинул компанию *Bell* в 1899 году.

Ответственный за исследования и разработки, заведующий механическим отделом (*Director of the Mechanical Department*) компании, Хаммонд Хейс (*Hammond Vinton Hayes*, 28.08.1860—22.03.1947) дал указания Кэмпбеллу выбрать исследования в том направлении, которые покажутся тому многообещающими. В годовом отчете механического отдела от 31 декабря 1898 года Хейс написал: «С помощью г-на Кэмпбелла я с уверенностью ожидаю, что в наступающем году я смогу сообщить о прогрессе в проектировании кабелей большой протяженности».

Из-за относительно высокой стоимости изготовления биметаллических длинных линий и ограниченного бюджета проекта, Кэмпбелл, знакомый с работами Рэлея и Хевисайда, решил применить менее дорогую искусственную линию. Такая линия может быть построена из ряда дискретных конденсаторов и катушек индуктивности в итеративной схеме (англ. *iteration*, «повторение»), и для этого не потребуется лаборатория большого размера. Его идея состояла в том, чтобы установить дискретные катушки индуктивности или «нагрузочные катушки» (англ. *loading coils*) с периодическими интервалами вдоль фактической телефонной линии или кабеля. Он понял, что загруженная линия должна себя вести как обычная линия, но при наличии более высокой самоиндукции в требуемом диапазоне частот. Это должно было привести к большей эффективности передачи, чем при возможном достижении этого с помощью биметаллической линии.

⁵ Гарвардский университет (англ. *Harvard University*) — один из самых известных университетов США и всего мира, старейший вуз США. Находится в городе Кембридж (англ. *Cambridge*, Бостонская городская агломерация, штат Массачусетс). Город Кембридж отделяется рекой Чарльз от Бостона.

⁶ Дж. Кэмпбелл пробыл один год в Геттингене в Германии, изучая современную математику под руководством Феликса Клейна. Затем он провел год в Вене (Австрия), где изучал механику и электрическую теорию под руководством Людвиг Больцмана. Потом отправился в Париж, где посещал лекции Анри Пуанкаре. То, что эти трое известных ученых приняли Кэмпбелла в качестве студента, само по себе свидетельствует о его способностях.

Конструкция биметаллического телефонного кабеля Дж. Стоуна не получила практического использования в то время. Однако использованная в этом кабеле непрерывная форма загрузки была практически реализована в начале 20 века, правда, несколько в другом виде. Примером может служить кабель датского телеграфного инженера Карла Крарупа⁷ (*Carl Emil Krarup*, 12.10.1872—29/30.12.1909).

9. Уравнение Кэмпбелла

По просьбе Кэмпбелла Хэйс распорядился, чтобы три барабана кабеля, который ранее использовался для тестирования в Питсбурге (*Pittsburgh*), были доставлены в лабораторию в Бостоне, чтобы проверить нагрузку на стандартном коммерческом телефонном кабеле. Кэмпбелл подготовил спецификации для катушек, которые предполагалось использовать, и сделал заказ на 400 катушек у местной производственной компании.

Во время ожидания доставки катушек (июнь 1899 г.) Кэмпбелл решил определить основные параметры однородной длинной телефонной линии с нагрузочными катушками A и B с полным сопротивлением Z и расстоянием (интервалом) между ними равным d , рис. 8. Расстояние d измеряется от центра одной нагрузочной катушки A до центра следующей катушки B , а импеданс Z каждой катушки представляет собой сумму двух частей на передачу и прием соответственно.

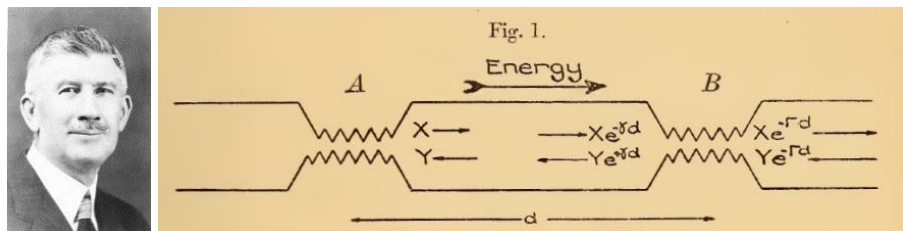


Рис. 8. Джордж Эшли Кэмпбелл (17 июля 1935 г.). Модельное представление части длинной линии с катушками индуктивности [27].

Fig. 8. George Ashley Campbell (July 17, 1935).
 Model performance of part of a long line with inductors [27]

Если линия очень длинная, то можно предположить, что ее средний коэффициент распространения такой же, как и средний коэффициент распространения одного единственного участка длиной d , состоящего из двух

⁷ Кабель *Krarup* состоял из железных проводов, плотно намотанных вокруг медных проводящих жил, и именно железо явилось источником дополнительной индуктивности. Однако величина его индуктивности не позволила ему полностью соответствовать условию Хевисайда. По стоимости этот кабель дороже кабелей с дискретными нагрузочными катушками.

катушек половинной нагрузки на каждом конце и длины линии между ними. Длина этого участка линии всегда будет очень большой по сравнению с длиной загрузочной катушки. Кроме этого, он предположил, что в самой нагрузочной катушке ток одинаков во всех частях составляющего ее провода и, следовательно, такой же в центре и на конце. В обоих случаях предполагается, что сама линия имеет такое же начальное сопротивление передающего конца Z_0 .

Исходя из представленных рассуждений Кэмпбелл вывел нелинейное уравнение для нагруженной длинной линии, которое стало известно, как «уравнение Кэмпбелла» (*Campbell's equation*) [27]:

$$\text{Cosh}(P' \cdot d) = \text{Cosh}(P \cdot d) + \frac{Z}{2 \cdot Z_0} \text{Sinh}(P \cdot d), \quad (5)$$

где d — расстояние между центрами катушек, Z и Z_0 — импеданс нагруженной и ненагруженной линии, P и P' — постоянные (коэффициенты) распространения ненагруженной и нагруженной линий.

Уравнение (5) Кэмпбелл привел в статье, опубликованной в журнале *Philosophical Magazine* [27]. Вывод уравнения основывался на рассмотрении коэффициентов отражения и передачи каждой катушки. В статье бросается в глаза некоторое несоответствие между приведенными буквенными обозначениями в формулах и текстом, а также имеются и некоторые другие погрешности, например, введены обозначения без всякого пояснения, что затрудняет ее чтение. На это обратил внимание еще ранее А. Флеминг [28]. В статье Кэмпбелла, несмотря на опечатки, получен верный результат (формула (5)).

Получить решение уравнения (5) в конечном виде не удалось, так как оно относилось к типу трансцендентных уравнений. В связи с этим Кэмпбелл представил решение уравнения в виде графиков, из которых можно было найти оптимальные значения катушек индуктивности и расстояние между ними. Кэмпбелл и его помощник, Эдвин Х. Колпиттс (*Edwin H. Colpitts*) использовали полученный результат для численных расчетов в диапазоне предполагаемых условий нагружения на стандартных кабелях.

По словам Кэмпбелла стимулирование его успешных усилий по получению общего уравнения для нагруженной телефонной линии, связано со статьей Чарльза Годфри (*Charles Godfrey*) [28], касающейся распространения волн вдоль вибрирующей струны с периодической нагрузкой в виде небольших грузов, которая была опубликована в 1898 году [29].

Отметим, что более ясный вывод формулы (5) и с других позиций был дан А. Флемингом [30], правда через 12 лет после результата, полученного Кэмпбеллом. В 1950 году А. Альберт (*A. L. Albert*) привел доволь-

но несложный вывод формулы (5) на основе метода замещения [31]. Далее приведем вывод этой формулы А. Альбертом.

На практике нагрузочные катушки с импедансом $Z_L/2$ устанавливаются последовательно с каждым проводником кабеля на расстоянии S миль друг от друга, как показано на рис. 9. Часть этой нагруженной цепи может быть представлена сетью на рис. 10а, где часть AB, CD — эквивалентное Т-образное сечение отрезка кабеля S (без нагрузки), имеющее характеристический импеданс Z_0 и постоянную распространения на милю γ .

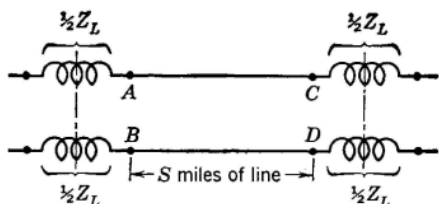


Рис. 9. Метод вставки нагрузочных катушек в кабельную пару. Катушки в каждой точке нагрузки имеют индуктивную связь.

Fig. 9. Method of inserting loading coils in a cable pair. The coils at each loading point are inductively coupled

Из рисунка 10а видно, что характеристики кабеля с окончательной нагрузкой представляют собой комбинацию участков $A-B, C-D$, имеющих распределенные константы, и катушек с сосредоточенной нагрузкой $Z_L/2$ на каждом конце. Нагруженный кабель можно рассматривать как постоянную распространения γ_L и характеристическое сопротивление, соответствующими эквивалентному однородному кабелю, схематически представленными Т-образным сечением на рис. 10б.

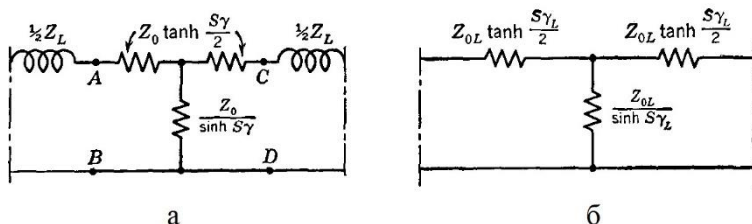


Рис. 10. Сетевой эквивалент рис. 9 (слева), Т-образное сечение однородной линии (справа) эквивалентной нагруженной схеме на рис. 9 и 10а.

Fig. 10. Network equivalent to Fig. 9 (left), the T section of a uniform line (right) that is equivalent to the loaded circuit of Figs. 9 and 10a

Добавление катушек нагрузки в схему не приводит к заметному изменению шунтирующих путей на рис. 10а и 10б. Следовательно, можно записать, что

$$\frac{Z_0}{\sinh S\gamma} = \frac{Z_{0L}}{\sinh S\gamma_L}, \text{ и } Z_{0L} = Z_0 \frac{\sinh S\gamma_L}{\sinh S\gamma}. \quad (6)$$

Приняв во внимание сетевой эквивалент (рис. 9), запишем

$$\frac{1}{2}Z_L + Z_0 \tanh \frac{\gamma L}{2} = Z_{0L} \tanh \frac{\gamma L}{2}. \quad (7)$$

Тогда

$$\tanh \frac{\gamma L}{2} = \frac{Z_L}{2Z_{0L}} + \frac{Z_0}{Z_{0L}} \tanh \frac{\gamma L}{2}. \quad (8)$$

Подставим выражение Z_{0L} из (6) в уравнение (8) получим после преобразований

$$\cosh \gamma L = \cosh \gamma + \frac{Z_L}{2Z_0} \sinh \gamma. \quad (9)$$

Выражение (9) и есть уравнение Кэмпбелла для нагруженного кабеля с коэффициентом распространения γ_L в терминах величин ненагруженного кабеля и импеданса нагрузочных катушек.

10. Загрузочные катушки Кэмпбелла

В последние дни 19-го века Дж. Кэмпбелл изготовил необходимые индуктивные элементы. Это были первые «нагрузочные катушки» пригодные для практических целей, рис. 11.

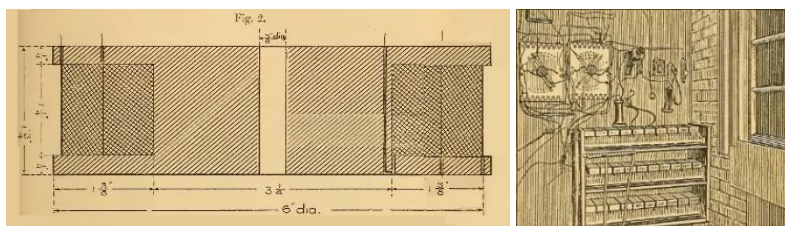


Рис. 11. Конструкция нагрузочной катушки (слева). 1899 г. Внутренний вид приемной телефонной станции с 30 коробками нагрузочных катушек на полках (справа) [27].

Fig. 11. Load coil design (left). 1899 Interior view of a receiving telephone exchange with 30 boxes of Loading Coils on the shelves (right) [27]

Для загрузки тестируемого кабеля было изготовлено 300 катушек, которые стали известны как катушки Т-14. Поперечное сечение этих нагрузочных катушек показано на рис. 11. На деревянную катушку наматывалось две обмотки. Первичная обмотка имела 578 витков одинарного провода № 20, покрытого хлопком, а вторичная обмотка — 465 витков одиночного провода, также покрытого хлопком. Количество витков было подобрано таким образом, чтобы обеспечить одинаковую индуктивность первичной и вторичной обмоток, и примерно одинаковое сопротивление.

Кабельная цепь состояла из 300 последовательно соединенных отрезков, между которыми была включена катушка Т-14. Ее первичная обмотка находилась в проводе одной пары, а вторичная — в проводе другой пары. Каждая катушка добавляла к цепи около 0,11 Гн и 12 Ом. Для обеспечения надежности теста необходимо было разместить нагрузочные катушки таким образом, чтобы взаимная индукция была незначительной. Соответственно, они были распределены по всему доступному пространству, и тесты показали, что эффект взаимной индукции между катушками был весьма незначительным, рис. 9.

Методика проведения испытания была следующей. Кабель был подключен на передачу и прием без катушек нагрузки, также был подключен без катушек нагрузки и искусственный участок. После этого вся эта схема сравнивалась со стандартом кабеля. Было обнаружено, что весь кабель и искусственный участок были эквивалентны 46 милям стандартного кабеля, а более короткие длины были эквивалентны соответствующим длинам стандартного кабеля. Затем катушки были введены в кабельную цепь и в искусственную секцию, образуя кабельную цепь длиной 46 миль с равномерно распределенными 400 нагрузочными катушками.

Передача была значительно улучшена и признана эквивалентной передаче на 23 мили кабельного стандарта, и, кроме того, произношение было более четким и ясным. В дополнение к этому сопутствующий тон на передающем конце был уменьшен так, что стал едва заметным. Это произошло в результате загрузки, которая привела к увеличению тока на приемном конце при одновременном уменьшении тока на передающем конце. Испытания проводились на разной длине нагруженного кабеля.

Кэмпбелл подготовил материалы для своей основной патентной заявки от 19 июля 1899 года. Тем не менее, Хейс решил дождаться результатов экспериментов для кабеля *Pittsburgh*, перед тем как обратиться в компанию патентного поверенного.

11. Испытания телефонного кабеля с катушками Кэмпбелла

Первые испытания телефонного кабеля с нагрузочными катушками Т-14 были осуществлены Кэмпбеллом и Эдвином Х. Колпитсом 6 сентября 1899 года в Бостоне на кабеле длиной 46 миль [32]. Во время экспериментов качество речи на длине 46 миль с нагрузкой было столь же хорошее, как и на линии длиной 23 мили без нагрузки. Расстояние между катушками было таким, чтобы теоретическая частота среза составляла 11 кГц. Такая высокая отсечка была выбрана для обеспечения передачи всех необходимых обертонов голоса. Перестановка катушек на лабора-

ном кабеле позволила протестировать нижние отсечные значения в качестве шага к определению минимальных стандартов отсечки для удовлетворительной передачи.

Результаты испытаний подтвердили теоретические предпосылки Кэмпбелла и впервые продемонстрировали, что правильное использование индуктивной нагрузки может значительно увеличить расстояние телефонной связи, не требуя более дорогих и большего диаметра проводников.

На основании полученных результатов испытаний в Бостоне между районами Ямайкой Плейн (*Jamaica Plains*) и Вест Ньютоном (*West Newton*) была разработана кабельная линия с расчетной отсечкой 3,5 кГц. Эта первая коммерческая телефонная линия с нагрузочными катушками была построена под руководством Кэмпбелла и введена в практическую эксплуатацию 18 мая 1900 года.

Дальнейшие испытания привели к планированию отсечки около 2,2 кГц на кабеле Нью-Йорк — Ньюарк (*New York — Newark*). Последующие установки кабельной нагрузки были спроектированы так, чтобы иметь отсечку примерно на 2,3 кГц (стандарт, который позже, в 1904 году, был принят для нагрузки с индуктивными элементами).

Отчет, представленный по завершению экспериментов в январе 1900 года показал, что компания *Bell* может сэкономить около \$700000, используя нагрузку на некоторых новых телефонных линиях, которые запланированы в Нью-Йорке и Нью-Джерси.

Летом и осенью 1900 года был проведен расширенный эксперимент по загрузке простыми соленоидными⁸ катушками междугородной коммерческой телефонной сети с открытым проводом из 12 проводников калибра N.B.S. между Бедфордом (*Bedford*), штат Нью-Йорк, и Браштоном (*Brushton*), штат Пенсильвания, на расстоянии приблизительно 670 миль (1080 км). Эта линия с нагрузочными катушками имела отсечку 3,5 кГц. Этот эксперимент был успешным, показав заметное улучшение телефонной передачи из-за нагрузки, но используемые катушки были несовершенной конструкции, и поэтому улучшение передачи было не таким значительным, как это должно было быть. Таким образом, результаты этого эксперимента показали важность проблемы выбора конструкции нагрузочной катушки.

Для коммерческих телефонных линий были выбраны конструкции нагрузочных катушек тороидального типа. Работа над этими катушками началась в августе 1899 года. Использование катушек этого типа планировалось ранее, но оно сдерживалось в основном из-за трудностей получе-

⁸ Соленоиды — это катушки индуктивности, наматываемые проводником на цилиндрический каркас, которые могут быть как однослойными, так и многослойными.

ния подходящего материала для сердечника. Только в марте 1901 года была изготовлена первая подходящая катушка тороидального типа с сердечником из тонкой железной проволоки, известная как T-300. Эта катушка имела индуктивность 0,25 Гн, а общее эффективное сопротивление на частоте 1 кГц составляло чуть больше 5 Ом, примерно половина из которых приходится на потери в виде вихревых токов в железном сердечнике.

После того, как конструкция катушки была принята, все еще оставалось много практических проблем, связанных с ее промышленным производством и использованием, таких как получение необходимых материалов, обеспечение средств для тестирования катушек на заводе, сборка и упаковка катушек для установки на полюсные линии, защита их от утечки и молнии, контроль перекрестных помех и т. д.

В апреле 1901 года у *Western Electric Company* в Нью-Йорке был размещен заказ на несколько сотен катушек T-300, но из-за трудностей, возникших при коммерческом производстве, только в октябре 1901 года было произведено достаточное количество катушек для загрузки одной линии Нью-Йорк — Чикаго. Две другие схемы Нью-Йорк — Чикаго были загружены электромагнитной катушкой с воздушным сердечником, известной как T-350. Основными трудностями при промышленном производстве катушки T-300 были [32, р. 63]:

—Изоляция отдельных железных проводов № 38 B.& S. сердечника.

—Изоляция отдельных прядей медной обмотки.

—Измерение потерь энергии в завершенных катушках или сердечниках.

—Ограничение потерь до допустимых значений.

Улучшенная телефонная передача по загруженным цепям № 8 B.W.G. из Нью-Йорка в Чикаго сначала вызвала большой восторг, но через несколько месяцев начали поступать жалобы на то, что эффективность передачи, особенно в сырую погоду, очень низкая. Постепенно выяснилось, что необходимо решить три важные проблемы [32, р. 63]:

—Как эффективно защитить катушку от поражения молнией?

—Как изолировать катушки и линейные провода, чтобы уменьшить утечку в цепи?

—Как согласовать систему передачи полюсной линии и местоположения нагрузочной катушки, чтобы уменьшить перекрестные помехи?

Решение этих трех проблем происходило в течение следующих шести лет, что совпало с широким применением коммерческой нагрузки к цепям с разомкнутыми проводами, особенно № 12.

В начале 1902 года активно разрабатывалась конструкция нагрузочной катушки для кабелей, и благодаря опыту, накопленному при проекти-

ровании загрузочной катушки с открытым проводом, она оказалась относительно простой. К сентябрю 1902 года кабель между Кортланд-стрит, Нью-Йорком (*Cortlandt Street, New York*) и Ньюарком (*Newark*) был загружен новой тороидной катушкой, известной как T-420. Испытания с этой катушкой показали, что улучшение передачи полностью соответствует ожидавшимся результатам.

На рис. 12 представлены образцы загрузочных катушек и металлический корпус (футляр) с загрузочной катушкой, которые были приняты для эксплуатации в 1904 году [33].



Рис. 12. Образцы загрузочных катушек. Футляр с загрузочной катушкой. 1904 г. [32].

Fig.12. Examples of Loading Coils. A Loading Coil Pot. 1904 [32]

12. Патент Кэмпбелла на конструкцию нагрузочных катушек

Только в марте 1900 года Кэмпбелл подал патентную заявку на использование катушек индуктивности в телефонных линиях. Задержка была связана отчасти с тем, что патентному поверенному компании было трудно понять теоретическую часть заявки. Адвокат, ко всему прочему, настаивал на том, что приложение не должно содержать графиков и уравнений. Из предлагаемой патентной заявки Кэмпбелла были удалены все таблицы и графики, а также расчеты, детализирующие точные значения индуктивностей, которые могли потребоваться перед ее подачей.

Некачественное оформление патентной заявки ослабило позиции Кэмпбелла и стало фатальным в отстаивании своего приоритета в изобретении способа уменьшения затухания за счет размещения индуктивных элементов (нагрузочных катушек) с известными значениями, которые устанавливались вдоль телефонной линии на теоретически определенных интервалах между ними.

В 1900 году Дж. Кэмпбелл получил патент Великобритании на конструкцию нагрузочных катушек и схему их включения в телефонную линию, рис. 13. Патент назывался: «Улучшение электрических цепей для передачи энергии с помощью переменных токов» (англ. *Improvements in*

and connected with Electric Circuits for the Transmission of Energy by Variable Currents) [34].

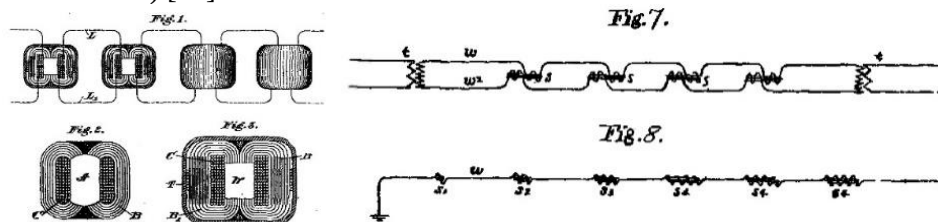


Рис. 13. Устройство нагрузочных катушек конструкции Дж. Кэмпбелла и схема их включения в телефонную линию. Патент GB190016290A с приоритетом от 15 сентября 1900 г. [34].

Fig. 13. The device of load coils designed by J. Campbell and the scheme of their connection to the telephone line. Patent GB190016290A with priority of September 15, 1900 [34]

В патенте GB190016290A отмечается предназначение изобретения, сделанного Дж. Кэмпбеллом, следующим образом [34]: «Настоящее изобретение относится к конструкции катушек самоиндукции применительно к их использованию в нагруженных линиях или линиях, индуктивность которых увеличивают путем введения в них катушек индуктивности, а также к сочетанию таких катушек с электрической цепью с наибольшим преимуществом схемы для достижения поставленной цели. Я использовал изобретение в практике телефонии, поскольку такая практика представляет собой серьезное и наиболее поучительное применение изобретения...».

В 1903 году была опубликована первая его научная статья по загрузке телефонных линий индуктивными катушками [27]. Материалы проведенных научных исследований по повышению эффективности междугородных телефонных линий за счет установки в них нагрузочных индуктивных элементов, стали частью его докторской диссертации (*PhD*), которую Джордж Кэмпбелл защитил в Гарварде в 1901 году [35].

13. Заключение

Переход от однопроводной цепи к двухпроводной или металлической телефонной линии явился первым важным шагом на пути продвижения телефонной связи на большие расстояния. Работы Барретта по предотвращению перекрестных помех между параллельными телефонными столбовыми линиями с помощью технологии перекрещивания воздушных проводов позволили в некоторой степени повысить качество связи. Однако названные технологии не позволяли уменьшить ослабление телефонного сигнала на линиях дальней связи, что в значительной мере сдерживало развитие междугородней телефонии.

Технологии по снижению затухания сигнала начали интенсивно разрабатываться учеными только после того как Хевисайд предложил увеличить самоиндукцию линий электропередач исходя из условия оптимального соотношения всех четырех первичных электрических параметров кабеля. До практической реализации идеи Хевисайда довел Дж. Кэмпбелл, сотрудник компании АТ&Т. Для этого он разработал теорию и согласно ей рассчитал параметры дискретных катушек индуктивности, которые установил с вычисленным одним постоянным интервалом в разрыв проводов телефонной линии, что привело к повышению эффективности передачи. Эту технологию Дж. Кэмпбелл защитил английским патентом GB190016290A.

Рассмотренной проблемой занимались и другие ученые, в частности, Майкл Пупин, который составил конкуренцию Дж. Кэмпбеллу. Компания АТ&Т благодаря продуманной политике руководства получила монопольные права на технологию нагрузочных катушек до 1917 года, после того как она выкупила патенты Пупина. Это принесло АТ&Т ощутимые финансовые выгоды. Внедрение рассмотренных телефонных технологий на основе пассивных электрических компонентов увеличило дальность телефонной связи с 80 км (1881 г.) до 1445 км (1901 г.), то есть почти в 18 раз.

Список литературы

1. Пестриков В. М. Ранние работы Ли де Фореста по беспроволочной телеграфии // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2020. Т. 3, № 4. С. 456—507.
2. Пестриков В. М. Генезис аудиона Ли де Фореста // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2021. Т. 4, № 1. С. 42—79.
3. Пестриков В. М. Открытие и некоторые научные исследования катодных лучей // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2020. Т. 3, № 2. С. 190—226.
4. Пестриков В. М. На пути к вакуумному диоду // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2020. Т. 3, № 1. С. 98—134.
5. Пестриков В. М. Продвижение Ли де Форестом инноваций беспроводного телефона на рынке услуг // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2021. Т. 4, № 2. С. 107—146.
6. Пестриков В. М. Изобретение электронного лампового усилителя звуковой частоты // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2020. Т. 3, № 4. С. 433—455.
7. Barrett J. A. Electric circuit. Patent US392775A. Patented Nov. 13, 1888. Application filed May 9, 1888.
8. The History of Engineering and Science in the Bell System. The Early Years (1875–1925). Vol. I. By M. D. Fagen, ed. New York: Bell Telephone Laboratories, Inc. 1975. P. 206.
9. Carty J. J. Inductive disturbances in telephone circuits // Transactions of the American Institute of Electrical Engineers. Mar. 17, 1891. Vol. VIII. P. 100—122.
10. Carty J. J. Telephone and telegraph circuit. Patent US348512A. Patented Aug. 31, 1886. Application filed February 2, 1886.
11. Rosebrugh A. M. & T. R. Multiple telephone. Patent US417511A. Patented Dec. 17, 1889. Application filed November 27, 1886.

12. Rosebrugh A. M. Duplex telephony // *Electrician*. March 4th, 1887. Vol. 18. P. 378—380.
13. Rosebrugh A. M. & T. R. British Patent 4231, 1886. Patent date 15th Aug. 1885.
14. The Rosebrugh Duplex Telephone System // *The Electrical World*. January 4, 1890. Vol. 15, no. 1. P. 2.
15. Rosebrugh A. M. Duplex Telephony in Actual Use // *The Electrical World*. May 10, 1890. Vol. 15, no. 19. P. 312—313.
16. Rosebrugh A. M.: British Patent 10404 of 1886 (Patent date Aug. 13th, 1886).
17. Пестриков В. М., Пестрикова М. В. Борьба за дальность телефонной связи на рубеже XIX—XX веков. В сб. : Сети и линии связи: прошлое, настоящее, будущее : материалы Девярых научных чтений памяти А. С. Попова, посвященных Дню радио — празднику работников всех отраслей связи (6 мая 2016 г.). — СПб. : Свое издательство, 2016. С.53—59.
18. Pestrikov V. M. Yermolov P. P. The struggle for the range of telephone communication before the invention of the audion Lee de Forest // *ITM Web of Conferences*. 2019. Т 30, № 16002. URL: https://www.itm-conferences.org/articles/itmconf/pdf/2019/07/itmconf_crimico2019_16002.pdf (дата обращения: 30.11.2021).
19. Heaviside Oliver. Electrical Conductor. Patent GB1407. April 6th, 1880.
20. Heaviside O. Electromagnetic theory. London. The Electrician Company. Vol.1. 1893. 466 p.
21. O. Heaviside to O. Lodge, 18 December 1918. Quoted in Hunt B. J. *The Maxwellians*. NY : Cornell U. Press, Ithaca, 1991. P. 135.
22. Hunt Bruce J. Oliver Heaviside : A first-rate oddity // *Physics Today*. 2012. No. 11. P. 48—54.
23. Mahon B. Oliver Heaviside : Maverick Mastermind of Electricity. London : Institution of Engineering and Technology, 2009. P. 79.
24. O. Heaviside to O. Lodge. 24 September 1888, quoted in Hunt B. J. *The Maxwellians*. NY : Cornell U. Press, Ithaca. 1991. P. 143.
25. Stone J. S. Electric circuit. Patent US578275, dated March 2, 1897. Application filed September 10, 1896.
26. Jewett F. B. Dr. George A. Campbell // *The Bell System Technical Journal*, October 1935. Vol. 14, no. 4. P. 553—557.
27. Campbell G. A. On loaded lines in telephonic transmission // *The London, Edinburgh, and Dublin Philosophical Magazine and Journal of Science*. March 1903. Series 6. Vol. 5(27). P. 313—330.
28. Godfrey C. Discontinuities of wave-motion along a periodically loaded string // *Philosophical Magazine*. Series 5. 1898. Vol. 45, no. 3. P. 356—363.
29. The Collected Papers of George Ashley Campbell. New York : American Telephone and Telegraph Company, 1937. P. 17.
30. Fleming J. A. The propagation of electric currents in telephone and telegraph conductors. Second edition revised. London : Constable & Company Ltd., 1912. P. 129.
31. Albert A. L. *Electrical Communication*. New York : Wiley, 1950. P. 242—243.
32. Colpitts E. H. The Collected Papers of George Ashley Campbell. Introduction // *Bell Telephone Quarterly*. January 1938. Vol. 17, no. 1. P. 58—70.
33. Rhodes F. L. Permalloy : The Latest Step in the Evolution of the Loading Coil // *Bell Telephone Quarterly*. October 1927. Vol. 6. no. 4. P. 238—246.
34. Campbell G. A. Improvements in and connected with Electric Circuits for the Transmission of Energy by Variable Currents. Patent GB190016290A. Accepted, Nov. 17th, 1900. Date of Application Sept. 15th, 1900.
35. Campbell G. A. *The Bell system technical journal*. January 1955. Vol. 34. No. 1. P. 1—4.

Информация об авторе

Пестриков Виктор Михайлович, д. т. н., профессор Санкт-Петербургского государственного института кино и телевидения, г. Санкт-Петербург, Российская Федерация. ORCID 0000-0003-0466-881X.

Problems of Long-Distance Telephony at the Turn of the 19th and 20th Centuries and the Search for Their Solutions

V. M. Pestrikov

St. Petersburg State University of Film and Television
13, Pravda st. St. Petersburg, 191119, Russian Federation
pvm205@yandex.ru

Received: April 29, 2022

Peer-reviewed: June 5, 2022

Accepted: June 5, 2022

Abstract: At the turn of the 19th and 20th centuries, long-distance telephone communication turned into a serious business, however, the cost of lines was high, and the practical commercial range of telephone signal transmission did not exceed 1600 km. As the lengths of long-distance telephone lines increased, two problems arose that were recognized as particularly relevant, in particular, crosstalk and signal attenuation. AT&T researchers were engaged in solving these problems. This article examines the work of scientists and engineers who have led to real practical solutions to problems of long-distance telephone communication, in particular, Oliver Heaviside, John Stone and George Campbell.

Keywords: Long-distance telephone communication, telegraph equations, bimetallic telephone cable, Campbell's equation, Campbell's loading coils.

For citation (IEEE): V. M. Pestrikov, "Problems of Long-Distance Telephony at the Turn of the 19th and 20th Centuries and the Search for Their Solutions," *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 5, no. 1, pp. 117–151, 2022, doi: 10.29039/2587-9936.2022.05.1.10. (In Russ.).

References

- [1] V. M. Pestrikov, "Early work of Lee de Forest on wireless telegraphy," *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 3, no. 4, pp. 456–507, 2020. (In Russ.).
- [2] V. M. Pestrikov, "The Genesis of Lee de Forest's Audion," *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 4, no. 1, pp. 42–79, 2021. (In Russ.).
- [3] V. M. Pestrikov, "Discovery and some scientific studies of cathode rays," *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 3, no. 2, pp. 190–226, 2020. (In Russ.).
- [4] V. M. Pestrikov, "On the way to the vacuum diode," *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 3, no. 1, pp. 98–134, 2020. (In Russ.).
- [5] V. M. Pestrikov, "Lee de Forest's promotion of cordless phone innovation in the service market," *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 4, no. 2, pp. 107–146, 2021. (In Russ.).
- [6] V. M. Pestrikov, "Invention of the electronic tube audio amplifier," *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 3, no. 4, pp. 433–455, 2020. (In Russ.).

- [7] J. A. Barrett, "Electric circuit," US392775A Patent. Patented Nov. 13, 1888. Application filed May 9, 1888.
- [8] *The History of Engineering and Science in the Bell System. The Early Years (1875–1925). Vol. I.* By M. D. Fagen, ed. New York, Bell Telephone Laboratories, Inc. 1975, p. 206.
- [9] J. J. Carty, "Inductive disturbances in telephone circuits," *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers*, vol. VIII, p. 100–122, Mar. 17, 1891.
- [10] J. J. Carty, "Telephone and telegraph circuit," Patent US348512A. Patented Aug. 31, 1886. Application filed February 2, 1886.
- [11] A. M. & T. R. Rosebrugh, "Multiple telephone," Patent US417511A. Patented Dec. 17, 1889. Application filed November 27, 1886.
- [12] A. M. Rosebrugh, "Duplex telephony," *Electrician*, vol. 18, P. 378–380, March 4th, 1887.
- [13] A. M. & T. R. Rosebrugh, British Patent 4231, 1886. Patent date Aug. 15th, 1885.
- [14] "The Rosebrugh Duplex Telephone System," *The Electrical World*, vol. 15, no. 1, p. 2, January 4th, 1890.
- [15] A. M. Rosebrugh, "Duplex Telephony in Actual Use," *The Electrical World*, vol. 15, no. 19, p. 312–313, May 10, 1890.
- [16] A. M. Rosebrugh, British Patent 10404 of 1886, patent date Aug. 13th, 1886.
- [17] V. M. Pestrikov and M. V. Pestrikova, "The struggle for the range of telephone communication at the turn of the XIX–XX centuries," in *Networks and communication lines: past, present, future: materials of the Ninth scientific readings in memory of A. S. Popov*, St. Petersburg: "Svoye" publishing house, p. 53–59, 2016. (In Russ.).
- [18] V. M. Pestrikov and P. P. Yermolov, "The struggle for the range of telephone communication before the invention of the audion Lee de Forest," *ITM Web of Conferences*, vol. 30, no. 16002, 2019, [Online]. Available: URL: <https://doi.org/10.1051/itmconf/30.11.2021>.
- [19] O. Heaviside, "Electrical Conductor," Patent GB1407, April 6th, 1880.
- [20] O. Heaviside, *Electromagnetic theory. Vol. 1.* London: The Electrician Company, 1893.
- [21] "O. Heaviside to O. Lodge, 18 December 1918," quoted in B. J. Hunt, *The Maxwellians*. NY: Cornell U. Press, Ithaca, 1991, p. 135.
- [22] B. J. Hunt, "Oliver Heaviside: A first-rate oddity," *Physics Today*, no. 11, pp. 48–54, 2012.
- [23] B. Mahon, *Oliver Heaviside: Maverick Mastermind of Electricity*. London: Institution of Engineering and Technology, 2009, p. 79.
- [24] "O. Heaviside to O. Lodge. 24 September 1888," quoted in Hunt B. J. *The Maxwellians*. NY: Cornell U. Press, Ithaca, 1991, p. 143.
- [25] J. S. Stone, "Electric circuit," Patent US578275, dated March 2, 1897. Application filed September 10, 1896.
- [26] F. B. Jewett "Dr. George A. Campbell," *The Bell System Technical Journal*, vol. 14, no. 4, pp. 553–557, October 1935.
- [27] G. A. Campbell, "On loaded lines in telephonic transmission," *The London, Edinburgh, and Dublin Philosophical Magazine and Journal of Science*, series 6, vol. 5(27), PP. 313–330, March 1903.
- [28] C. Godfrey, "Discontinuities of wave-motion along a periodically loaded string," *Philosophical Magazine*, series 5, vol. 45, no. 3, pp. 356–363, 1898.
- [29] *The Collected Papers of George Ashley Campbell*. New York: American Telephone and Telegraph Company, 1937, p. 17.
- [30] J. A. Fleming, *The propagation of electric currents in telephone and telegraph conductors*. Second ed., revised. London: Constable & Company Ltd., 1912, p. 129.
- [31] A. L. Albert, *Electrical Communication*, New York: Wiley, 1950, pp. 242–243.
- [32] E. H. Colpitts, "The Collected Papers of George Ashley Campbell. Introduction," *Bell Telephone Quarterly*, vol. 17, no. 1, pp. 58–70, January 1938.

- [33] F. L. Rhodes, "Permalloy: The Latest Step in the Evolution of the Loading Coil," *Bell Telephone Quarterly*, vol. 6, no. 4, pp. 238–246, October 1927.
- [34] G. A. Campbell, "Improvements in and connected with Electric Circuits for the Transmission of Energy by Variable Currents," Patent GB190016290A, Accepted Nov 17th, 1900, Date of Application Sept. 15th, 1900.
- [35] "G. A. Campbell," *The Bell system technical journal*, vol. 34, no. 1, pp. 1–4, January 1955.

Information about the author

Viktor M. Pestrikov, Dr. Tech. Sc., Professor, St. Petersburg State University of Film and Television, St. Petersburg, Russian Federation. ORCID 0000-0003-0466-881X.

ИНФОКОММУНИКАЦИОННЫЕ И РАДИОЭЛЕКТРОННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ

Научный журнал

Том 5, № 1, 2022 г.

Рубрики в соответствии с номенклатурой научных специальностей:

Физические науки (1.3)

Электроника, фотоника, приборостроение и связь (2.2)

История науки и техники (5.6.6)

Адрес редакции:

ул. Университетская, д. 33, Севастополь, 299053

Тел. редакции: (8692) 41-77-41

<http://icrtjournal.com>

E-mail: icrt.mail@mail.ru

Отпечатано в типографии Printex

ул. Кулакова, д. 59а, Севастополь, 299011

Тел.: (8692) 46-47-44, (8692) 45-56-78

Публикуемые материалы прошли обязательную процедуру рецензирования и экспертного отбора. Авторы опубликованных материалов несут полную ответственность за подбор и точность приведенных фактов, цитат, данных, имен собственных и прочих сведений.

Редакция не несет ответственности за нарушение авторами исключительных прав на результаты интеллектуальной деятельности третьих лиц. Мнение редакционной коллегии может не совпадать с позицией авторов статей. При перепечатке материалов ссылка на научный журнал «Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии» обязательна.

Учредитель

ФГАОУ ВО «Севастопольский государственный университет»

ул. Университетская, 33, Севастополь, 299053

Издатель

ООО «Издательский центр РИОР»

ул. Полярная, д. 31в, стр. 1, Москва, 127214

(по договору № 66-22/ЭЗК-223 от 15.06.2022)

№ рег. СМИ: ПИ № ФС77-64134 от 25.12.2015

Главный редактор: Вольвач А. Е.