

ISSN 1818-0442

DOI: 10.21293/1818-0442

Доклады ТУСУР. 2025 • Том 28, № 1

ДОКЛАДЫ

Томского государственного университета
систем управления и радиоэлектроники

2025 • Том 28, № 1



Министерство науки и высшего образования Российской Федерации

4247." '4:.' '3"

Периодический научный журнал

Выходит 4 раза в год

Основан в 1997 г.

ИУР'3: 3: /2664

FQK32034; 5B: 3: /2664"

- " 0 0' , д.т.н., доцент, ректор ТУСУРа, научный руководитель направления НИИ АЭМ ТУСУРа, Томск (*гл. редактор*).
- 0 0' , д.т.н., проф., президент ТУСУРа, заслуженный работник высшей школы РФ, почётный работник науки и техники РФ, дважды лауреат Премии Правительства РФ в области образования, дважды лауреат Премии Правительства РФ в области науки и техники, Томск, <https://orcid.org/0000-0003-2393-6701> (*зам. гл. редактора*).
- " 0 0' , к.т.н., доцент, ТУСУР, Томск (*отв. секретарь*).
- " 0 0' , д.т.н., проф., гл. науч. сотрудник, БГУИР, заслуженный работник образования Республики Беларусь, Минск, Беларусь.
- 0 0' , д.т.н., проф., зав. лабораторией ЭИСВЧЭ, Институт физики им. Л.В. Киренского СО РАН, заслуженный изобретатель России, Красноярск.
- " 0 0' , д.т.н., проф., проректор по ИР, НИУ «Московский институт электронной техники» (МИЭТ), лауреат Премии Правительства РФ в области образования, Москва, Россия, <https://orcid.org/0000-0002-2967-272X>.
- 0 0' , д.т.н., проф. каф. автоматизации обработки информации, ТУСУР, заслуженный работник высшей школы РФ, почётный работник высшего профессионального образования РФ, Томск.
- 0 0' , д.т.н., проф., чл.-корр. РАН, директор института кибербезопасности и защиты информации Санкт-Петербургского политехнического университета, Санкт-Петербург.
- 0 0' , д.т.н., первый заместитель директора, Мытищинский НИИ радиоизмерительных приборов, почётный работник науки и техники РФ, почётный работник электронной промышленности, Мытищи, Московская обл.
- 0 0' , д.т.н., проф. каф. автоматизированных систем управления, ТУСУР, заслуженный деятель науки РФ, почётный работник науки и техники РФ, почётный работник высшего профессионального образования РФ, Томск.
- 0 0' , д.ф.-м.н., академик РАН, научный руководитель, Институт автоматики и процессов управления Дальневосточного отделения РАН, Владивосток.
- 0 0' , д.т.н., проф., зав. каф. комплексной защиты информации, главный научный сотрудник научно-исследовательской лаборатории «Информационная безопасность» Омского государственного технического университета, Омск.
- 0 0' , д.т.н., проф., главный научный сотрудник НИИ систем электрической связи (НИИ СЭС), профессор кафедры конструирования узлов и деталей радиоаппаратуры (КУДР) ТУСУРа, Томск.
- 0 0' , д.т.н., проф., чл.-корр. НАН Республики Армения, ЗАО «Синописис Армения», Ереван, Республика Армения, заслуженный деятель науки Республики Армения, Армения, Ереван, <https://orcid.org/0000-0002-1667-6860>.
- 0 0' , д.ф.-м.н., проф., иностранный член Норвежской академии наук, проф. Института космических исследований, Барселона, Испания.
- 0 0' , д.т.н., проф., зав. каф. физики, ТУСУР, зав. лабораторией плазменных источников, Институт сильноточной электроники СО РАН, Томск, <https://orcid.org/0000-0002-9323-0686>.
- 0 0' , к.т.н., зам. ген. директора по науке, ФНПЦ АО «Научно-производственное объединение (НПО) «МАРС», Ульяновск, <https://orcid.org/0000-0002-6255-8865>.
- 0 0' , д.ф.-м.н., академик РАН, советник директора, Институт сильноточной электроники (ИСЭ) СО РАН, Томск, <https://orcid.org/0000-0002-3820-8777>.
- 0 0' , д.т.н., проф., академик Национальной академии наук (НАН) Республики Армения, Московский физико-технический институт (МФТИ), научный консультант, НИИ радио, заслуженный работник связи РФ, лауреат Государственной премии РФ в области науки и техники, лауреат Премии Правительства РФ в области науки и техники, Москва.
- 0 0' , д.ф.-м.н., доцент, рук. лаб. антиферромагнитной спинтроники, зам. директора по научной работе ФГБУН Института радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова РАН; проф. каф. формирования и обработки радиосигналов НИУ «МЭИ», Москва.
- 0 0' , д.т.н., проф. каф. физической электроники, ТУСУР, почётный работник высшего профессионального образования РФ, почётный работник науки и техники РФ, Томск.
- 0 0' , д.т.н., проф., каф. компьютерных систем в управлении и проектировании (КСУП) ТУСУРа, заведующий лабораторией интеллектуальных систем каф. КСУП, Томск, <https://orcid.org/0000-0002-9355-7638>.
- 0 0' , д.ф.-м.н., проф., чл.-корр. РАН, зав. отделом, ФГБУН «Институт вычислительного моделирования СО РАН», научный руководитель научного направления «Математическое моделирование», Федеральный исследовательский центр «Красноярский научный центр Сибирского отделения Российской академии наук» (ФИЦ КНЦ СО РАН), Красноярск, <https://orcid.org/0000-0002-7883-5804>.
- 0 0' , д.ф.-м.н., проф., каф. электронных приборов, ТУСУР, заслуженный работник высшей школы РФ, член Оптического общества Америки (OSA), член Международного НТО IEEE/LEOS инженеров по электротехнике и электронике, действительный член Оптического общества им. Д.С. Рождественского, Томск, <https://orcid.org/0000-0001-9308-4458>.
- 0 0' , д.т.н., проф., зав. каф. компьютерных систем в управлении и проектировании, советник при ректорате по комплексным вопросам функционирования университета, научный руководитель НИИ АЭМ ТУСУРа, заслуженный деятель науки РФ, лауреат Премии Правительства РФ в области образования, Томск.

" . " <634050, г. Томск, пр. Ленина, 40. МК, каб. 310/2, тел. +7 (382-2) 70-15-82, 51-21-21. Эл. почта: journal@tusur.ru
Свидетельство о регистрации СМИ выдано Федеральной службой по надзору за соблюдением законодательства в сфере массовых коммуникаций и охране культурного наследия: ПИ № ФС 77-19130
Учредитель: Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники
Подписной индекс 20648 в каталоге агентства «Урал-Пресс»: газеты и журналы.

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

Подписано в печать 20.05.2025. Выход в свет 28.05.2025. Формат 60×84 1/8. Печ. л. 10,4. Тираж 500. Заказ 3. Цена 900 руб.

Gf kqtkcndqctf "

Xlnqqt 'O 0T wgxunk	Editor in Chief, Rector of TUSUR University, Scientific Adviser at the Research Institute of Automation and Electromechanics, TUSUR University (Tomsk), Doctor of Science in Engineering.
Crgzcpf gt 'C0Uj gnr cpqx	Deputy Editor in Chief, President of TUSUR University, Doctor of Science in Engineering, Professor, Honored Worker of Higher School of the Russian Federation, Honorary Worker of Science and Technology of the Russian Federation, Laureate of the Russian Federation Government Prize in Education, Twice Laureate of the Russian Federation Government Prize in Science and Technology (Tomsk), https://orcid.org/0000-0003-2393-6701 .
Xlnqqt 'P0O cugpplnqx	Executive Secretary of the Editor's Office, TUSUR University (Tomsk), Candidate of Sciences in Engineering.
O lnj ckiR0Dcwtc	Leading Researcher of the Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics (Minsk, Belarus), Doctor of Science in Engineering, Professor.
Dqtkl/C0Dgr cgx	Head of the Electrodynamics Department, Institute of Physics SB RAS (Krasnoyarsk), Doctor of Science in Engineering.
Kp'I 0Dtqy p	PhD, Lawrence Berkeley National Laboratories, Berkeley (California, USA).
Ugti gkC0I cxtlnqx	Vice-Rector for Research, National Research University of Electronic Technology (MIET, Moscow), Doctor of Science in Engineering, Professor.
[wt { 'R0Gnj rnmqx	Professor, Department of Data Processing Automation, TUSUR University, Doctor of Science in Engineering.
Fo kt { 'R0\ gi j f c "	Professor, Corresponding Member of RAS, Director of the Institute of Cybersecurity and Information Protection, St. Petersburg Polytechnic University (St. Petersburg), Doctor of Science in Engineering.
X{cej gurex'O 0Kcrgx	First Deputy Director, Mytishchi Research Institute of Radio Measurement Instruments, Doctor of Science in Engineering, Mytishchi (Moscow region).
Cpcvqr { 'O 0Mqtlnqx	Professor, Department of Automated Control Systems, TUSUR University (Tomsk), Doctor of Engineering.
[wt { 'P0Mwaj lp	Scientific Director, Institute of Automation and Control Processes FEB RAS (Vladivostok), Academician of the Russian Academy of Sciences, Doctor of Science in Physics and Mathematics.
RcxgrlU0Nq j plnqx	Doctor of Science in Engineering, Head of Department «Complex Information Security» at Omsk State Technical University (Omsk), Professor.
P lnqr { 'F 0O cnwlp	Leading Researcher at the Research Institute of Electrical Communication Systems (SES), Professor of the Department of Design of Units and Components for Radioelectronic Systems, TUSUR University (Tomsk), Doctor of Science in Engineering.
Xc i gp'Uj 0O grnk cp	Director, Academic Department of Synopsis Armenia (Yerevan, Armenia), Corresponding Member of the National Academy of Sciences of Armenia, Doctor of Science in Engineering, Professor.
Ugti g{ 'F 0Qf lpvuxx "	International Member of the Norwegian Academy of Science and Letters, Professor, Institute of Space Sciences, Barcelona, Spain, Doctor of Science in Physics and Mathematics.
[ghlo 'O 0Qm	Head of the Department of Physics, TUSUR University, Doctor of Science in Engineering, Professor.
Gf wctf 'F 0Rcxrf i lp	First Deputy General Director for Research of Federal Research-and-Production Center JSC R&P Mars (Ulyanovsk), Candidate of Sciences in Engineering.
P lnqr { 'C0Tcwnj lp	Director's Advisor at Institute of High Current Electronics, SB RAS, Academician of the Russian Academy of Sciences (Tomsk), Doctor of Science in Physics and Mathematics.
Xk{ co 'M0Uct { cp	Scientific Adviser at the Research Institute of Radio (Moscow), Academician of the National Academy of Sciences of Armenia, Doctor of Science in Engineering, Professor.
Cpuct 'T0Uchl p	Doctor of Science in Physics and Mathematics, Associate Professor, Head of Antiferromagnetic Spinelectronics Laboratory, Deputy Director for Research at Kotelnikov Institute of Radioengineering and Electronics of the Russian Academy of Sciences, Professor at Department of Formation and Processing of Radio Signals, National Research University "Moscow Power Engineering Institute" (Moscow).
RcxgrlG0Vt q{ cp	Professor at Department of Physical Electronics, TUSUR University (Tomsk), Doctor of Science in Engineering, Professor.
Kk c'C0J qf cuj lpun{	Professor, Department of Computer Control and Design Systems, Head of the Laboratory of Intelligent Systems, TUSUR University (Tomsk), Doctor of Science in Engineering.
Xrxf lo k 'X0Uj ckl wtqx	Director, Institute of Computational Modeling SB RAS (Krasnoyarsk), Corresponding Member of the Russian Academy of Sciences, Doctor of Science in Physics and Mathematics, Professor.
Ucplnux'O 0Uj cpf ctqx	Head, Department of Electronic Devices, TUSUR University (Tomsk), Doctor of Science in Physics and Mathematics, Professor.
[wt { 'C0Uj wt { i lp	Doctor of Science in Engineering, Professor, Head of Department of Computer Control and Design Systems, Rectorate Counsellor for University General Administration, Research Supervisor of TUSUR Research Institute of Automatics and Electromechanics, Honorary Worker of Science of the Russian Federation, Laureate of the Russian Federation Government Prize in Education (Tomsk).

[illegible]

"
 Eqpvgpvu'
 "

GNGEVTQPIEU'TCFIQ'GPI RGGTPI 'CPF'EQO OWPKECVKPU''

I c k qx'T0F0' qvuchO LU'	
Searching for voltage extrema along grounded conductors of a modal filter with coupling conductors	7
F cpi 'VR0'	
Applying the theory of characteristic modes and the method of moments to the analysis of a crossed wire scatterer ..	14
P lmqx{ gx'K0'Mqo pcvpqx'O G0'	
Influence of the cross-section forms of a power bus bar on its electrical and mass-dimensional characteristics	20
Vtgv{ cmqx'VK0''	
Application of the Bazhenkov method to calculate the time and frequency response of a non-linear electrical circuit to the sum of harmonic actions	27
Nlw'U0'Cpf tggx'[wC0'Dglej gpmq'X00''	
On two radiation centers in a combined ultra-wideband antenna	33
Rgvpgpmq'[cC0'K0'Vt gpmcniG00'	
Measurement of dielectric permittivity based on a microstrip line: comparison of two implementation methods	39
Vt wlpqxc'P LU'K pcvlgxc'C00'Ct vltj ej gx'UC0'Vt gpmcniG00'I cf k qx'T00'0'Tci k qx'G0F0'	
Manufacturing microwave devices using additive printing technology with the use of ferrite pastes	46
Mj qt quj lmx'G00'	
Y-shaped dielectric microwave bead for circular coaxial waveguides	52
Uj ej vmlp'X0G0'Mgvqx'T00'O lmt '[0C0'Nw j c{ vgx'F 0C0'Vwt qx'C0Q0'Uj k cpqxunf 'F LU''	
Ku-Band GaAs-MMIC Digital 8-Bit Phase Shifter	59

EQPVTQN.'EQO RWGT'UEKGPEG'CPF'RHQTO CVEU''

Rqf nj qo wplmqxc'I 00'0'Ngmtgx'C0H'Mqumt gx'KU0'	
Conducted electromagnetic interference simulation modeling of energy conversion equipment	67
Rcl k p'MF0'Dwmtggx'X0 0'	
Modelling of active balancing scheme for lithium-ion batteries	75
Uj gungt lmqxc'F 0C0'Uj gungt lmqx'C0G0'Gt qhgex'G00'Vt qlcp'RG0'	
Modeling the influence of heterostructure barrier layer thickness on the breakdown voltage of high electron mobility transistor	81
I tldcpqxc'G00'I gtculo qx'T00'	
Hybrid sparse regression algorithm	86
Tgr{ vmlP LU'Mqpgx'C0C0'	
Software package for the study of speech signals	93
T{ dcej gpmq'RC0'	
Technologies for social media narrative analysis: review	100
Mwt wmlqxc'C0K0'	
An Integrated Approach to Malware Identification Based on Dynamic Analysis and Deep Learning	108
F{ wf{ wp'I 0F0'Ner lpc'O 0C0'Dcdgpmq'O 0 0'	
Exploring new scenarios of adversarial attacks on pattern recognition neural networks in the context of finding new defense methods	114
Rqpcej vi lp'C0K0'Uvgr cpqx'X0F0'Dc wgx'C00'	
Prospects for the use of artificial intelligence in information and telecommunication networks	119

GNGEVTKECN'GPI RGGTPI ''

Dctvpggx'C0K0'Ugo gpqx'X0F0'	
Development and study of a forward power converter for radio communication systems	127
"	
O cpwuetkr vltgs vlt go gpw'(with changes and guidelines for formatting references)	135

**ЭЛЕКТРОНИКА,
РАДИОТЕХНИКА И СВЯЗЬ**

УДК 621.3.049.779

Р.Р. Газизов, М.Д. Юсаф

Поиск экстремумов напряжения вдоль заземленных проводников модального фильтра со связывающими проводниками

Рассматривается редко исследуемый вопрос об электрических сигналах в цепях заземления. Он оказывается довольно сложным, когда такие цепи состоят из нескольких и разных проводников, а сигналы являются импульсными. Появление новых устройств с такими цепями требует исследования для его полноты не только их основных характеристик, но и распространения электрических сигналов в цепях заземления. Исследуется новое устройство защиты от сверхкоротких импульсов: модальный фильтр со связывающими проводниками. У него есть 4 разных проводника схемной земли, электрически соединенных параллельно на концах. Моделируются формы напряжения вдоль каждого проводника с поиском их экстремумов. Для этого используются исходный (с поиском вдоль только одного из параллельных проводников) и усовершенствованный (с поиском вдоль всех параллельных проводников) алгоритмы. Сравниваются их результаты для N -норм сигнала. Усовершенствованным алгоритмом выявлен максимум напряжения в несколько раз больше, чем исходным алгоритмом. Кроме того, наглядно показано различие максимумов в разных проводниках схемной земли и вдоль них. Подобный анализ представляется полезным для анализа перенапряжений в цепях заземления при других воздействиях, в том числе преднамеренных.

Ключевые слова: электромагнитная совместимость, N -норма, модальный фильтр, система компьютерного моделирования, схемная земля, многопроводная линия передачи, экстремум напряжения, TUSUR.EMC.

DOI: .21293/1818-0442-2024-28-1-7-13

Современные радиоэлектронные устройства (РЭУ) становятся меньше, так как их компактность является важным фактором для мобильности современного человека. При уменьшении размеров устройства расстояние между его элементами уменьшается, отчего возникает риск нежелательных электромагнитных воздействий при совместной работе нескольких элементов [1, 2]. Также это возможно, когда несколько устройств работают в одной зоне распространения электромагнитных волн, например, при использовании планшетов в зоне Wi-Fi или смартфонов возле ноутбуков. Все это осложняется коммуникацией между устройствами с помощью технологии Internet of Things (IoT), при которой возникают дополнительные взаимодействия устройств [3].

Предварительное моделирование – важный этап проектирования сложных РЭУ, позволяющий сократить время разработки и повысить их безопасность [4–7]. Для комплексного анализа необходимо учитывать различные типы помеховых сигналов, например, электростатические разряды (ЭСР) или сверхкороткие импульсы (СКИ).

Выявление и локализация экстремумов сигнала очень важны. Так, считается, что места с максимумами напряжения уязвимы, так как в них могут возникнуть помехи, пробой [8] и другие неконтролируемые взаимодействия с другими элементами системы. Локализация минимумов напряжения может быть полезна для выявления не уязвимых, а напротив, самых защищенных мест. Поэтому определение всевозможных путей распространения сигнала актуально для поиска уязвимых мест и комплексного анализа безопасности электронных устройств, для чего активно используется вычисление N -норм [9, 10] временного отклика на конкретное воздействие (табл. 1).

Характеристики N -норм [9, 10]			
№	Формула	Название	Применение
1	$N_1 = R(t) _{\max}$	Пиковое (абсолютное) значение	Сбой схемы / электрический пробой / дуговые эффекты (если R напряжение U)
2	$N_2 = \left \frac{\partial R(t)}{\partial t} \right _{\max}$	Пиковая (абсолютная) производная	Искрение компонента/ сбой схемы (если R напряжение U)
3	$N_3 = \left \int_0^t R(t) dt \right _{\max}$	Пиковый (абсолютный) импульс	Диэлектрический пробой (если R поле E)
4	$N_4 = \int_0^\infty R(t) dt$	Выпрямленный общий импульс	Повреждение оборудования (если R напряжение U)
5	$N_5 = \left\{ \int_0^\infty R(t) ^2 dt \right\}^{\frac{1}{2}}$	Квадратный корень интеграла действия	Выгорание компонента (если R напряжение U)

Однако при разработке РЭУ отдельные вопросы рассматриваются довольно редко. К ним относится анализ электрических сигналов в цепях заземления. Он может оказаться довольно сложным по ряду причин: цепь имеет не один, а несколько проводников для возврата обратных токов; это проводники разных размеров поперечного сечения и расположения; сигналы являются импульсными. Между тем появление новых устройств с такими цепями требует исследования для его полноты не только основных характеристик устройства, но и цепей заземления. Особо актуальным это является для новых помехозащитных устройств, в том числе сложных, с несколькими

путями распространения сигналов по схемной земле, а также с различными вариантами модального резервирования [11]. В этой связи показательно новое устройство защиты от СКИ: модальный фильтр (МФ) со связывающими проводниками. У него есть 4 разных проводника схемной земли, электрически соединенных параллельно на концах. Однако формы напряжения вдоль проводников земли, их N -нормы и экстремумы этих норм при распространении СКИ по сигнальному проводнику ранее не рассматривались. Цель данной работы – представить такие результаты.

Исходные данные для моделирования

В качестве исследуемого выбран упомянутый выше МФ со связывающими проводниками. Он уже рассматривался при разном расстоянии между проводниками, когда использовался для трёхкратного резервирования [12]. На рис. 1 приведены его поперечное сечение и эквивалентная схема. МФ состоит из 8 проводников (номера указаны на рис. 1, 2): проводник 1 активный или резервируемый (обозначен на рис. 1, а буквой «А»); проводники 2–4 пассивные или резервные (обозначены на рис. 1, а буквой «П»); проводники 5 и 6 связывающие (обозначены на рис. 1, а буквой «С»); проводники 7 и 8 опорные (расположены в центре структуры на рис. 1, а). Геометрические параметры: $w_1 = 1$ мм, $w_2 = 9$ мм, $w_3 = 12,1$ мм, $h_1 = 0,51$ мм, $h_2 = 1,24$ мм, $h_3 = 0,75$ мм, $s = 10$ мм, относительная диэлектрическая проницаемость подложки $\varepsilon_r = 4,5$ и толщина проводников $t = 0,035$ мм. Окружающая среда – воздух. Связывающие проводники могут располагаться на вспененном диэлектрике, здесь не показанном.

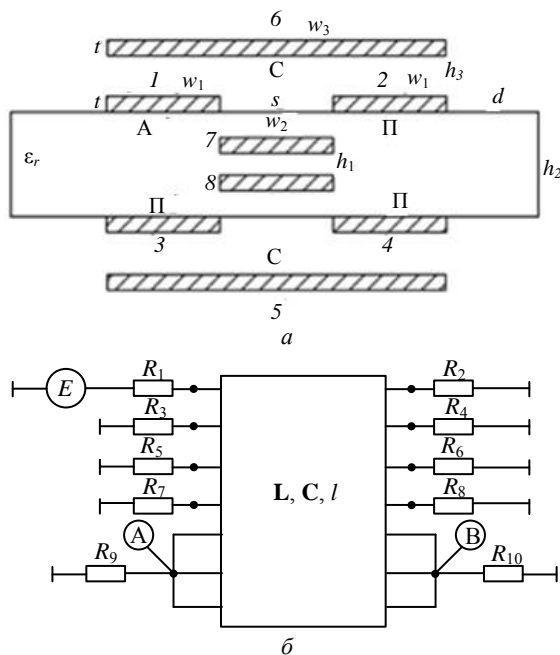


Рис. 1. Поперечное сечение (а) и эквивалентная схема (б) исследуемой структуры

Термин «опорный проводник» используется для обозначения проводника, относительно которого отсчитываются уровни напряжения в электрической схеме. В этом устройстве два опорных проводника (7

и 8), но для отсчета уровней напряжения при моделировании выбирается только один из них (8), а второй моделируется как сигнальный, соединенный с опорным на концах. Их симметрия относительно горизонтальной оси удобна для определения тока или напряжения вдоль одного проводника по тому, каковы они в другом, так как токи в них одинаковы.

Термин «связывающий проводник» впервые введен в патентах (2801688 и 2801830) на изобретение, детально описанных в [12]. Наличие такого проводника над парой других, даже довольно сильно удаленных друг от друга, увеличивает емкостную и индуктивную связи между ними. Это позволяет сохранить модальное разложение импульса помехи даже при большом разnose проводников, полезном для уменьшения вероятности их одновременного механического повреждения (например, пульс в резервируемых цепях беспилотника). Кроме того, связывающий проводник защищает эти проводники сверху.

Поперечное сечение с реальными размерами и принципиальная схема исследуемой структуры, построенные в системе TUSUR.EMC (ранее называвшейся TALGAT) [13], представлены на рис. 2. Каждый проводник имеет длину $l = 1$ м и разделен на 20 сегментов. Номинал резисторов R_1 – R_8 равен 50 Ом (тракт) а $R_9 = R_{10} = 1$ МОм (соединение со схемной землей). Источник воздействия – трапецевидный СКИ с амплитудой электродвижущей силы 2 В и временем нарастания, спада и плоской вершины по 100 пс. Между точками А и В рассматриваются все пути распространения сигнала. В данном случае исследуется максимальное влияние СКИ в активном проводнике на связывающие и опорные проводники.

Ниже приведены вычисленные в TUSUR.EMC матрицы (размером 7×7 , по количеству проводников, не считая опорного) погонных коэффициентов электромагнитной L (нГн/м) и электростатической C (пФ/м) индукции (результаты верификации опубликованы, например, в [14]):

$$L = \begin{bmatrix} 279,30 & 58,28 & 93,52 & 46,39 & 47,56 & 74,88 & 18,09 \\ 58,28 & 275,57 & 46,11 & 90,80 & 47,05 & 75,78 & 17,87 \\ 93,52 & 46,11 & 295,16 & 77,83 & 101,28 & 39,38 & 36,21 \\ 46,39 & 90,80 & 77,83 & 292,91 & 102,06 & 39,24 & 36,36 \\ 47,56 & 47,05 & 101,28 & 102,06 & 139,72 & 29,89 & 42,94 \\ 74,88 & 75,78 & 39,38 & 39,24 & 29,89 & 108,11 & 10,88 \\ 18,09 & 17,87 & 36,21 & 36,36 & 42,94 & 10,88 & 53,89 \end{bmatrix};$$

$$C = \begin{bmatrix} 120,12 & -0,13 & -52,33 & -0,13 & -4,08 & -32,03 & -8,34 \\ -0,13 & 121,30 & -0,12 & -51,78 & -4,37 & -33,48 & -8,33 \\ -52,33 & -0,12 & 121,12 & -0,12 & -33,62 & -3,51 & -23,09 \\ -0,13 & -51,78 & -0,12 & 121,97 & -34,79 & -3,75 & -23,08 \\ -3,91 & -4,20 & -33,60 & -34,79 & 189,6 & -5,79 & -106,42 \\ -32,01 & -33,46 & -3,35 & -3,59 & -5,79 & 185,49 & -0,87 \\ -8,34 & -8,33 & -23,09 & -23,26 & -106,24 & -0,7 & 1004,23 \end{bmatrix}.$$

Матрицы не полностью симметричны из-за вычислительных погрешностей. Это устранимо выбором сегментации, но здесь не выполнялось.

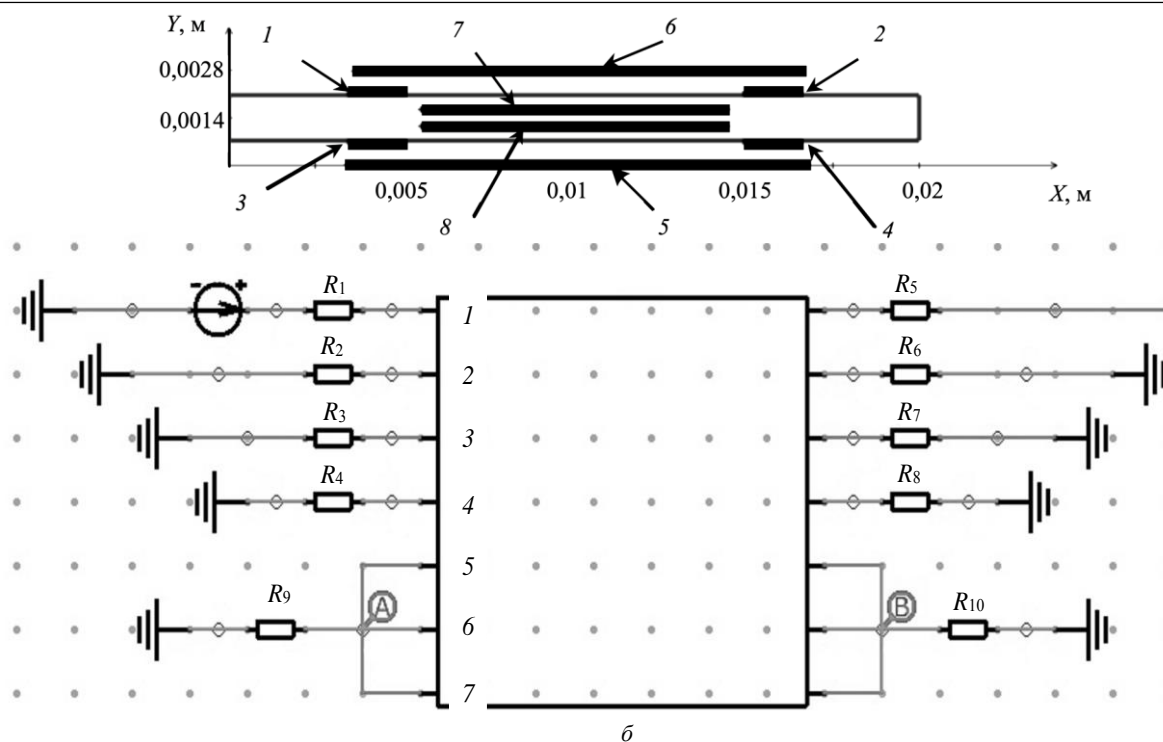


Рис. 2. Поперечное сечение (а) и принципиальная схема (б) исследуемой структуры в системе TUSUR.EMC

Поиск экстремумов

Моделирование для поиска экстремумов выполнялось с помощью квазистатического анализа также в системе TUSUR.EMC. В ней реализован усовершенствованный алгоритм вычисления временного отклика вдоль параллельно соединенных проводников многопроводных линий передачи с поиском экстремума [15]. Так, исходный алгоритм рассматривал только один возможный путь из параллельных. Если их больше, то по-прежнему рассматривался только один (первым соединенный с точкой А). При этом результаты анализа путей были неполными. Для иллюстрации на рис. 3 приведена структура с тремя проводниками, в которой проводники 1 и 2 соединены параллельно. Алгоритм определял только путь 1, а путь 2 оставался неисследованным. Между тем на пути 2 мог находиться более выраженный максимум или минимум напряжения.

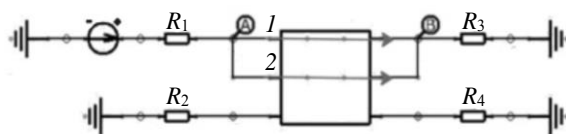
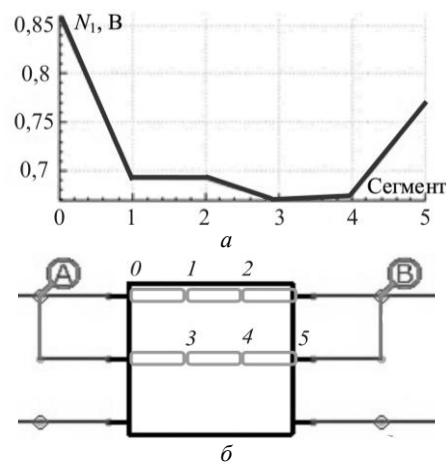


Рис. 3. Пример структуры с параллельными путями

Также стоит отметить логику визуализации N -норм при работе усовершенствованного алгоритма. Для иллюстрации взята структура из рис. 3, в которой каждый проводник разделен на 3 сегмента. Значение N -норм вычисляется в начале и конце проводника, а также между сегментами, но без дублирования. Для пояснения на рис. 4, а показан портрет N_1 с 6 значениями, а на рис. 4, б отмечены 6 точек, где они вычислены.

Рис. 4. Портрет N_1 (а) и эквивалентная схема (б) тестовой структуры из рис. 3

Техническое описание и детальное различие алгоритмов описаны в [15], где также проверялась работоспособность усовершенствованного алгоритма на простых тестовых и реальных структурах. Кроме того, она проверялась в коммерческом программном обеспечении и экспериментально [16]. Поэтому это здесь не приводится, и далее рассматривается исследуемая структура.

Сравнены результаты двух алгоритмов для максимума (табл. 2) и минимума (табл. 3) напряжений. Видно, что максимум у усовершенствованного алгоритма в 5 раз больше, чем исходного, а минимум – 4 раза. При этом пути, где обнаружены экстремумы, отличаются от путей для исходного алгоритма.

Для интегральной оценки различных угроз (искрения, пробоя диэлектрика, выгорания и т.п.) вычислены портреты N -норм с помощью исходного и усовершенствованного алгоритмов (табл. 4).

Таблица 2

Сравнение для максимума напряжения на рис. 2

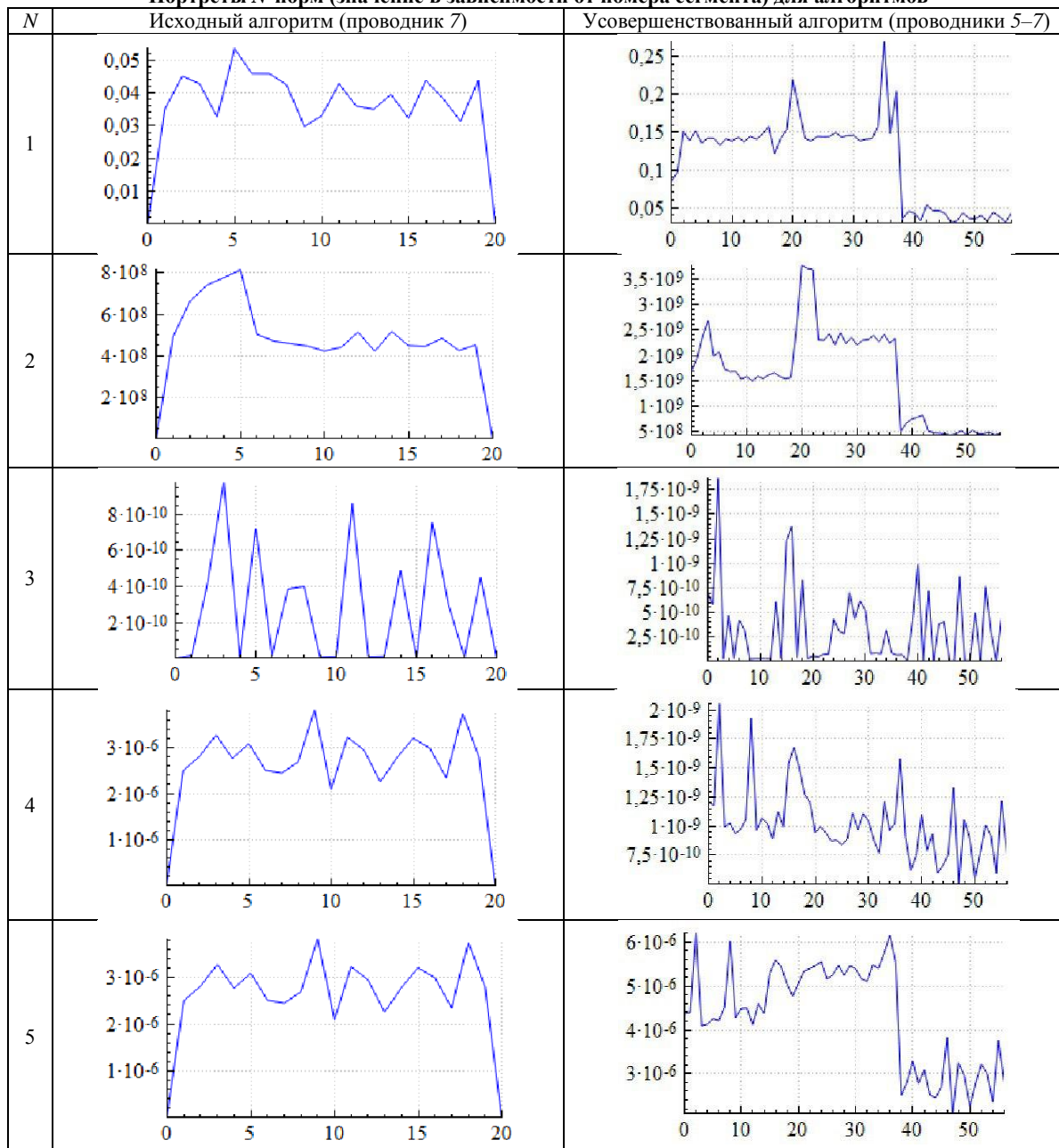
Алгоритм	U_{\max} , В	Проводник (сегмент)
Исходный	0,0536	7(5)
Усовершенствованный	0,2699	6(17)
Различие	5,03 раза	Разные пути

Таблица 3

Сравнение для минимума напряжения на рис. 2

Алгоритм	U_{\min} , В	Проводник (сегмент)
Исходный	-0,0509	7(12)
Усовершенствованный	-0,2248	6(18)
Различие	4,42 раза	Разные пути

Таблица 4

Портреты N -норм (значение в зависимости от номера сегмента) для алгоритмов

На портретах N -норм исходного алгоритма по горизонтальной оси 20 сегментов (проводник 7), а усовершенствованного – 60, так как портрет последовательно отражает все три пути распространения сигнала по 20 сегментов каждый (проводники 5–7).

В табл. 5 приведены максимумы портретов N -норм, рассчитанных с помощью исходного и усовершенствованного алгоритмов.

Таблица 5

Максимумы N -норм

Алгоритм	Исходный	Усовершенствованный
N_1	0,0536	0,2699
N_2	$8,148 \cdot 10^8$	$3,778 \cdot 10^9$
N_3	$9,817 \cdot 10^{-10}$	$1,86 \cdot 10^{-9}$
N_4	$1,336 \cdot 10^{-9}$	$2,054 \cdot 10^{-9}$
N_5	$3,831 \cdot 10^{-6}$	$6,2 \cdot 10^{-6}$

N_1 в первой строке табл. 4 означает максимум напряжения. Зависимость N_1 от номера сегмента наглядно показывает изменение максимума напряжения вдоль каждого проводника. Примечательно, что максимумы в параллельно соединенных со схемой земель проводниках могут сильно отличаться (строка 1, столбец 2, табл. 4), что может быть важным. В общем случае это различие определяется различием емкостных и индуктивных связей между проводниками, а также отражениями различных мод Т-волн от сопротивлений на концах проводников.

Аналогична ситуация и с N_2 – N_5 . Их значения вдоль проводников, а также их максимумы могут отличаться в несколько раз.

Заключение

Дополнительно апробирован усовершенствованный алгоритм, позволяющий определять глобальные максимум и минимум напряжения с помощью N -норм вдоль всех проводников линии передачи, в том числе соединенных параллельно. Полученные результаты (максимум в 5 раз больше найденного исходным алгоритмом) доказывают, что усовершенствованный алгоритм позволит проводить более точные и быстрые исследования и получить более корректные результаты. Его теоретической значимостью является возможность исследовать целый класс структур с параллельно соединенными проводниками многопроводных линий передачи (модальных фильтров на основе гибких печатных кабелей, структур с модальным резервированием, сложных систем заземления и т.п.), а практической – возможность его программной реализации и интеграции в системы моделирования с целью коммерциализации и повышения конкурентоспособности отечественного программного обеспечения для импортозамещения. Первой, где он уже реализован, стала система TUSUR.EMC.

На примере структуры, исследованной в данной работе, портреты N -норм наглядно показывают их изменения вдоль каждого проводника. Выявлено, что максимумы в параллельно соединенных со схемой земель проводниках могут сильно отличаться. Причины этих различий легко определить более детальным анализом, но ключевым фактором являются различия емкостных и индуктивных связей между проводниками, а также отражения различных мод Т-волн от окончаний проводников.

Примечательно, что усовершенствованный алгоритм может быть полезен не только для анализа токов в цепях заземления при воздействиях на сигнальные проводники. Результаты преднамеренного воздействия по цепям заземления, состоящим из нескольких проводников, также полезно исследовать таким алгоритмом. Первые результаты такого исследования того же устройства представлены в [17].

В дальнейшем полезно детально исследовать максимумы в параллельно соединенных со схемой земель проводниках в различных структурах. Кроме того, для такого анализа целесообразно учесть потери в диэлектриках и проводниках, в том числе схемной земли.

Авторы выражают благодарность А.А. Квасникову за помощь в работе.

Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда № 24-29-00579, <https://rscf.ru/project/24-29-00579/> в ТУСУР.

Литература

1. Loborev V.M. The modern research problems. Plenary lecture // Proc. of AMEREM Conference. – Albuquerque, USA, 1996. – P. 121–127.
2. Tihanyi L. EMC in power electronics. – N.J.: IEEE Press, 1995. – 415 p.
3. Yelizarov A.A. Features of wireless charging of mobile and wearable devices for the IoT and cyber physical systems / A.A. Yelizarov, I.V. Nazarov, A.A. Skuridin, S.I. Yakimenko, D.M. Ikonnikova // International Conference on Engineering Management of Communication and Technology (EM-CTECH). – 2020. – P. 1–4.
4. Modeling challenging EMC problems / H.D. Brüns, A. Vogt, C. Findelee, A. Schröder, M. Magdowski, M. Robinson, F. Heidler, C. Schuster // IEEE Electromagnetic Compatibility Magazine. – 2017. – Vol. 6, No. 3. – P. 45–54.
5. Meany T. Functional safety and industrie 4.0 // 28th Irish Signals and Systems Conference (ISSC). – 2017. – P. 1–7.
6. Patel M.R. Spacecraft power systems. – Boca Raton: CRC Press, 2005. – 691 p.
7. Суровцев Р.С. Методика предварительного моделирования целостности сигналов в межсоединениях печатных плат бортовой радиоэлектронной аппаратуры космического аппарата в системе TALGAT // Доклады ТУСУР. – 2013. – Т. 29, № 3. – С. 165–169.
8. Гизатуллин З.М. Помехоустойчивость средств вычислительной техники внутри зданий при широкополосных электромагнитных воздействиях. – Казань: Казан. гос. техн. ун-т, 2012. – 254 с.
9. Gazizov R.R. Studying the safety of electronic circuits using an improved N -norms-based approach / R.R. Gazizov, A.A. Kvasnikov, A.A. Yelizarov // 2023 International Conference «Engineering management of communication and technology» (EMCTECH). – Vienna, Austria, 2023. – P. 1–5.
10. Using N -norms for analyzing symmetric protective electrical circuits with triple modal reservation / Y.S. Zhechev, A.V. Zhecheva, A.A. Kvasnikov, A.M. Zabolotsky // Symmetry. – 2021. – Vol. 13, No. 12. – P. 1–17.
11. Gazizov T.R. Complex analysis of IEMI in grounding circuits of critical equipment: preliminary results / T.R. Gazizov, V.D. Nguyen, A. Alhaj Hasan // 2024 International conference on industrial engineering, applications and manufacturing (ICIEAM). – 2024. – P. 413–417.
12. Иванцов И.А. Модальное разложение помехи в связанной микрополосковой линии при удалении сигнальных проводников друг от друга // Системы управления, связи и безопасности. – 2023. – № 3. – С. 124–133.
13. Система TUSUR.EMC – программный комплекс для моделирования задач электромагнитной совместимости [Электронный ресурс]: официальный сайт системы TUSUR.EMC. – URL: <https://emc.tusur.ru/> (дата обращения: 30.07.2024).
14. Gazizov T.R. Solving the complexity problem in the electronics production process by reducing the sensitivity of transmission line characteristics to their parameter variations / T.R. Gazizov, I.Ye. Sagiyeva, and S.P. Kuksenko // Complexity. – 2019. – Vol. 2019. – Article ID 6301326. – 11 p. DOI: 10.1155/2019/6301326.
15. Газизов Р.Р. Усовершенствованный алгоритм исследования безопасности электронных цепей с помощью

N -норм в радиоэлектронной аппаратуре // Системы управления, связи и безопасности. – 2023. – № 4. – С. 267–282.

16. Газизов Р.Р. Локализация максимума синфазного напряжения вдоль связанной микрополосковой линии тремя способами // Матер. 30-й Междунар. науч.-практ. конф. «Природные и интеллектуальные ресурсы Сибири (СИБРЕ-СУРС-30–2024)». – Томск: ТУСУР, 2024. – С. 106–110.

17. Юсаф М.Д. Перекрестные наводки в модальном фильтре со связывающими проводниками при воздействии сверхкороткого импульса по схемной земле / М.Д. Юсаф, Р.Р. Газизов // Матер. 30-й Междунар. науч.-практ. конф. «Природные и интеллектуальные ресурсы Сибири (СИБРЕ-СУРС-30–2024)». – Томск: ТУСУР, 2024. – С. 168–174.

Газизов Рустам Рифатович

Мл. науч. сотр. науч.-исслед. лаб. безопасности и электромагнитной совместимости радиоэлектронных средств Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР)
Ленина пр-т, 40, г. Томск, Россия, 634050
ORCID: 0000-0002-7717-4215
Тел.: +7-952-802-23-10
Эл. почта: gazizovtsk@yandex.ru

Юсаф Мохаммад Джунаид

Аспирант каф. телевидения и управления (ТУ) ТУСУРа
Ленина пр-т, 40, г. Томск, Россия, 634050
ORCID: 0009-0009-9764-143X
Тел.: +7-952-891-42-89
Эл. почта: junaidyousaf761@gmail.com

Поступила в редакцию: 16.01.2025.

Принята к публикации: 22.04.2025.

Gazizov R.R., Yousaf M.J.

Searching for voltage extrema along grounded conductors of a modal filter with coupling conductors

The rarely studied issue of electrical signals in grounding circuits is considered. It turns out to be rather complicated when such circuits consist of several and different conductors and the signals are pulsed. The emergence of new devices with such circuits requires a comprehensive investigation, examining not only their primary characteristics but also the propagation of electrical signals within the grounding circuits. A new device for protection against ultra-short pulses is investigated: a modal filter with coupling conductors. It features four distinct circuit ground conductors electrically connected in parallel at their ends. Voltage waveforms are simulated along each conductor, searching for their extrema. This is achieved using an original algorithm (searching along only one of the parallel conductors) and an improved algorithm (searching along all parallel conductors). The results of both algorithms are compared using N -norms of the signal. The improved algorithm reveals a voltage maximum that is several times greater than the maximum of the original one. In addition, the difference in maxima across different circuit ground conductors and along their lengths is clearly shown. Such an analysis is useful for analyzing over-voltages in grounding circuits under other influences, including intentional ones.

Keywords: electromagnetic compatibility, N -norm, modal filter, computer modeling system, circuit ground, multiconductor transmission line, voltage extremum, TUSUR.EMC.

DOI: 10.21293/1818-0442-2024-28-1-7-13

References

1. Loborev V.M. The modern research problems. Plenary lecture. *Proceedings of AMEREM Conference*, Albuquerque, 1996, pp. 121–127.
2. Tihanyi L. *EMC in power electronics*. N.J.: IEEE Press, 1995, 415 p.
3. Yelizarov A.A., Nazarov I.V., Skuridin A.A., Yakimenko S.I. and Ikonnikova D.M. Features of wireless charging of mobile and wearable devices for the IoT and cyber physical systems. *International Conference on Engineering Management of Communication and Technology (EMCTECH)*, Vienna, Austria, 2020, pp. 1–4.
4. Brüns H.D., Vogt A., Findeklee C., Schröder A., Magdowski M., Robinson M., Heidler F., Schuster C. Modeling challenging EMC problems. *IEEE Electromagnetic Compatibility Magazine*, 2017, vol. 6, no. 3. pp. 45–54.
5. Meany T. *Functional safety and industry 4.0. 2017 28th Irish Signals and Systems Conference (ISSC)*. Killarney, Ireland, 2017, pp. 1–7.
6. Patel M.R. *Spacecraft Power Systems*. USA, FL, Boca Raton: CRC Press, 2005, 691 p.
7. Surovtsev R.S. The technique of preliminary modeling of signal integrity in the printed-circuit board interconnections of the radioelectronic spacecraft equipment in the TALGAT system. *Proceedings of TUSUR University*, 2013, vol. 29, no. 3, pp. 165–169 (in Russ.).
8. Gizatullin Z.M. *Pomekhoustojchivost' sredstv vychislitel'noj tekhniki vnutri zdaniy pri shirokopolosnyh elektromagnitnyh vozdejstviyah. Monografija* [The Immunity of Computer Equipment inside Buildings with Broadband Electromagnetic Effects. Monography]. Kazan, Kazan State Technical University Publ., 2012. 254 p. (in Russ.).
9. Gazizov R.R., Kvasnikov A.A., Yelizarov A.A. Studying the safety of electronic circuits using an improved N -norms-based approach. *2023 International Conference «Engineering management of communication and technology» (EMCTECH)*, Vienna, Austria, 2023, pp. 1–5.
10. Zhechev Y.S., Zhecheva A.V., Kvasnikov A.A., Zabolotsky A.M. Using N -norms for analyzing symmetric protective electrical circuits with triple modal reservation. *Symmetry*, 2021, vol. 13, no. 12, pp. 1–17.
11. Gazizov T.R., Nguyen V.D., Alhaj Hasan A. Complex analysis of IEMI in grounding circuits of critical equipment: preliminary results. *2024 International Conference on Industrial Engineering, Applications and Manufacturing (ICIEAM)*, 2024, pp. 413–417.
12. Ivantsov I.A. [Modal decomposition of interference in a coupled microstrip line when the signal conductors are distant from each other]. *Systems of Control, Communication and Security*, 2023, no. 3, pp. 124–133 (in Russ.).
13. TUSUR.EMC system – software package for modeling electromagnetic compatibility problems. Official website of the TUSUR.EMC system [Online]: Available at: <https://emc.tusur.ru/>, free (Accessed: July 30, 2024) (in Russ.).
14. Gazizov T.R., Sagiyeva I.Ye., Kuksenko S.P. Solving the complexity problem in the electronics production process by reducing the sensitivity of transmission line characteristics to their parameter variations. *Complexity*, 2019, vol. 2019, Article ID 6301326, 11 p. DOI:10.1155/2019/6301326.
15. Gazizov R.R. [An improved algorithm for studying the safety of electronic circuits using N -norms in electronic equipment]. *Systems of Control, Communication and Security*, 2023, no. 4, pp. 267–282 (in Russ.).
16. Gazizov R.R. [Localization of the maximum common-mode voltage along a coupled microstrip line by three techniques]. *30-th International Scientific-practical Conference SIBRESURS*, Tomsk: TUSUR, 2024, pp. 106–110 (in Russ.).

17. Yousaf M.J. [Crosstalk in a modal filter with coupling conductors when subjected to an ultra-short pulse over circuit ground]. *30-th International Scientific-practical Conference SI-BRESURS*, Tomsk: TUSUR, 2024, pp. 168–174 (in Russ.).

Rustam R. Gazizov

Junior Researcher, Research Laboratory of Security and Electromagnetic Compatibility of Radioelectronic Devices, Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics (TUSUR)
40, Lenin pr., Tomsk, Russia, 634050
ORCID: 0000-0002-7717-4215
Phone: +7-952-802-23-10
Email: gazizovtsk@yandex.ru

Mohammad Junaid Yousaf

Postgraduate student,
Department of Television and Control, TUSUR
40, Lenin pr., Tomsk, Russia, 634050
ORCID: 0009-0009-9764-143X
Phone: +7-952-891-42 89
Email: junaidyousaf761@gmail.com

Received: 16.01.2025.

Accepted: 22.04.2025.

УДК 621.396.41

Т.Ф. Данг

Применение теории характеристических мод и метода моментов к анализу крестообразного проводного рассеивателя

Глубокое понимание физических явлений, происходящих в антенне или рассеивающей структуре, является ключевым для проектирования новых структур или оптимизации параметров существующих. Теория характеристических мод в сочетании с методом моментов со ступенчатыми базисными функциями является мощным инструментом для этого. Представлен комплексный анализ рассеивающих свойств проводных структур с использованием теории характеристических мод на примере крестообразной проводной структуры. Разработана алгоритмическая математическая модель с использованием теории характеристических мод в сочетании с методом моментов и алгоритмом отслеживания мод в частотном диапазоне с использованием коэффициента корреляции. Разработан программный код на ее основе в качестве эффективного вычислительного инструмента. Совпадение результатов алгоритмов, численного моделирования методом моментов и из предыдущих исследований подтверждает корректность разработанных модели, алгоритмов и программного кода.

Ключевые слова: теория характеристических мод, метод моментов, проводной рассеиватель, собственный вектор, собственное значение.

DOI: 10.21293/1818-0442-2024-28-1-14-19

Анализ рассеивающих свойств проводных структур привлекает широкое внимание научного сообщества с конца прошлого века [1, 2]. Большинство современных проводных рассеивающих структур анализируется и проектируется с помощью систем электромагнитного моделирования, таких как 4NEC2, CST MWS и др. Анализ, выполняемый в этих программах, основан на решении интегральных или дифференциальных уравнений Максвелла с использованием известных численных методов, таких как метод моментов (ММ), метод конечных элементов, метод конечных разностей во временной области и др. Время анализа зависит от сложности структуры, числа используемых сегментов и доступных вычислительных ресурсов. На ранних этапах проектирования конструкторы часто задают параметры структуры, основываясь на своем понимании и знании принципов ее работы.

В процессе анализа и оптимизации характеристик структуры распределения тока и рассеянного поля являются основными факторами, которые помогают определить форму и размер структуры. Такой подход может быть пригоден при проектировании простых рассеивающих структур, но становится затруднительным с ростом их сложности. При этом проектирование рассеивающих структур с помощью доступных программ более эффективно, если конструктор имеет четкое представление о происходящих в них физических явлениях, а вычислительные затраты сокращаются.

В настоящее время использование теории характеристических мод (ТХМ) помогает лучше понять физические явления внутри структуры [3], а также оценить её резонансные частоты. Кроме того, вычисление распределения тока без необходимости инвертировать матрицу импеданса также является большим преимуществом ТХМ по сравнению с традиционным ММ. Применение ТХМ для анализа простых проводных структур впервые представлено в работе

[4]. Затем ТХМ объединена с ММ [5] для создания мощного инструмента при анализе антенн и рассеивающих структур.

Эта теория широко применяется в проектировании антенн для оптимизации диаграммы направленности излучения, применения ММО и анализа метаповерхностей [3], а также использовалась при анализе рассеивающих структур [6, 7]. Однако в российских научных изданиях ТХМ подробно не рассматривалась.

У сложных рассеивателей из проводной сетки важным компонентом является структура типа перекрестья. Хотя оно имеет простую форму, анализ его характеристик рассеяния издавна интересует многих авторов, использующих различные методы [8, 9]. В области антенн эта структура рассматривалась для размещения малых кольцевых антенн, где с помощью ТХМ анализировались её характеристики, такие как нормированный характеристический ток и частотная зависимость характеристического угла [10]. Однако, насколько известно автору, до сих пор не было работ, использующих ТХМ для полного анализа рассеивающих характеристик таких структур.

Поэтому целью данной работы является разработка алгоритмической математической модели, использующей ТХМ и ММ со ступенчатыми базисными функциями (СБФ), для анализа рассеивающих характеристик крестообразных проводов и алгоритма отслеживания мод при использовании ТХМ в диапазоне частот. Результаты данного исследования с использованием программного кода в MatLab сравнены с результатами ТХМ с ММ в [10] и ММ.

Алгоритм с применением ТХМ для анализа рассеивающей проводной структуры и отслеживания мод

Собственный вектор (характеристический ток) \mathbf{I}_n и собственное значение λ_n n -й моды могут быть получены с помощью уравнения собственных значений [11] в виде

$$\mathbf{X}\mathbf{I}_n = \lambda_n \mathbf{R}\mathbf{I}_n, \quad (1)$$

где \mathbf{R} и \mathbf{X} – действительная и мнимая части матрицы импеданса \mathbf{Z} . После определения λ_n и \mathbf{I}_n вектор распределения тока \mathbf{i} по поверхности структуры может быть определен как

$$\mathbf{i} = \sum_{n=1}^N \frac{\langle \mathbf{I}_n \mathbf{v} \rangle \mathbf{I}_n}{(1 + j\lambda_n)}, \quad (2)$$

где \mathbf{v} – вектор воздействия. Величина $\langle \mathbf{I}_n \mathbf{v} \rangle$ называется коэффициентом модального возбуждения. Из (2) видно, что есть два важных фактора, определяющих вклад \mathbf{I}_n в распределение поверхностного тока \mathbf{i} : влияние воздействующей волны (связано с направлением, поляризацией, модулем и частотой волны) и λ_n . Характеристический угол α_n моделирует разность фаз между \mathbf{I}_n и соответствующим характеристическим полем \mathbf{E}_n [12] как

$$\alpha_n = 180^\circ - \text{tg}^{-1}(\lambda_n). \quad (3)$$

Видно, что при $\alpha_n = 180^\circ$ ($\lambda_n = 0$) модуль рассеянного поля максимален (резонанс), а при $\alpha_n = 90, 270^\circ$ ($\lambda_n = \pm\pi$) – минимален. Конкретный тип энергии, аккумулируемой структурой, зависит от угла α . Если α составляет от 90 до 180° , то система накапливает магнитную энергию в индуктивном режиме. Если α составляет от 180 до 270° , то система накапливает электрическую энергию в емкостном режиме. Наконец, если $\alpha = 180^\circ$, то мода называется внешнерезонансной. Помимо λ_n и α_n для оценки вклада каждой моды в \mathbf{i} можно использовать модальные значения ($M3_n$), которые определяются как

$$M_3 = \left| \frac{1}{1 + j\lambda_n} \right|. \quad (4)$$

Из (4) видно, что когда λ_n изменяется от $(-\infty; +\infty)$, $MЗ_n$ изменяется в диапазоне $(0; 1)$. МЗ может быть использован для определения значимости моды (при $MЗ \geq 0,707$). Три важных коэффициента каждой моды $(\lambda_n, \alpha_n, MЗ_n)$ сведены в табл. 1.

Таблица 1

Краткое описание трех коэффициентов характеристической моды

λ_n	$\alpha_n, ^\circ$	$M3_n$	Статус моды
$-\infty < \lambda_n < 0$	$270^\circ > \alpha_n > 180^\circ$	$0 < M3_n < 1$	Емкостный
$\lambda_n = 0$	$\alpha_n = 180^\circ$	$M3_n = 1$	Внешнерезонансный
$0 < \lambda_n < +\infty$	$180^\circ > \alpha_n > 90^\circ$	$1 > M3_n > 0$	Индуктивный

Когда требуется исследовать характеристики структуры в диапазоне частот, необходим анализ по ТХМ на многих частотах, чтобы определить λ_n и \mathbf{I}_n структуры на каждой частоте. Затем на основе этих λ_n и \mathbf{I}_n можно определить распределение тока и рассеянное поле. Однако λ , полученная для конкретной моды, может заменить λ другой моды при изменении частоты.

Разработаны различные способы на основе алгоритмов, использующих собственные векторы для отслеживания мод. Среди этих алгоритмов наиболее просты основанные на коэффициенте корреляции между собственными векторами различных мод на двух соседних частотах. Эти алгоритмы основаны на

двух основных этапах. На первом определяется коэффициент корреляции между элементами собственных векторов для конкретной моды на определенной и соседней частотах для каждой моды. Второй заключается в привязке собственных векторов и собственных значений, полученных на соседней частоте, к соответствующему номеру моды с помощью корреляционной матрицы [13].

Разработаны алгоритм анализа проводной структуры рассеивателя с использованием ТХМ и ММ (рис. 1) и алгоритм отслеживания мод в диапазоне частот (рис. 2).

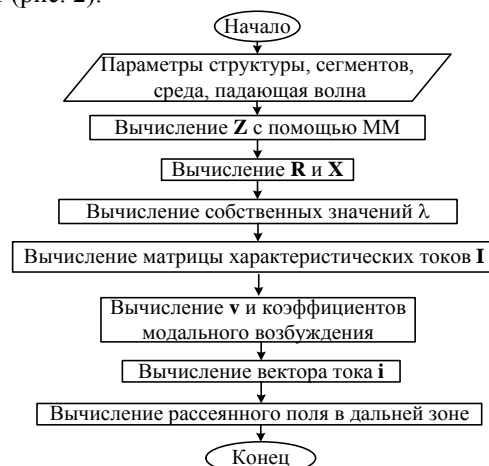


Рис. 1. Алгоритм анализа проводного рассеивателя с использованием TXM и MM



Рис. 2. Алгоритм отслеживания мод на основе коэффициента корреляции между собственными векторами

Численные результаты

Для верификации разработанных алгоритмов рассмотрен крестообразный проводный рассеиватель (рис. 3). Он состоит из 4 электрически соединенных проводов с длинами l_i ($i = 1, \dots, 4$) и радиусом a . Его параметры и количество сегментов, используемых для каждого провода, приведены в табл. 2. Он возбуждается на частоте 150 МГц падающей плоской электромагнитной волной с амплитудой 1 В/м, θ -линейной поляризацией и направленной перпендикулярно плоскости, в которой расположен рассеиватель ($\theta_{\text{пад}} = \varphi_{\text{пад}} = 90^\circ$).

Таблица 2

Параметры рассеивателя					
Параметр	l_1 , м	l_2 , м	l_3 , м	l_4 , м	a , м
Значение	1	0,5	0,5	0,5	0,001
Число сегментов	100	50	50	50	—

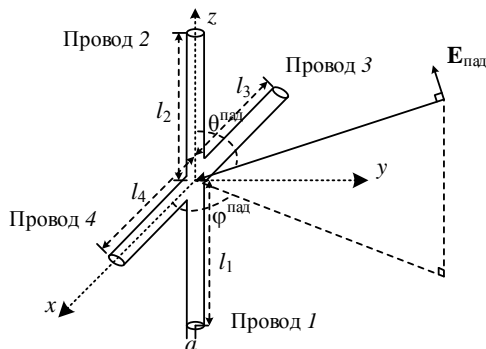


Рис. 3. Структура крестообразного рассеивателя

На рис. 4, а, б представлены результаты расчета I_n для первых 4 мод по ТХМ и ММ с СБФ. Затем нормированные I_n сравнивались с полученными в [10] (рис. 4, в, г). Видно, что они хорошо согласуются друг с другом. На частоте 150 МГц $\lambda_1 = 7,7$; $\lambda_2 = 0,75$; $\lambda_3 = 0,47$ и $\lambda_4 = -70$. Таким образом, моды 2 и 3 практически являются внешнерезонансными на этой частоте, поэтому они сильно влияют на распределение поверхностного тока на этой частоте. Кроме этого, на поверхности 1-го провода I_2 и I_3 близки к 0, на поверхности 2-го провода I_2 близок к 0 (см. рис. 4, а). Поэтому можно прогнозировать, что на 1-м проводе ток будет мал. На 2-м проводе, хотя $I_2 = 0$, но еще есть I_3 (довольно большое значение), который сильно влияет на ток, поэтому предполагается, что на этом проводе будет большой поверхностный ток.

В то же время из рис. 4, а можно определить направление I_n каждой моды по отношению друг к другу. Предположим, что на вертикальных проводах (провода 1, 2), если I_n имеет положительное значение, его направление – снизу вверх и наоборот, для горизонтальных проводов (провода 3, 4), если I_n имеет положительное значение, то его направление – слева направо и наоборот. Направление I_n относительно друг друга представлено на рис. 4, д. Как уже отмечалось, I_2 на прямых проводах равен 0, поэтому на рис. 4, д его направление на этом проводе не определено. Заметим, что для горизонтальных проводов (провода 3 и 4) $I_{1,3,4}$ через точку пересечения направ-

лены в противоположные стороны, а I_2 – в одном направлении. Также на проводах 3 и 4 наблюдается $|I_3| \approx |I_2|$ (см. рис. 4, б), но $\lambda_3 < \lambda_2$, поэтому мода 3 влияет на поверхностный ток больше, чем мода 2. Из рис. 4, б и д видно, что I_3 симметричен относительно точки пересечения на горизонтальном проводе, поэтому можно ожидать, что ток на этом проводе также симметричен относительно точки пересечения.

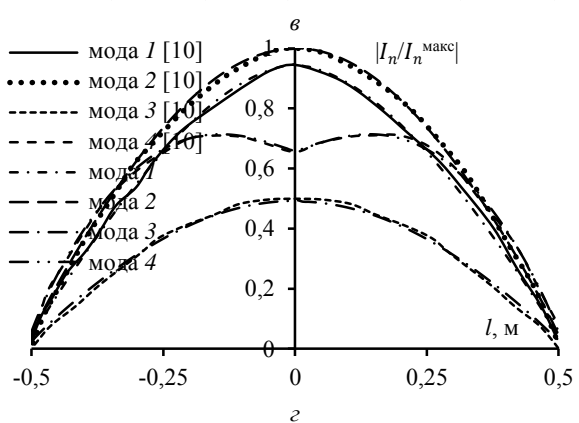
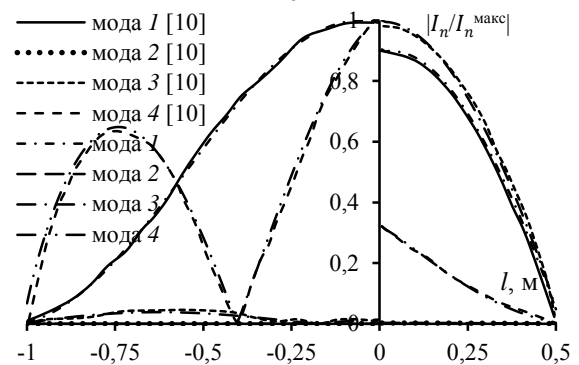
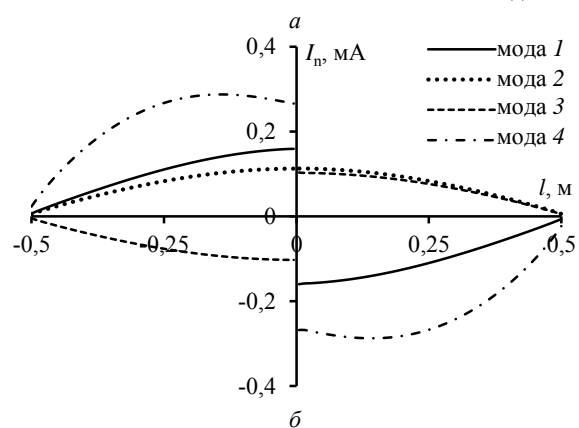
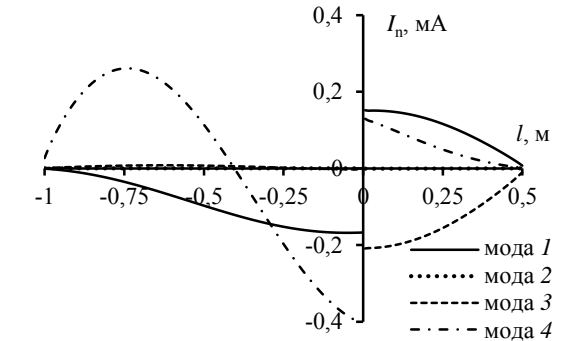


Рис. 4 (начало)

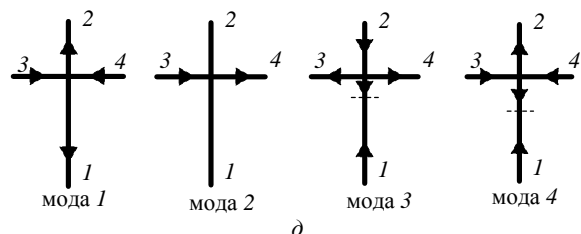


Рис. 4 (окончание). Зависимости $I_n(a, б)$ и нормированных $I_n(в, г)$ от координат вдоль $l_1, l_2(a, в)$ и $l_3, l_4(б, г)$ рассеивателя и направления I_n каждой моды (д)

Далее сравнивались результаты расчета тока по ТХМ и ММ (рис. 5). Видно, что они хорошо согласуются. Следует отметить, что на 1-м проводе ток очень мал по сравнению с другими проводами, на 2-м проводе ток больше других. Кроме того, в горизонтальных проводах (3-й и 4-й) токи симметрично текут через точку пересечения. Это доказывает, что оценка на основе графиков I_n (см. рис. 4) верна. В то же время видно, что суммарный входной и выходной токи в точке пересечения проводов равны 0 ($I_1^n - I_2^n + I_3^n - I_4^n = 0$ как для действительной, так и для мнимой частей тока, здесь I_i^n – значение тока i -го провода на его участке в области пересечения). Это согласуется с законом Кирхгофа и доказывает, что результаты ТХМ и ММ точны.

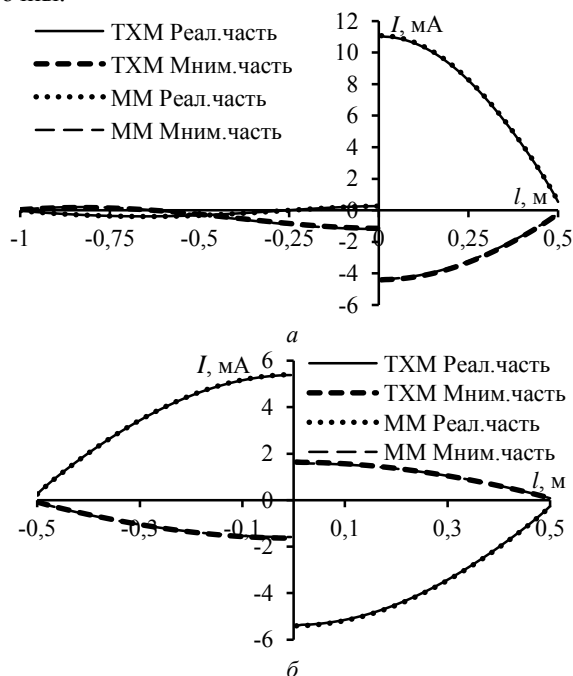


Рис. 5. Зависимости действительной и мнимой частей тока от координаты вдоль $l_1, l_2(a)$ и $l_3, l_4(б)$

Из рис. 5 видно, что результаты распределения тока по ТХМ и ММ хорошо согласуются друг с другом, а значит, и результаты для рассеянного поля, полученные с помощью этих методов, также должны хорошо согласоваться. Это показано на рис. 6, где сравниваются результаты расчета эффективной площади рассеяния (ЭПР) в $\varphi = 90^\circ$ и $\theta = 90^\circ$ плоскостях, полученные по ТХМ и ММ. Заметим, что ЭПР в $\varphi = 90^\circ$ максимальна на $\theta \approx 100^\circ$, когда падающая волна перпендикулярна плоскости, содержащей

структуру. Это можно объяснить тем, что длина 1-го провода ($l_1 = 1$ м) больше длины 2-го ($l_2 = 0,5$ м), поэтому рассеянное поле отклоняется в сторону проводов большей длины.

В целом результаты анализа характеристик крестообразного проводного рассеивателя, полученные по ТХМ и ММ, хорошо согласуются, что подтверждает правильность алгоритма и программного кода, разработанных на основе указанной теории.

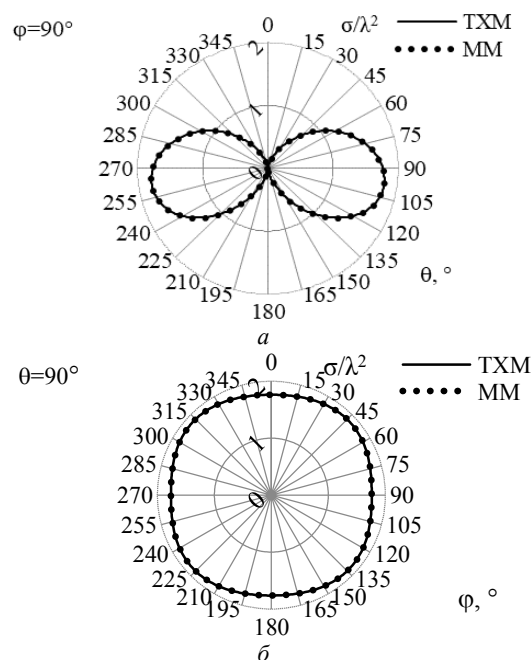


Рис. 6. ЭПР рассеивателя в разных плоскостях $\varphi = 90^\circ(a)$ и $\theta = 90^\circ(б)$

На рис. 7 приведены частотные зависимости λ_n , α_n и MZ_n с шагом 2 МГц в диапазоне 50–300 МГц, соответствующем $L/\lambda = 0,25-1,5$, когда отслеживание мод не выполняется. Из рис. 7, а видно, что в диапазоне частот 50–120 МГц ($L/\lambda = 0,25-0,6$) λ располагаются правильно в соответствии со своими модами, но в диапазоне 120–136 МГц ($L/\lambda = 0,6-0,68$) λ для мод 1 и 2 сменяют друг друга. Затем в диапазоне 136–146 МГц ($L/\lambda = 0,68-0,73$) λ для мод 1 и 2, 2 и 3, 3 и 1 сменяют друг друга. В диапазоне 146–180 МГц ($L/\lambda = 0,73-0,9$) λ моды 3 и 4 сменяют друг друга и т.д. (рис. 7, а). Видно, что в рассматриваемом диапазоне частот моды неупорядочены, что приводит к путанице в I_n , MZ_n (см. рис. 7, б) и α_n (см. рис. 7, в), поскольку они рассчитываются на основе λ и, как следствие, могут вызывать ошибки при анализе свойств структуры в диапазоне частот.

Получены результаты с отслеживанием мод с помощью указанного алгоритма и разработанного на его основе программного кода в MatLab. Эти результаты сравнены с полученными в [10] (рис. 8). Видно, что они хорошо согласуются друг с другом. Так, после отслеживания моды вернулись в свои правильные положения. Теперь можно выявить некоторые важные характеристики при анализе структуры во всем диапазоне частот. В частности, из рис. 8 а–в видно,

что структура в рассматриваемом диапазоне частот имеет резонансные частоты: $0,43L/\lambda$ (86 МГц) для моды 1; $0,7L/\lambda$ (140 МГц) для моды 2; $0,74L/\lambda$ (148 МГц) для моды 3; $1,06L/\lambda$ (212 МГц) для моды 4. Из рис. 8, б (или 8, в) видно, что при $L/\lambda = 0,41\text{--}0,45$ ($f = 82\text{--}90$ МГц) преобладает мода 1, при $L/\lambda = 0,67\text{--}0,77$ ($f = 134\text{--}154$ МГц) преобладают моды 2 и 3, при $L/\lambda = 1,03\text{--}1,11$ ($f = 206\text{--}222$ МГц) преобладает мода 4.

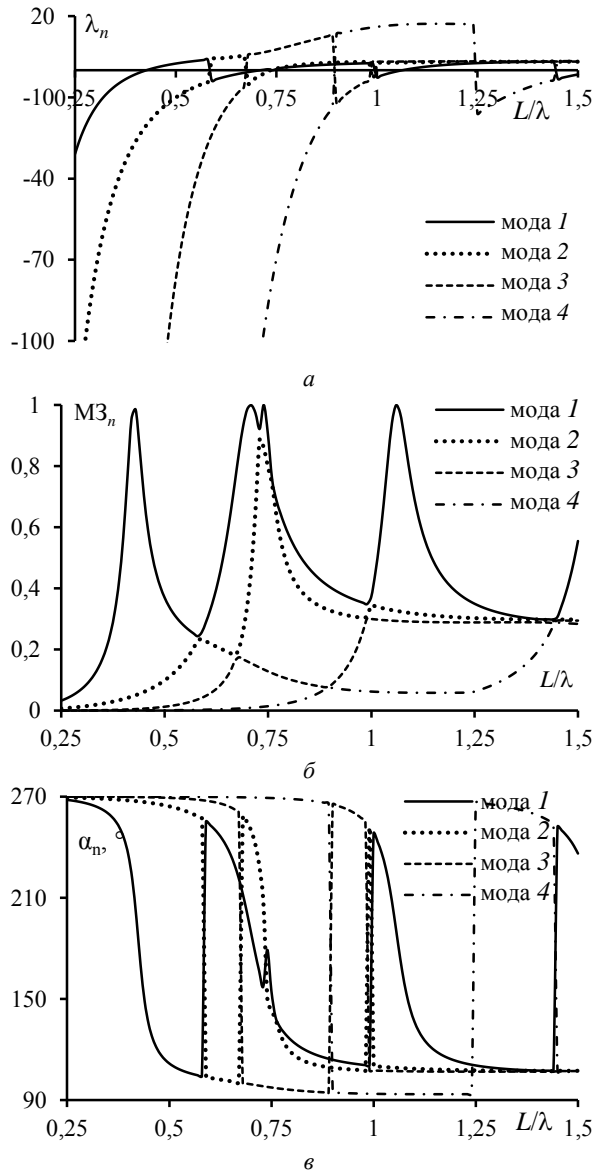


Рис. 7. Частотные зависимости λ (а), $M3$ (б) и α (в), полученные по ТХМ без отслеживания мод

Заключение

Проведен сравнительный анализ характеристик рассеяния крестообразной проводной структуры. Разработан алгоритм с помощью ТХМ на основе ММ с СБФ и алгоритма отслеживания мод в диапазоне частот с использованием коэффициента корреляции, что помогает легко моделировать различные проводные рассеиватели.

Для моделирования крестообразного проводного рассеивателя создан программный код в MatLab. Результаты вычислений сравнены с полученными

численно по ММ и в [10]. Высокое согласование результатов подтвердило точность и надежность разработанных алгоритмов и программного кода. В будущем они могут использоваться для анализа свойств более сложных разреженных рассеивателей.

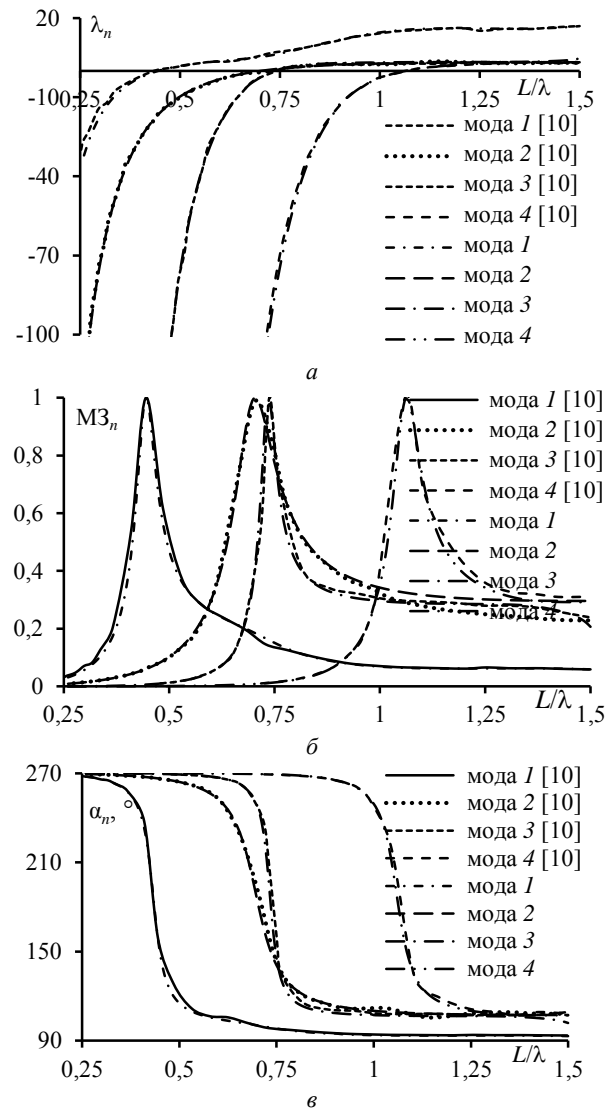


Рис. 8. Частотные зависимости λ (а), $M3$ (б) и α (в), полученные по ТХМ после отслеживания мод

Работа выполнена при финансовой поддержке Минобрнауки России по проекту FEWM-2024-0005.

Литература

1. Табаков Д.П. Применение тонкопроволочного интегрального представления электромагнитного поля к решению задачи дифракции электромагнитных волн на проводящих телах / Д.П. Табаков, С.В. Морозов, Д.С. Ключев // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. – 2022. – Т. 25, № 2. – С. 7–14.
2. Generation of sparse antennas and scatterers based on optimal current grid approximation / T.P. Dang, M.T. Nguyen, A.F.A. Hasan, T.R. Gazizov // Algorithms. – 2025. – Vol. 18. – P. 171.
3. A Review of antenna analysis using characteristic modes / B.B.Q. Elias, P.J. Soh, A.A. Al-Hadi, P. Akkaraekhtalin, G.A.E. Vandenbosch // IEEE Access. – 2021. – Vol. 9. – P. 98833–98862.

4. Garbacz R. A generalized expansion for radiated and scattered fields / R. Garbacz, R. Turpin // *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. – 1971. – Vol. 19, No. 3. – P. 348–358.
5. Harrington R. Theory of characteristic modes for conducting bodies / R. Harrington, J. Mautz // *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. – 1971. – Vol. 19, No. 5. – P. 622–628.
6. Efficient Characteristic mode analysis for monostatic RCS by bistatic approximation / C. Zhu, X. Dang, Z. He, H. Ying, C. Huo // *2021 International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology (ICMMT)*. – 2021. – P. 1–3.
7. Nishikawa Y. The relation of scattering field and characteristic mode of PEC cylinder / Y. Nishikawa, H. Arai // *2018 IEEE International Workshop on Electromagnetics: Applications and Student Innovation Competition (iWEM)*. – 2018. – P. 1.
8. Dang T.P. Notes on the Analysis of Crossed Wire Scatterers with Junction by a Fast MoM-Based Code with Step Basis Functions / T.P. Dang, A.F.A. Hasan, T.R. Gazizov // *2024 8th International Conference on Information, Control, and Communication Technologies (ICCT)*. – 2024. – P. 1–6.
9. Chao H. Radiation and scattering by configurations of bent wires with junctions / H. Chao, B. Strait, C. Taylor // *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. – 1971. – Vol. 19, No. 5. – P. 701–702.
10. Newman E. Small antenna location synthesis using characteristic modes // *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. – 1979. – Vol. 27, No. 4. – P. 530–531.
11. Harrington R. Computation of characteristic modes for conducting bodies / R. Harrington, J. Mautz // *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. – 1971. – Vol. 19, No. 5. – P. 629–639.
12. Characteristic mode analysis: application to electromagnetic radiation, scattering, and coupling problems / X. Deng, D. Zhang, Y. Chen, S. Yang // *Chinese Journal of Electronics*. – 2023. – Vol. 32, No. 4. – P. 663–677.
13. Chen X.J. An advanced eigenvector-correlation-based tracking method for characteristic modes / X.J. Chen, Y.M. Pan, G.D. Su // *IEEE Trans. Antennas Propagat.* – 2021. – Vol. 69. – P. 2751–2758.

Данг Туан Фьонг

Аспирант каф. телевидения и управления (ТУ)
Томского государственного университета
систем управления и радиоэлектроники
Ленина пр-т, 40, г. Томск, Россия, 634050
ORCID: 0009-0002-9646-6907
Тел.: +7-913-101-23-47
Эл. почта: dang.p.2213-2023@e.tusur.ru

Поступила в редакцию: 03.03.2025.

Принята к публикации: 25.04.2025.

Dang T.P.

Applying the theory of characteristic modes and the method of moments to the analysis of a crossed wire scatterer

A detailed understanding of the physical phenomena involved in an antenna or scattering structure is key to designing new structures or optimising the parameters of an existing structure. The theory of characteristic modes in combination with the method of moments with step basis functions is a powerful tool for this purpose. Therefore, in this paper a comprehensive analysis of the scattering properties of wire structures using the theory of characteristic modes using a crossed wire structure as an example is presented. An algorithm using characteristic mode theory combined with the method of moments, the algorithm for mode tracking in the frequency range using correlation

coefficient, and a code based on it have been developed as efficient computational tools for researchers. The coincidence of results from these algorithms, numerical simulation with the method of moments and the ones from previous studies, confirms the correctness of the developed algorithms and code.

Keywords: theory of characteristic modes, method of moments, wire scatterer, eigenvector, eigenvalue.

DOI: 10.21293/1818-0442-2024-28-1-14-19

References

1. Tabakov D.P., Morozov S.V., Klyuev D.S. [Application of the thin-wire integral representation of the electromagnetic field to solving the problem of diffraction of electromagnetic waves on conducting bodies]. *Physics of Wave Processes and Radio Systems*, 2022, vol. 25, no. 2, pp. 7–14 (in Russ.)
2. Dang T.P., Nguyen M.T., Hasan A.F.A., Gazizov T.R. Generation of sparse antennas and scatterers based on optimal current grid approximation. *Algorithms*, 2025, vol. 18, p. 171.
3. Elias B.B.Q., Soh P.J., Al-Hadi A.A., Akkaraekthalin P., Vandenbosch G.A.E. A Review of antenna analysis using characteristic modes. *IEEE Access*, 2021, vol. 9, pp. 98833–98862.
4. Garbacz R., Turpin R. A generalized expansion for radiated and scattered fields. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 1971, vol. 19, no. 3, pp. 348–358.
5. Harrington R., Mautz J. Theory of characteristic modes for conducting bodies. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 1971, vol. 19, no. 5, pp. 622–628.
6. Zhu C., Dang X., He Z., Ying H., Huo C. Efficient Characteristic mode analysis for monostatic RCS by bistatic approximation. *2021 International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology (ICMMT)*. Nanjing, China, 2021, pp. 1–3.
7. Nishikawa Y., Arai H. The relation of scattering field and characteristic mode of PEC cylinder. *2018 IEEE International Workshop on Electromagnetics: Applications and Student Innovation Competition (iWEM)*. Nagoya, Japan, 2018, pp. 1.
8. Dang T.P., Hasan A.F.A., Gazizov T.R. Notes on the Analysis of Crossed Wire Scatterers with Junction by a Fast MoM-Based Code with Step Basis Functions. *2024 8th International Conference on Information, Control, and Communication Technologies (ICCT)*. Vladikavkaz, Russia, 2024, pp. 1–6.
9. Chao H., Strait B., Taylor C. Radiation and scattering by configurations of bent wires with junctions. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 1971, vol. 19, no. 5, pp. 701–702.
10. Newman E. Small antenna location synthesis using characteristic modes. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 1979, vol. 27, no. 4, pp. 530–531.
11. Harrington R., Mautz J. Computation of characteristic modes for conducting bodies. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 1971, vol. 19, no. 5, pp. 629–639.
12. Deng X., Zhang D., Chen Y., Yang S. Characteristic mode analysis: application to electromagnetic radiation, scattering, and coupling problems. *Chinese Journal of Electronics*, 2023, vol. 32, no. 4, pp. 663–677.
13. Chen X.J., Pan Y.M., Su G.D. An advanced eigenvector-correlation-based tracking method for characteristic modes. *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, 2021, vol. 69, pp. 2751–2758.

Dang T.P.

Postgraduate student, Department of Television and Control,
Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics
40, Lenin pr., Tomsk, Russia, 634050
ORCID: 0009-0002-9646-6907
Phone: +7-913-101-23-47
Email: dang.p.2213-2023@e.tusur.ru

Received: 03.03.2025.

Accepted: 25.04.2025.

УДК 621.391.31

И.И. Николаев, М.Е. Комнатнов

Влияние формы поперечного сечения шины электропитания на её электрические и массогабаритные параметры

Исследуется влияние формы поперечного сечения шины электропитания (ШЭП) на её электрические и массогабаритные параметры с целью определения оптимальной формы для минимизации электромагнитных помех. Рассмотрены варианты поперечных сечений ШЭП на основе несимметричной и симметричной, а также экранированных линий передачи (ЛП). Моделировалось влияние размеров проводников и относительной диэлектрической проницаемости изолятора на погонные индуктивность (L), ёмкость (C) и волновое сопротивление (Z_0) ШЭП. Оценены уменьшение L и рост C за счёт роста отношения ширины проводников к их толщине, а также изолятора с более высокой диэлектрической проницаемостью и меньшей толщиной. Показана предпочтительность ШЭП в виде экранированной линии передачи с прямоугольным центральным проводником.

Ключевые слова: силовая шина электропитания, численное моделирование, погонные параметры.

DOI: 10.21293/1818-0442-2024-28-1-20-26

Электропитание от источника к потребителю повышенной мощности осуществляется, используя шины электропитания (ШЭП). В сравнении с кабельными системами они имеют более низкие волновое сопротивление и массу, а также высокую надёжность [1]. В основном распространена конструкция с прямоугольным поперечным сечением близко расположенных проводников [2]. Применимость таких ШЭП в силовых преобразователях представлена в [3].

Особое внимание при проектировании ШЭП уделяется погонной индуктивности (L), оказывающей существенное влияние на амплитуду напряжения помех, протекающих от источника к потребителю и наоборот [4]. Так, при высокой L ШЭП возможны: падение напряжения за счёт роста индуктивного сопротивления, дисбаланс токов, резонанс в конденсаторах и пр. [5, 6]. Поэтому при проектировании ШЭП уменьшают погонную L , используя различные методы и способы.

Применение на предварительном этапе проектирования аналитических выражений для экранированной, несимметричной и симметричной линий передачи (ЛП) [7–11] позволяет оценить погонную L и погонную ёмкость C , а также волновое сопротивление (Z_0) ШЭП. Моделированием ШЭП с использованием эквивалентных схем [12, 13] вычисляют амплитуды переходных процессов при заданной геометрической форме поперечного сечения ШЭП или известных её L и C . Расчёт электрических параметров ШЭП проводят, используя метод конечных элементов [14, 15], метод эквивалентных схем из частичных элементов [16] и пр.

Оценки влияния геометрической формы поперечного сечения проводников и изоляторов на электрические параметры ШЭП, в частности на погонную L , а также на рассеяние тепла по поверхности, остаются актуальными задачами [17]. Скругление кромок [18] и добавление торцевых апертур и изоляторов в конструкцию ШЭП оказывают существенное влияние на электрические параметры слоистых ШЭП [19]. Другим способом уменьшения L является использование коаксиальных конструкций ШЭП [20,

21], ослабляющее магнитное поле в её окружении. Малая L и высокая C в конструкции с коаксиальным поперечным сечением достигаются за счёт добавления дополнительных концентрических проводников, что повышает её эффективность.

Уменьшение массы конструкции m_k ШЭП возможно за счёт использования различных форм поперечного сечения проводников и изоляторов [22], а также их материалов [23]. Применение D-образных проводников в поперечном сечении ШЭП позволяет не только уменьшить m_k , но и увеличить рассеяние тепла на её поверхности [24].

В результате геометрическая форма поперечного сечения ШЭП оказывает существенное влияние на её погонные параметры. При этом m_k ШЭП зависит от плотности материала проводников (ρ_n) и их длины (l). Для неизменных ρ_n , l , площади проводников (S_n) и при изменении формы поперечного сечения будут изменяться потоки векторов магнитной индукции (Φ_B) и напряжённости электрического поля (Φ_E), что повлияет на взаимные индуктивные и ёмкостные связи, а соответственно, и амплитуды напряжения и тока электромагнитной помехи в ШЭП. Между тем эти вопросы исследованы недостаточно.

Цель работы – оценить влияние формы поперечного сечения ШЭП на электрические и массогабаритные параметры.

Повышение C , а соответственно уменьшение Z_0 , достижимо за счёт утоньшения и увеличения относительной диэлектрической проницаемости ϵ_r изолятора, что повлияет на m_k и надёжность ШЭП. Так, для тонких материалов с высокой (ϵ_r) выше C и электрическая прочность, но подобные материалы (керамика, полиамид, стекло) имеют высокую плотность. Повысить электрическую прочность изолятора можно за счёт применения неоднородного изолятора, например, состоящего из слоёв с разной ϵ_r , что также увеличит C . При этом для разных форм поперечного сечения будет изменяться площадь диэлектрика (S_d), что повлияет на m_k .

В результате для оптимального поперечного сечения ШЭП необходимо минимизировать Z_0 и m_k ,

значения которых определяются геометрическими и электрофизическими параметрами её проводников и изолятора, влияющими на ослабление кондуктивных помех в ШЭП.

Оптимальное поперечное сечение ШЭП может быть выбрано исходя из известных ЛП, применяемых в радиотехнических устройствах. Так, наиболее простым и известным конструкторским решением для ШЭП являются слоистые структуры в виде несимметричной (рис. 1, а), симметричной ЛП без диэлектрика по краям (рис. 1, б) и с ним (рис. 1, в) [12]. При этом конструкции ШЭП с симметричным поперечным сечением имеют гальваническое соединение между верхней и нижней пластинами, образуя единый полюс электропитания с заданной площадью S_n .

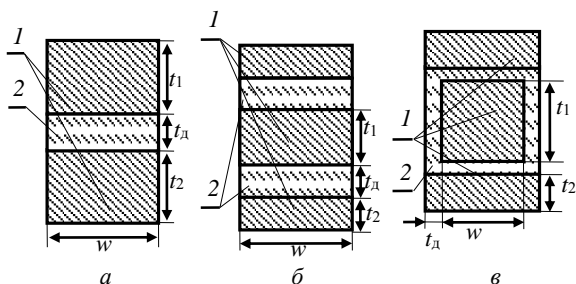


Рис. 1. Геометрические модели поперечных сечений ШЭП в виде несимметричной (а) и симметричной ЛП без диэлектрика по краям (б) и с ним (в)

Конструкции ШЭП с поперечными сечениями из рис. 1 состоят из двух идеально проводящих пластин 1, разделённых изолятором 2 с ϵ_r . Геометрическими параметрами являются ширина (w), толщины (t_1 , t_2) и длины (l) проводников, а также толщина (t_d) изолятора. Внешний контур геометрических моделей окружён диэлектрической средой в виде воздуха с $\epsilon_r = 1$.

Для оценки влияния геометрических размеров поперечных сечений на L и C созданы в программном обеспечении (ПО) TUSUR.EMC (основан на TALGAT [25]) геометрические модели ШЭП в виде несимметричной и симметричной ЛП без диэлектрика по краям и с ним. Выбрана площадь поперечного сечения (S_n) каждого проводника 50 мм^2 для токов в 200 А в соответствии с [26, 27]. Вычислены L и C при изменении отношения w/t_1 от 2 до 200 при $t_d = 2 \text{ мм}$ и $\epsilon_r = 1$ с сохранением площади поперечного сечения каждого проводника и одинаковой плотностью ρ_n (рис. 2, а, б) металла (алюминий). При вычислении потери в металле и диэлектрике не учитывались.

Из рис. 2, а, б видно, что рост w/t_1 увеличивает C и уменьшает L в 7,1–7,7 раза, что увеличивает S_d от 20 до 418 мм^2 , а соответственно и m_k .

Максимальной L (170,8 и $23,9 \text{ нГн/м}$) и минимальной C (65,1 и $463,7 \text{ пФ/м}$) обладает несимметричная ЛП, что делает нецелесообразным её применение для ШЭП.

Минимальной L (88,7 и $12,3 \text{ нГн/м}$) и максимальной C (125,4 пФ/м и $906,1 \text{ пФ/м}$) обладает ШЭП в виде симметричной ЛП с изолятором по краям. Рост w/t_1 уменьшает разницу L и C от 7,2 до 0,5% для ШЭП

в виде симметричной ЛП без диэлектрика по краям и с ним.

В результате из рассмотренных предпочтительна по критерию минимальной L симметричная ЛП с диэлектриком по краям.

Оценено влияние на L и C изменения t_d от 10 до 0,1 мм с неизменными $S_n = 50 \text{ мм}^2$ и $\epsilon_r = 1$ при $w/t_1 = 2$ (см. рис. 2, в, г).

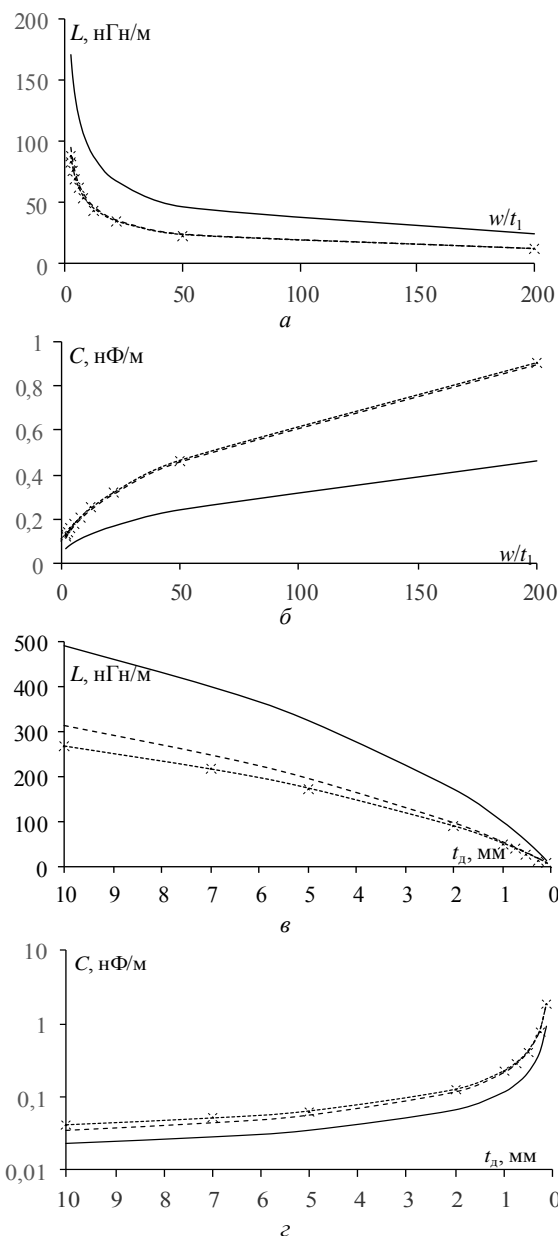


Рис. 2. Зависимости L и C от w/t_1 – а, б; от t_d – в, г; для несимметричной ЛП (—); симметричной ЛП без диэлектрика (---) по краям и с ним (-·-)

Из рис. 2, в, г видно, что при уменьшении t_d от 10 до 0,1 мм C растёт, а L уменьшается в 41, 52 и 44 раза для несимметричной и симметричной ЛП без диэлектрика по краям и с ним соответственно. При этом S_d уменьшается от 100 до 1 мм^2 ; от 200 до 2 мм^2 ; от 700 до $3,04 \text{ мм}^2$. Таким образом, наибольшее уменьшение L достигается у симметричной ЛП без диэлектрика по краям, однако S_d существенно больше (в 2 раза) по

сравнению с несимметричным поперечным сечением, что может привести к увеличению m_k конструкции ШЭП в целом.

Максимальной L (490,4 и 12,1 нГн/м) и минимальной C (22,7 и 921,9 пФ/м) обладает несимметричная ЛП, при этом S_d минимальна по сравнению с симметричной, что делает нецелесообразным её применение для ШЭП.

Минимальной L (268,7 и 6,1 нГн/м) и максимальной C (41,4 и 1,8 нФ/м) обладает симметричная ЛП с изолятором по краям. При этом разница значений погонных параметров симметричной ЛП с диэлектриком по краям и без него уменьшается от 16,6 до 0,7%, а S_d больше в 1,5 и 3,5 раза для $t_d = 0,1$ мм и $t_d = 10$ мм.

Таким образом, целесообразно использовать симметричную ЛП без диэлектрика по краям с минимальной разницей L и C (до 16,6% при $t_d = 0,1$ мм) по сравнению с симметричным поперечным сечением и диэлектриком по краям.

В результате из рассмотренных ЛП предпочтительна по критерию минимальной L симметричная ЛП без диэлектрика по краям.

Дополнительно увеличить C и уменьшить Z_b можно за счёт роста ϵ_r . При этом стоит учитывать, что большинство материалов с высокой ϵ_r обладают высокой плотностью ρ_d , что увеличит m_k конструкции ШЭП. Для оценки влияния ϵ_r на C и Z_b вычислены размеры проводников ШЭП при $t_d = 2$ мм и $\epsilon_r = 1$ для исходного $Z_b = 50$ мм. Вычислены C и Z_b с ростом ϵ_r от 1 до 10. Так, C линейно увеличилась до 7,3; 5,8 и 7,5 раза при $S_d = 21$; 16; 37,2 мм² для несимметричной, симметричной ЛП без диэлектрика по краям и с ним соответственно, при этом Z_b уменьшилась до 2,7 раза для всех ЛП.

Наибольшие рост C (66,7 и 0,5 нФ/м) и уменьшение Z_b (49,9 и 18,3 Ом) наблюдаются у симметричной ЛП с диэлектриком по краям. При этом разница для несимметричной ЛП и симметричной ЛП с диэлектриком по краям минимальна, но S_d в 1,8 раза выше для симметричной ЛП. Таким образом, целесообразно использовать несимметричную ЛП.

В итоге анализ вычисленных значений показал, что минимальной m_k обладает несимметричная ЛП, однако её L существенно (в 2 раза) выше, а C ниже во всех случаях, чем у симметричной ЛП. Также её существенным недостатком является то, что оба полюса ШЭП открыты, что снижает надёжность. Кроме того, без боковых рёбер увеличение w/t_1 для симметричной и несимметричной ЛП приведёт к прогибу вдоль конструкции. Это также существенно снижает их надёжность. От данных недостатков избавлены замкнутые формы поперечного сечения ЛП, имеющие более высокую механическую прочность за счёт замкнутого контура. Частным случаем исполнения таких ЛП является симметричное поперечное сечение ЛП без диэлектрика по краям и с ним.

Созданы геометрические модели ШЭП (рис. 3) в виде коаксиальной ЛП и экранированных ЛП с прямоугольным и круглым центральным проводником [28].

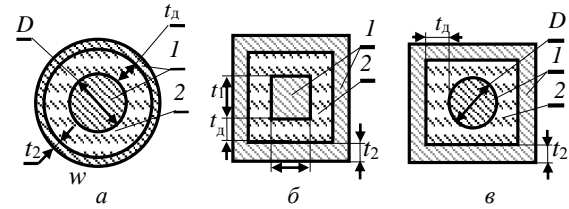


Рис. 3. Геометрические модели поперечных сечений в виде коаксиальной ЛП (а); экранированных ЛП с прямоугольным (б) и круглым (в) центральными проводниками

Вычислены погонные параметры (табл. 1) при $S_m = 50$ мм² каждого проводника. Для экранированной ЛП с прямоугольным центральным проводником (рис. 3, б) w/t_1 изменялось от 2 до 200, а для поперечных сечений из рис. 3, а, в диаметр ($D = 8$ мм) центрального проводника не изменялся.

Таблица 1
Значения погонных параметров ШЭП

Параметр	w/t_1	Значение	S_d , мм ²	Поперечное сечение
C , пФ/м	—	136,9	62,7	рис. 3, <i>a</i>
L , нГн/м	—	81,3		
C , пФ/м	2	152,6	76	рис. 3, <i>б</i>
L , нГн/м		72,9		
C , пФ/м	200	908,6	418	
L , нГн/м		12,2		
C , пФ/м	—	115,6	93,5	рис. 3, <i>в</i>
L , нГн/м	—	96,2		

Из табл. 1 видно, что максимальной L (96,2 нГн/м) и минимальной C (115,6 пФ/м) обладает экранированная ЛП с круглым центральным проводником, что делает её непригодной для ШЭП.

Минимальной L (72,9 нГн/м) и максимальной C (152,6 пФ/м) обладает экранированная ЛП с прямоугольным центральным проводником при $w/t_1 = 2$. Её отличительной особенностью является изменение w/t_1 для дополнительного уменьшения L и увеличения C до 12,2 нГн/м и 908,6 пФ/м при $w/t_1 = 200$ с ростом S_d , а соответственно и m_k в 5,5 раза. Предпочтительна по критерию минимальной m_k является коаксиальная ЛП.

Вычислены L и C при $S = 50$ мм² каждого проводника с изменением t_d от 10 до 0,1 мм (рис. 4).

Из рис. 4 видно, что при уменьшении t_d от 10 до 0,1 мм C увеличивается, а L уменьшается в 51, 44 и 20 раз для коаксиальной ЛП, экранированных ЛП с прямоугольным и круглым центральными проводниками, соответственно. При этом S_d уменьшается от 565 до 2,5 мм², от 700 до 3 мм² и от 733 до 17 мм².

Минимальной L (250,9 и 4,9 нГн/м) и максимальной C (44,3 пФ/м и 2,53 нФ/м) обладает коаксиальная ЛП. Таким образом, по критерию минимальных L и m_k лучше коаксиальная ЛП, а если необходимо уплотнение конструкции ШЭП, то экранированная ЛП с прямоугольным центральным проводником.

Вычислены C и Z_b при увеличении ϵ_r от 1 до 10. Выявлено, что с ростом ϵ_r C одинаково увеличива-

ется, а Z_b одинаково уменьшается в 10 и 3,2 раза соответственно, при этом $S_d = 31,8; 42,4; 42,6 \text{ мм}^2$ для рассматриваемых ЛП. В результате целесообразно использовать коаксиальную ЛП, так как она имеет минимальную S_d , а соответственно и m_k .

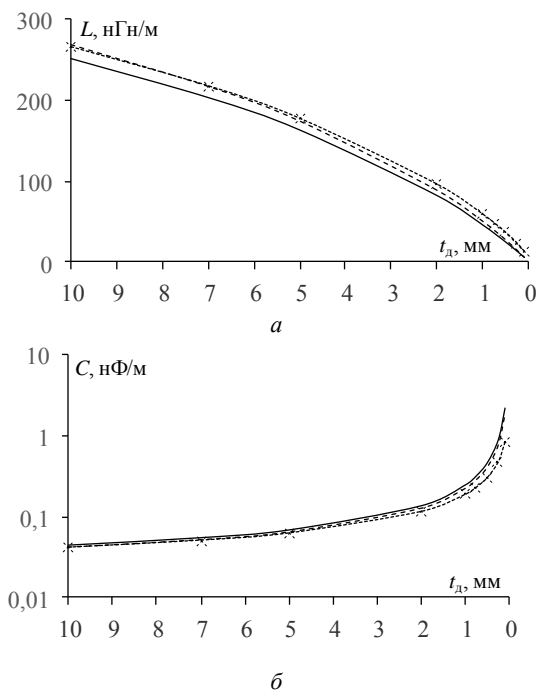


Рис. 4. Зависимости L (а) и C (б) от t_d для коаксиальной ЛП (—) и экранированных ЛП с прямоугольным (---) и круглым (-x-) центральными проводниками

Таким образом, для проектирования ШЭП предпочтительна коаксиальная ЛП, но для неё нет возможности варьирования геометрических параметров с сохранением S_n без добавления внутренней полости. Кроме того, на конструкции коаксиальной ШЭП сложно изготовить крепления и выполнить монтаж боковых проводных отводов. Таких недостатков лишена экранированная ЛП с прямоугольным центральным проводником.

Сведены в табл. 2 значения Z_b и S_d для всех исследуемых поперечных сечений ЛП. Анализ их значений показал, что минимальным Z_b обладает экранированная ЛП с прямоугольным центральным проводником при $w/t_1 = 2$, а минимальной S_d , а соответственно и m_k – несимметричная ЛП. При этом она обладает наибольшим значением $Z_b = 51,2 \text{ Ом}$, что делает нецелесообразным её применение для ШЭП по сравнению с другими поперечными сечениями. Значения Z_b и S_d коаксиальной ЛП близки к экранированной ЛП с прямоугольным центральным проводником, что делает целесообразным сравнение их погонных параметров и m_k с реальными материалами проводников и диэлектриков.

Проведено детальное сравнение коаксиальной и экранированной ЛП с прямоугольным центральным проводником. Для этого вычислены погонные L , C и m_k при изменении w/t_1 с учётом реальных материалов: в качестве диэлектрика с плотностью ρ_d выбран

стеклотекстолит ($\epsilon_r = 4$, $\rho_d = 1,8 \text{ кг/м}^3$), а проводника – алюминий ($\sigma = 37 \times 10^6 \text{ См/м}$, $\rho_m = 2,7 \text{ кг/м}^3$).

Таблица 2
Значения Z_b для всех поперечных сечений ШЭП

Поперечное сечение	w/t_1	$Z_b, \text{ Ом}$	$S_d, \text{ мм}^2$
рис. 1, а	2	51,2	20
	200	7,2	200
рис. 1, б	2	28,5	40
	200	3,7	400
рис. 1, в	2	26,6	76
	200	3,7	418
рис. 3, а	—	24,4	62,7
рис. 3, б	2	21,9	76
	200	3,7	418
рис. 3, в	—	28,9	93,5

Для экранированной ЛП с прямоугольным центральным проводником C увеличилась от 0,61 до 3,63 нФ/м, а L уменьшилась от 72,9 до 12,2 нГн/м, при этом масса конструкции m_k увеличилась в 2,5 раза (от 406,8 до 1022,4 г). Для коаксиальной ЛП L , C и m_k составили 81,3 нГн/м, 0,55 нФ/м и 382,6 г. В результате целесообразно применение ШЭП в виде прямоугольной ЛП с прямоугольным экраном, обладающих оптимальными L , C и m_k , как описано выше.

Заключение

Исследовано влияние формы поперечного сечения ЛП на электрические и массогабаритные параметры ШЭП. Методом численного моделирования в ПО TUSUR.EMC показано следующее.

Увеличение отношения ширины проводника к его толщине приводит к снижению L и росту C для всех рассмотренных конфигураций ШЭП. Наиболее значительны изменения L и C для ШЭП на основе симметричной ЛП с изолятором по краям.

Снижение толщины изолятора также способствует уменьшению L и увеличению C . При этом наименьшая L и наибольшая C наблюдаются в ШЭП на основе коаксиальной ЛП.

Использование изолятора с более высокой ϵ_r дополнительно увеличивает C и снижает Z_b , что является благоприятным фактором для ШЭП.

Вычислены погонные параметры для ШЭП в виде коаксиальной ЛП и экранированной ЛП с прямоугольным центральным проводником с реальными материалами.

Сравнение значений Z_b исследуемых конструкций показало, что для основания ШЭП наиболее предпочтительными поперечными сечениями являются коаксиальная ЛП и экранированная ЛП с прямоугольным центральным проводником. При этом коаксиальная конструкция ШЭП сложна при изготовлении за счёт крепления или пайки боковых проводных отводов к центральному проводнику и невозможности его внесения в конструкцию внешнего проводника обратных токов. Таких недостатков лишена экранированная ЛП с прямоугольным центральным проводником. При их детальном сравнении с учётом реальных материалов можно сделать вывод о целесообразности применения ШЭП в виде прямоугольной ЛП с прямоугольным экраном.

Работа выполнена в рамках проекта FEWM-2024-0005 Минобрнауки России.

Литература

1. Simulation and Experimental Study of High-Power Power Conditioning Unit / W. Lu, B. Wang, C. Zhao, H. Chen, K. Wang, T. Zhang // 2019 European Space Power Conference (ESPC). – 2019. – P. 1–4.
2. DC Link Capacitors Selection and Arrangement Procedure in High Power Inverters: A General Review / M. G. Varzaneh, W. Emar, M. Iranshahi, N. Kamali-Omidi, A.S. Panah // 2023 2nd International Engineering Conference on Electrical, Energy, and Artificial Intelligence (EICEAI). – IEEE, 2023. – P. 1–8.
3. Busbars Stray Parameters Optimization for Double Pulse Test Platform of High Voltage IGCT / Z. Kang, Y. Tang, C. Zhan, W. Wang, L. Zhu, H. Sun, S. Ji // 2024 CPSS & IEEE International Symposium on Energy Storage and Conversion (ISESC). – IEEE, 2024. – P. 190–195.
4. Dorneles A.C. Bus bar design for high-power inverters / A.C. Dorneles, J. Guo // IEEE Trans. on Power Electronics. – 2018. – Vol. 33, No. 3. – P. 235–2367.
5. Wang D. Design and Characterization of Bus Bars for 1MVA Three-level ANPC Inverters in Aerospace Applications / D. Wang, L. Zhou, S. Hemming, J. An, Y. Wang, G. Pietrini // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2025. – Vol. 40, No. 1. – P. 1135–1152.
6. Laminated busbar optimization concerning physical aspects, materials, and structural modifications / A. Venugopal, F. Robert // 2022 International Conference on Power, Energy, Control and Transmission Systems (ICPECTS). – 2022. – P. 1–5.
7. Hammerstad E. Accurate models for microstrip computer-aided design / E. Hammerstad, O. Jensen // IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest. – 1980. – P. 407–409.
8. Gupta K.C. Computer aided design of microwave circuits (Book) / K.C. Gupta, R. Garg, R. Chadha // Research sponsored by the Department of Electronics of India, 1981. – 426 p.
9. Fusco F. Microwave Circuits: Analysis and Computer-Aided Design. IL: Prentice Hall. – 1987.
10. Chen T.S. Determination of the capacitance, inductance, and characteristic impedance of rectangular lines // IRE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 1960. – Vol. 8, Iss. 5. – P. 510–519.
11. Frankel S. Characteristic impedance of parallel wires in rectangular troughs // Proceedings of the IRE. – 1942. – Vol. 30, Iss. 4. – P. 182–190.
12. Review of Modeling and Analysis of Parasitics in Power Electronic Converters / J. Wang, M. Chen, S. Yu, X. Zhang // Chinese Journal of Electrical Engineering. – 2025. – Vol. 11, No. 1. – P. 151–173.
13. Chen Z. Q. Busbar Design for High-Power SiC Converters / Z. Chen, A. Huang // Electronics. – 2024. – Vol. 13, No. 23. – P. 4758.
14. Mitsui K. Design of a laminated bus bar optimizing the surge voltage, damped oscillation, and switching loss / K. Mitsui, K. Wada // IEEE Transactions on Industry Applications. – 2021. – Vol. 57, No. 3. – P. 2737–2745.
15. George N. Rectangular busbar with circular sensing part for wideband current measurement / N. George, P. Ripka // IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement. – 2023. – Vol. 72. – P. 1–8.
16. Busbars Structural Requirements for DC Link in High Power Inverters: A Systematic Review / M.G. Varzaneh, M. Iranshahi, W. Emar, N. Kamali-Omidi, A.S. Panah // 2023 2nd International Engineering Conference on Electrical. – IEEE, 2023. – P. 1–6.
17. Белоусов А.О. Подходы к обеспечению электромагнитной совместимости радиоэлектронных средств в составе комплекса функционального поражения беспилотных летательных аппаратов мощным электромагнитным излучением // Системы управления, связи и безопасности. – 2023. – № 3. – С. 134–196.
18. Ternov S. Influence of the cross-section form of the power bus bar on its parameters / S. Ternov, A.V. Demakov, M.E. Komnatov // Moscow Workshop on Electronic and Networking Technologies (MWENT). – 14–16 March, 2018. – P. 1–4.
19. Venugopal A. Effect of Frequency, Materials and Structural Variations on Stray Parameters of Laminated Busbars / A. Venugopal, F. Robert // Journal of Electrical Engineering & Technology. – 2023. – Vol. 18, No. 2. – P. 1447–1456.
20. Ehrich M. Electrical properties and magnetic fields of a coaxial bus bar / M. Ehrich, L.O. Fichte, M. Luer // Proc. Asia-Pacific Conf. on Environmental Electromagnetics. – Shanghai, China, 7 May. – 2000. – P. 11–16.
21. Yu X. Simulation of the Short Circuit of the Insulated Tubular Busbars in High Voltage Test Room / X. Yu, D. Shang, L. Zhao, C. He, H. Li and M. Jiang // 2024 7th International Conference on Energy, Electrical and Power Engineering (CEEPE). – 2024. – P. 277–282.
22. Гаврюшов М.В., Ефремов С.В. Применение технологии силовых алюминиевых шин Bus bar на КА ОАО «ИСС» // Решетневские чтения. – 2013. – Т. 1, № 17. – С. 213–216.
23. Busbars for e-mobility: State-of-the-art review and a new joining by forming technology / R.F.V. Sampaio, M.F.R. Zwicker, J.P.M. Pragana, I.M.F. Braganca // Mechanical and industrial engineering: historical aspects and future directions. – 2021. – P. 111–141.
24. Improvement of heat dissipation characteristics of cu bus-bar in the switchboards through shape modification and surface treatment / M.J. Kim, S.H. Bak, W.C. Jung, D.J. Hur, D.S. Ko, M.S. Kong // Energies. – 2019. – Vol. 12, No. 1. – P. 146.
25. Разработка программного обеспечения для моделирования радиоэлектронных средств с учетом электромагнитной совместимости в ТУСУР / С.П. Куксенко, Т.Р. Газизов, А.А. Квасников, А.В. Демаков, А.А. Иванов, Д.В. Ключкин, А. Алхадж Хасан, А.Е. Максимов, А.В. Осинцев // Наноиндустрия. – 2023. – Т. 16, № S9–1 (119). – С. 170–178.
26. ГОСТ В 23584–79. Монтаж электрический радиоэлектронной аппаратуры и приборов. Общие технические требования. – М.: Стандартинформ, 1981. – 15 с.
27. ECSS-Q-ST-30-11C. Rev 1, Space product assurance. Derating – EEE components, Developed by ECSS Secretariat. – Noordwijk, The Netherlands, 2001. – 71 p.
28. Журавлев С.А. Распределительные системы на основе прямоугольной коаксиальной линии // Успехи современной радиоэлектроники. – 2021. – Т. 75, № 9. – С. 69–80.

Николаев Илья Игоревич

Мл. науч. сотр. науч.-исслед. лаб. фундаментальных исследований по электромагнитной совместимости (НИЛ ФИЭМС) Томского государственного ун-та систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР) Ленина пр-т, 40, г. Томск, Россия, 634050
 ORCID: 0000-0002-5710-8528
 Тел.: +7-999-619-01-12
 Эл. почта: Nikolaev.727@yandex.ru

Комнатнов Максим Евгеньевич

Канд. техн. наук, с.н.с. НИЛ ФИЭМС ТУСУРа

Ленина пр-т, 40, г. Томск, Россия, 634050

ORCID: 0000-0002-6463-2889

Тел.: +7-952-888-38-96

Эл. почта: maxmek@mail.ru

Поступила в редакцию: 31.01.2025.

Принята к публикации: 14.04.2025.

Nikolayev I.I., Komnatnov M.E.

Influence of the cross-section forms of a power bus bar on its electrical and mass-dimensional characteristics

The article investigates the influence of the cross-sectional forms of a power bus bar (PB) on its electrical and mass-dimensional parameters to determine the optimal geometry for minimizing electromagnetic interference. Asymmetric and symmetric cross-sectional configurations of PBs, as well as shielded transmission lines (TL), are analyzed. The effects of conductor dimensions and the relative permittivity of the insulator on the per-unit length inductance (L), capacitance (C), and characteristic impedance (Z_0) of the PB were modeled. The reduction in L and increase in C were evaluated as functions of higher conductor width-to-thickness ratios, as well as the use of insulators with elevated permittivity and reduced thickness. The study demonstrates the superiority of a shielded transmission line configuration with a rectangular central conductor for power PB applications.

Keywords: power bus bar, numerical modeling, per-unit length parameters.

DOI: 10.21293/1818-0442-2024-28-1-20-26

References

1. Lu W., Wang B., Zhao C., Chen H., Wang K., Zhang T. Simulation and Experimental Study of High-Power Power Conditioning Unit. *2019 European Space Power Conference (ESPC)*, 2019, pp. 1–4.
2. Varzaneh M. G., Emar W., Iranshahi M., Kamali-Omidi N., Panah A. S. DC Link Capacitors Selection and Arrangement Procedure in High Power Inverters: A General Review. *2023 2nd International Engineering Conference on Electrical, Energy, and Artificial Intelligence (EICEEAI)*, 2023, pp. 1–8.
3. Kang Z., Tang Y., Zhan C., Wang W., Zhu L., Sun H., Ji S. Busbars Stray Parameters Optimization for Double Pulse Test Platform of High Voltage IGCT. *2024 CPSS & IEEE International Symposium on Energy Storage and Conversion (ISESC)*, IEEE, 2024, pp. 190–195.
4. Dorneles A.C., Guo J. Bus bar design for high-power inverters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2018, vol. 33, no. 3, pp. 235–2367.
5. Wang D., Zhou L., Hemming S., An J., Wang Y., Pietrini G. Wang D. Design and Characterization of Bus Bars for 1MVA Three-level ANPC Inverters in Aerospace Applications. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2025, vol. 40, no. 1, pp. 1135–1152.
6. Venugopal A., Robert F. Laminated busbar optimization concerning physical aspects, materials, and structural modifications. *2022 International Conference on Power, Energy, Control and Transmission Systems (ICPECTS)*, 2022, pp. 1–5.
7. Hammerstad E., Jensen O. Accurate models for microstrip computer-aided design. *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*. 1980, pp. 407–40.
8. Gupta K.C., Garg R., Chadha R. *Computer Aided Design of Microwave Circuits*. Research sponsored by the Department of Electronics of India, 1981, 426 p.
9. Fusco F. *Microwave Circuits: Analysis and Computer-Aided Design*. Prentice Hall, 1987.
10. Chen T.S. Determination of the capacitance, inductance, and characteristic impedance of rectangular lines. *IRE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 1960, vol. 8, iss. 5, pp. 510–519.
11. Frankel S. Characteristic impedance of parallel wires in rectangular troughs. *Proceedings of the IRE*, 1942, vol. 30, iss. 4, pp. 182–190.
12. Wang J., Chen M., Yu S., Zhang X. Review of Modeling and Analysis of Parasitics in Power Electronic Converters. *Chinese Journal of Electrical Engineering. Chinese Journal of Electrical Engineering*, 2025, vol. 11, no. 1, pp. 151–173.
13. Chen Z., Huang A. Q. Busbar Design for High-Power SiC Converters. *Electronics*, 2024, vol. 13, no. 23, pp. 4758.
14. Mitsui K., Wada K. Design of a laminated bus bar optimizing the surge voltage, damped oscillation, and switching loss. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2021, vol. 57, no. 3, pp. 2737–2745.
15. George N., Ripka P. Rectangular busbar with circular sensing part for wideband current measurement. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 2023, vol. 72, pp. 1–8.
16. Varzaneh M. G., Iranshahi M., Emar W., Kamali-Omidi N., Panah A. S. Busbars Structural Requirements for DC Link in High Power Inverters: A Systematic Review. *2023 2nd International Engineering Conference on Electrical*, IEEE, 2023, pp. 1–6.
17. Belousov A.O. [Approaches to ensuring electromagnetic compatibility of radio-electronic means as part of a complex for functional damage to unmanned aerial vehicles by powerful electromagnetic radiation]. *Sistemy Upravleniya, Svyazi i Bezopasnosti [Systems of Control, Communication, and Security]*, 2023, pp. 134–196 (in Russ.).
18. Ternov S., Demakov A.V., Komnatnov M.E. Influence of the cross-section form of the power bus bar on its parameters. *Moscow Workshop on Electronic and Networking Technologies (MWENT)*. M., March 14–16, 2018, pp. 1–4.
19. Venugopal A., Robert F. Effect of frequency, materials and structural variations on stray parameters of laminated busbars. *Journal of Electrical Engineering & Technology*, 2023, vol. 18, no. 2, pp. 1447–1456.
20. Ehrich M., Fichte L.O., Luer M. Electrical properties and magnetic fields of a coaxial bus bar. *Proceedings of the Asia-Pacific Conference on Environmental Electromagnetics*, Shanghai, China, May 07, 2000, pp. 11–16.
21. Shang X. Yu, D., Zhao L., He C., Li H., Jiang M. Simulation of the Short Circuit of the Insulated Tubular Busbars in High Voltage Test Room. *2024 7th International Conference on Energy, Electrical and Power Engineering (CEEPE)*, 2024, pp. 277–282.
22. Gavryushov M.V., Efremov S.V. [Application of power aluminum bus bar technology at JSC «ISS»]. *Reshetnevskie Chteniya [Reshetnev Readings]*, 2013, vol. 1, no. 17, pp. 213–216 (in Russ.).
23. Sampaio R.F.V., Zwicker M.F.R., Pragana J.P.M., Braganca I.M.F. Busbars for e-mobility: State-of-the-art review and a new joining by forming technology. *Mechanical and Industrial Engineering: Historical Aspects and Future Directions*, 2021, pp. 111–141.
24. Kim M.J., Bak S.H., Jung W.C., Hur D.J., Ko D.S., Kong M.S. Improvement of heat dissipation characteristics of Cu bus-bar in the switchboards through shape modification and surface treatment. *Energies*, 2019, vol. 12, no. 1, pp. 146.

25. Kuksenko S.P., Gazizov T.R., Kvasnikov A.A., Demakov A.V., Ivanov A.A., Klyukin D.V., Alhadj Hasan A., Maksimov A.E., Osincev A.V. [Development of software for modeling of radio-electronic means taking into account electromagnetic compatibility in TUSUR]. *Nanoindustry*, 2023, pp. 170–178 (in Russ.).

26. GOST V 23584–79. [Electrical installation of radio-electronic equipment and devices. General technical requirements]. M.: Standartinform, 1981, 15 p. (in Russ.).

27. ECSS-Q-ST-30-11C. Rev 1. *Space Product Assurance. Derating – EEE Components*. ECSS Secretariat, Noordwijk, The Netherlands, 2001, 71 p.

28. Zhuravlev S.A., Gusev A.L., Kurbatskii A.S., Terekhin O.V. [Power dividing systems based on a rectangular coaxial line]. *Achievements of modern radioelectronics*, 2021, vol. 75, no. 9, pp. 69–80.

Ilya I. Nikolayev

Junior Researcher, Research Laboratory of Fundamental Research on Electromagnetic Compatibility (FR EMC)
Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics (TUSUR)
40, Lenin pr., Tomsk, Russia, 634050
ORCID: 0000-0002-5710-8528
Phone: +7-999-619-01-12
Email: Nikolaev.727@yandex.ru

Maxim E. Komnatnov

Candidate of Sciences in Engineering, Senior Researcher,
Research Laboratory of FR EMC TUSUR
40, Lenin pr., Tomsk, Russia, 634050
ORCID: 0000-0002-6463-2889
Phone: +7-952-888-38-96
Email: maxmek@mail.ru

Received: 31.01.2025.

Accepted: 14.04.2025.

УДК 621.3.011.72

Т.И. Третьяков

Применение метода Базенкова для вычисления временного и частотного откликов нелинейной электрической цепи на сумму гармонических воздействий

Разработан алгоритм вычисления временного и частотного откликов нелинейных электрических цепей (НЭЦ) на сумму гармонических воздействий по методу Базенкова на основе вольт-амперных характеристик НЭЦ. На основе алгоритма создан программный модуль и выполнена его валидация сравнением с результатами измерений. Показано, что погрешность вычислений временного отклика НЭЦ в программном модуле относительно результатов измерений не превышает 8%.

Ключевые слова: временной отклик, спектр, нелинейная электрическая цепь, гармоническое воздействие, метод Базенкова, вольт-амперная характеристика.

DOI: 10.21293/1818-0442-2024-28-1-27-32

Современные радиоэлектронные средства (РЭС) включают большое количество нелинейных компонентов. Электрические цепи, содержащие нелинейные компоненты, являются нелинейными электрическими цепями (НЭЦ), а их анализ сводится к вычислению временного [1, 2] и частотного [3–5] откликов с помощью различных аналитических методов: угла отсечки, тригонометрических выражений кратного аргумента, графо-аналитических и пр. [6]. В данных методах применяются различные аппроксимирующие функции, включая полиномиальные [7], полигональные [8], гиперболические [9], трансцендентные [10], динамические [11], комбинированные [12, 13] и пр. Применяя их к известной вольт-амперной характеристике (ВАХ) НЭЦ, возможно быстро вычислить временной и частотный отклики НЭЦ при небольшом числе гармонических воздействий на вход НЭЦ. Корректность результата, полученного аналитическими методами, зависит от точности аппроксимирующей функции, описывающей ВАХ НЭЦ. При этом большое число гармонических воздействий или непериодическое воздействие на вход НЭЦ значительно усложняет вычисление временного или частотного откликов [14].

Анализ НЭЦ в основном проводится, используя схемотехническое моделирование, основой которого является модифицированный метод узловых потенциалов (ММУП) [15], использующий быстрое преобразование Фурье [16]. Точность результатов моделирования при вычислении временного и частотного откликов НЭЦ зависит от корректности схемотехнических моделей, описывающих НЭЦ. Поэтому к их электрическим характеристикам предъявляются высокие требования на соответствие электрическим характеристикам реальных электронных компонентов.

Метод, описанный Н.И. Базенковым в [17], позволяет упростить аналитические вычисления и получить частотный отклик НЭЦ за счёт использования структурированного математического аппарата, основанного на формировании выборок, составляющих спектр выходного тока НЭЦ. Преимуществом данного метода является снижение вычислительных

затрат за счёт исключения не влияющих на результат выборок, составляющих частотный отклик выходного тока НЭЦ, с сохранением точности вычислений. Кроме того, данный метод не требует наличия схемотехнической модели, описывающей НЭЦ, в отличие от моделирования с использованием ММУП.

Временной и частотный отклики вычисляются на основе известной ВАХ НЭЦ, что делает данный метод более удобным при отсутствии информации об электронных компонентах, используемых в НЭЦ. Описанный метод может быть полезен при быстром вычислении временного и частотного откликов НЭЦ на заданное гармоническое воздействие, что делает актуальной его программную реализацию, позволяющую быстро проводить большое количество вычислений.

Цель работы – валидация метода Базенкова для вычисления временного и частотного откликов НЭЦ на сумму гармонических воздействий.

Математический аппарат метода

Вычисление частотного отклика выходного тока НЭЦ, согласно [17], выполняется на основе аппроксимирующей функции $f(u)$, описывающей ВАХ НЭЦ, как

$$i = f(u), \quad (1)$$

где u – общее воздействие на НЭЦ в виде суммы k гармонических воздействий с амплитудами U_j и напряжением смещения U_0 на входе НЭЦ:

$$u = U_0 + u_{\sim} = U_0 + \sum_{j=1}^k U_j \cos(\omega_j t + \varphi_j), \quad (2)$$

где ω_j и φ_j – циклическая частота и фаза j -го гармонического воздействия на входе НЭЦ, t – время.

Согласно [18, 19], (1) и (2) записываются как

$$i = f(U_0 + u_{\sim}) = e^{u_{\sim} \frac{d}{dU_0}} f(U_0) = e^{\left(\sum_{j=1}^k U_j \cos(\omega_j t + \varphi_j) \right) \frac{d}{dU_0}} f(U_0). \quad (3)$$

Степенная сумма экспоненты в (3) заменяется как

$$i = \prod_{j=1}^k e^{U_j \cos(\omega_j t + \varphi_j) \frac{d}{dU_0}} f(U_0) \quad (4)$$

и преобразуется, согласно [17], как

$$i = \left[\prod_{j=1}^k \sum_{P_j=-\infty}^{\infty} I_{P_j} \left(U_j \frac{d}{dU_0} \right) e^{jP_j(\omega_j t + \varphi_j)} \right] f(U_0), \quad (5)$$

где I_{P_j} – модифицированные функции Бесселя P_j -го порядка, которые вычисляются как

$$I_{P_j} \left(U_j \frac{d}{dU_0} \right) = \sum_{m_j=0}^{\infty} \frac{1}{m_j! (P_j + m_j)!} \left(U_j \frac{d}{dU_0} / 2 \right)^{P_j + 2m_j}. \quad (6)$$

Применяя формулу Эйлера и учитывая, что $I_{P_j} = I_{-P_j}$, (5) представляется в тригонометрическом виде как

$$i = \left[\prod_{j=1}^k I_0 \left(U_j \frac{d}{dU_0} \right) \right] f(U_0) + \sum_{P_1, P_2, \dots, P_k} \left\{ 2 \left[\prod_{j=1}^k I_{P_j} \left(U_j \frac{d}{dU_0} \right) \right] f(U_0) \times \right. \\ \left. \times \sum \cos(P_1 \alpha_1 \pm P_2 \alpha_2 \pm \dots \pm P_k \alpha_k) \right\}, \quad (7)$$

где $\alpha_j = \omega_j t + \varphi_j$.

В (7) первое слагаемое определяет постоянную составляющую спектра выходного сигнала НЭЦ, а второе – переменную. Согласно [17], каждая компонента является единичной группой, которая определяется единичной выборкой P_1, P_2, \dots, P_k .

Амплитуды токов постоянной составляющей ($I_{\text{п общ}}$) частотного отклика выходного сигнала НЭЦ из (7) вычисляются как

$$I_{\text{п общ}} = \left[\prod_{j=1}^k \sum_{m_j=0}^{\infty} \frac{1}{m_j! m_j!} \left(U_j \frac{d}{dU_0} / 2 \right)^{2m_j} \right] f(U_0). \quad (8)$$

Амплитуды единичных групп ($I_{\text{выб. общ}}$) вычисляются как

$$I_{\text{выб. общ}} = 2 \left[\prod_{j=1}^k \sum_{m_j=0}^{\infty} \left\{ \frac{1}{m_j! (P_j + m_j)!} \times \right. \right. \\ \left. \left. \times \left(U_j \frac{d}{dU_0} / 2 \right)^{P_j + 2m_j} \right\} \right] f(U_0). \quad (9)$$

Производные, порядок которых превышает порядок аппроксимирующей функции N , приравниваются к нулю, а ряды в (8) ограничиваются членами

$$2m_j = \begin{cases} N, & \text{если } N - \text{чётное число;} \\ N-1, & \text{если } N - \text{нечётное число.} \end{cases} \quad (10)$$

Аналогично в (9) ряды ограничиваются членами

$$P_j + 2m_j = \begin{cases} N, & \text{если } P_j \text{ и } N - \text{чётное или нечётное;} \\ N-1, & \text{если нечётное, } P_j \text{ или } N. \end{cases} \quad (11)$$

В результате $I_{\text{п}}$ для каждой составляющей в выборке (m_1, m_2, \dots, m_k) из (8) представляется как

$$I_{\text{п}}(m_1, m_2, \dots, m_k) = \frac{1}{\prod_{j=1}^k m_j! m_j!} \times \frac{1}{2^n} \frac{d^n f(U_0)}{dU_0^n} \prod_{j=1}^k U_j^{2m_j}, \quad (12)$$

где $n = 2 \sum_{j=1}^k m_j$.

Аналогично $I_{\text{выб}}$ для каждой составляющей в выборке $(P_1, P_2, \dots, P_k, m_1, m_2, \dots, m_k)$ из (9) представляется как

$$I_{\text{выб}}(P_1, \dots, P_k, m_1, \dots, m_k) = \frac{1}{\prod_{j=1}^k m_j! (P_j + m_j)!} \times \\ \times \frac{1}{2^{n-1}} \frac{d^n f(U_0)}{dU_0^n} \times \prod_{j=1}^k U_j^{P_j + 2m_j}, \quad (13)$$

где $n = \sum_{j=1}^k P_j + 2 \sum_{j=1}^k m_j$.

При этом амплитуда $I_{\text{выб}}$ для заданной комбинации (P_1, P_2, \dots, P_k) вычисляется как сумма всех $I_{\text{выб}}$ для комбинаций (m_1, m_2, \dots, m_k) .

В результате (7) преобразуется как

$$i = I_{\text{п общ}} f(U_0) + \sum_{P_1, P_2, \dots, P_k} \left\{ \sum_{m_1, m_2, \dots, m_k} I_{\text{выб}} f(U_0) \times \right. \\ \left. \times \sum \cos(P_1 \alpha_1 \pm P_2 \alpha_2 \pm \dots \pm P_k \alpha_k) \right\}. \quad (14)$$

Достоинством данного математического аппарата является возможность исключения выборок, не попадающих в область интереса по значениям комбинационных частот или не отвечающих условиям (10), (11).

Алгоритм вычисления временного и частотного отклика выходного тока методом Базенкова

Разработан алгоритм (рис. 1) вычисления временного и частотного откликов НЭЦ на основе метода Базенкова по известной ВАХ НЭЦ на сумму гармонических воздействий и заданном U_0 .

Согласно разработанному алгоритму, известная ВАХ для исследуемой НЭЦ аппроксимируется функцией $f(u)$, порядок которой определяет максимальное количество учитываемых комбинационных частот в частотном отклике выходного тока НЭЦ. Далее предполагается, что на вход НЭЦ поступает k гармонических воздействий с амплитудами U_j на частотах f_j с напряжением смещения U_0 .

Для вычисления амплитуды постоянной составляющей выходного тока НЭЦ необходимо сформировать все возможные выборки (m_1, m_2, \dots, m_k) , отвечающие условию (10), для последующей их подстановки в (12). Суммирование всех результатов, полученных при подстановке каждой выборки, даёт $I_{\text{п общ}}$.

Для вычисления амплитуд комбинаций гармонических составляющих в частотном отклике выходного тока НЭЦ формируются все возможные выборки (P_1, P_2, \dots, P_k) согласно условию $P_{\max} \leq N$. Для каждой выборки (P_1, P_2, \dots, P_k) формируются все возможные выборки (m_1, m_2, \dots, m_k) согласно условию (11). По (13) вычисляются амплитуды гармонических составляющих. После получения амплитуд для всех возможных комбинаций в полученных выборках вычисляются комбинационные частоты, как аргументы косинусоидальных членов в (7). Далее устанавливаются соответствия между амплитудами и частотами, полученными для соответствующих выборок.

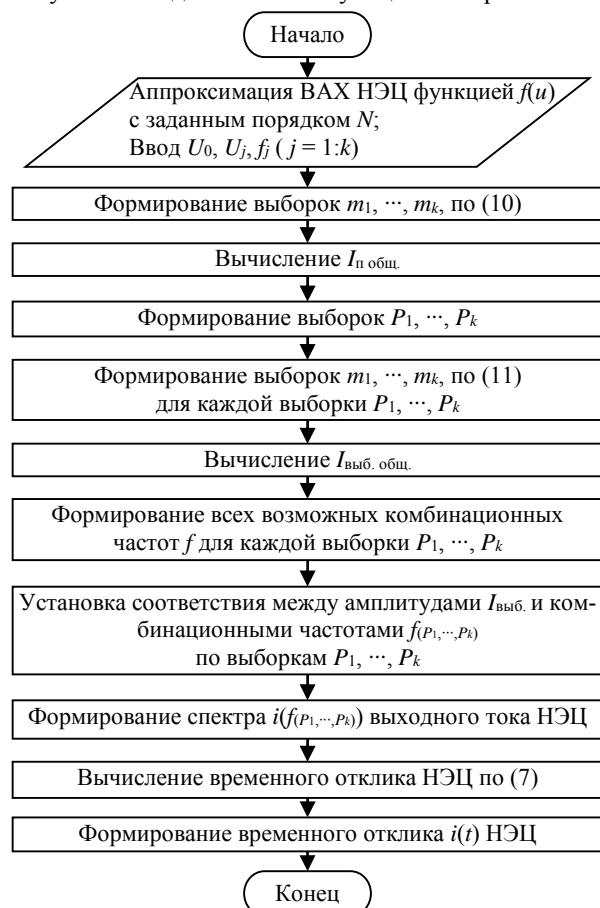


Рис. 1. Алгоритм вычисления временного и частотного откликов НЭЦ

В результате на основе полученных соответствий формируется частотный отклик выходного тока НЭЦ, а при введении временной зависимости в (7) вычисляется временной отклик выходного тока НЭЦ.

Программная реализация метода Базенкова

На основе алгоритма (см. рис. 1) в MATLAB создан программный модуль (рис. 2) для расчёта временного и частотного откликов выходного тока НЭЦ по методу Базенкова.

Данные, описывающие ВАХ НЭЦ в виде текстового файла, загружаются в модуль и аппроксимируются функцией заданного порядка. Исходная ВАХ НЭЦ и полученная аппроксимирующая функция

отображаются в окне программного модуля для визуальной оценки их совпадения.

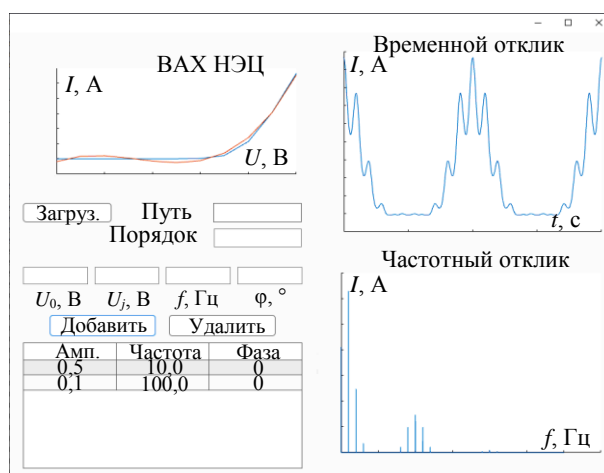


Рис. 2. Графический интерфейс программного модуля

Далее вводятся параметры гармонического воздействия на НЭЦ ($U_j, \omega_j, \phi_j, U_0$), которые отображаются в окне программного модуля.

Результаты вычислений в виде временного и частотного откликов выходного тока НЭЦ на заданное входное воздействие отображаются на диаграммах в окнах программного модуля. В результате разработанный программный модуль позволяет вычислить временной и частотный отклики НЭЦ на сумму гармонических воздействий.

Валидация программного модуля

Для измерения выходного тока НЭЦ собрана лабораторная установка (рис. 3). Временной и частотный отклики выходного тока НЭЦ измерены через напряжение на резисторе $R1$ в диапазоне частот до 5 МГц, с помощью осциллографа Rohde&Schwarz RTM3002 и анализатора спектра (AC) Rohde&Schwarz ESRP 7. Гармоническое воздействие формировалось генератором TinySA Ultra, а напряжение смещения U_0 – лабораторным блоком питания FTL8008P.



Рис. 3. Лабораторная установка для измерения выходного тока исследуемой НЭЦ

Эквивалентная электрическая схема лабораторной установки (рис. 4) содержит полупроводниковый диод $D1$ (1N4148), резистор $R1 = 100$ Ом, источник $U_0 = 0,9$ В и источник гармонического воздействия с амплитудой $U = 38$ мВ и частотой

$f = 1$ МГц ($\varphi = 0$). Конденсатор $C1 = 100$ мкФ обеспечивает гальваническую развязку между источником гармонического воздействия и исследуемой НЭЦ. Индуктивности $L1 = L2 = 100$ мкГн ограничивают переменный ток для источника U_0 .

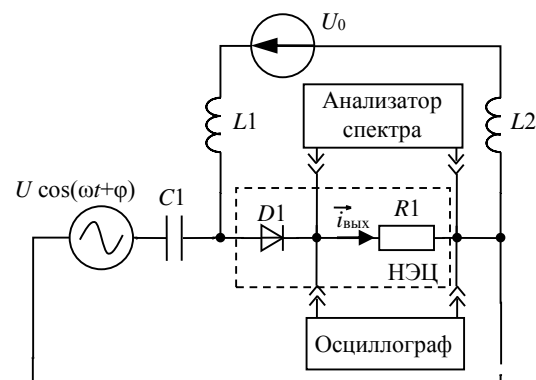


Рис. 4. Схема для измерения выходного тока НЭЦ

На рис. 5 приведена измеренная ВАХ исследуемой НЭЦ. Измеренный и вычисленный программным модулем частотные отклики выходного тока НЭЦ приведены на рис. 6.

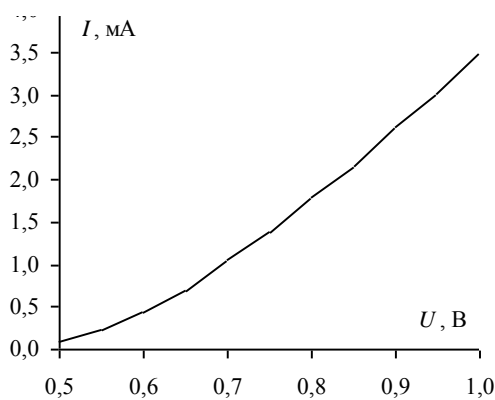


Рис. 5. Измеренная ВАХ исследуемой НЭЦ

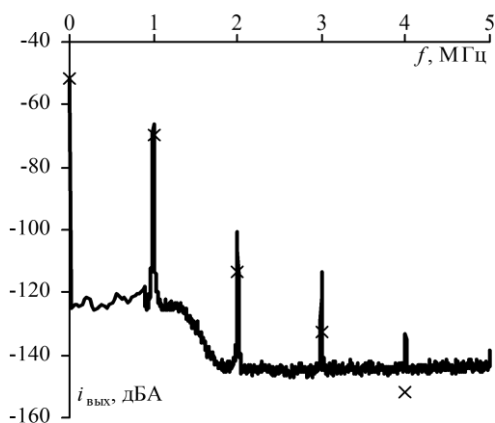


Рис. 6. Измеренный (—) и вычисленный (×) частотные отклики выходного тока НЭЦ

Из рис. 6 видно, что значение I_0 , вычисленное программным модулем, согласуется с измеренным, а разница составляет 0,2 дБА. Разности измеренных и вычисленных программным модулем амплитуд (Δ)

для составляющих частотного отклика НЭЦ сведены в таблицу.

Измеренные и вычисленные амплитуды составляющих частотного отклика выходного тока НЭЦ и их разности (дБА)

I_i	Измерение	Вычисление	Δ
I_0	-51,9	-51,7	0,2
I_1	-66,0	-69,9	3,9
I_2	-100,5	-113,5	13,0
I_3	-113,5	-132,5	18,9
I_4	-133,1	-152,1	19,0

Измеренный и вычисленный временные отклики выходного тока НЭЦ приведены на рис. 7.

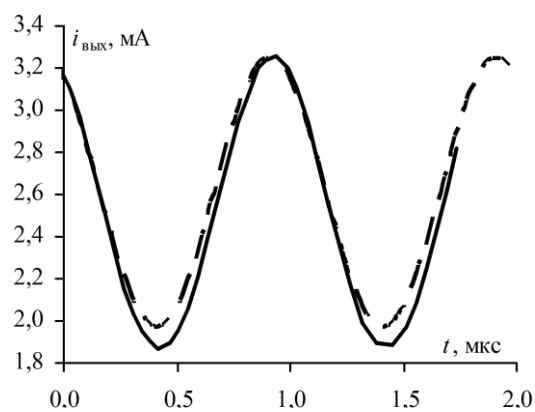


Рис. 7. Измеренный (—) и вычисленный (---) временные отклики выходного тока НЭЦ

Из рис. 7 следует, что относительная погрешность амплитуды выходного тока НЭЦ (δ), полученного программным модулем, составляет 8%. Для I_0 $\delta = 2\%$. Таким образом, измеренный и полученный программным модулем временные отклики достаточно хорошо совпадают.

Заключение

Разработан программный модуль для вычисления временного и частотного откликов НЭЦ на сумму гармонических воздействий, отличающийся использованием аналитических выражений Базенкова и позволяющий быстро получить отклики по известной ВАХ НЭЦ, близкие к результатам измерений. В качестве входных данных для программного модуля использовалась измеренная ВАХ НЭЦ. Из сравнения результатов измерений и вычислений программным модулем установлено, что в частотном отклике значение Δ увеличивается с ростом номера гармоник. Так, для I_0 значение Δ не превышает 0,2 дБА, а для I_4 — 19 дБА. При этом δ временного отклика не превышает 8%, а для I_0 — 2%. Возможными способами уменьшения погрешностей могут являться использование сложных аппроксимирующих функций и оптимизация вычислительного алгоритма.

Таким образом, применение разработанного программного модуля на основе метода Базенкова не только значительно упрощает анализ НЭЦ за счёт вычисления временного и частотного откликов только по известной ВАХ НЭЦ, но и позволяет получить результаты, близкие к измеренным. В этой связи полезно его применение при анализе временного и

частотного откликов выходного тока НЭЦ на начальных стадиях проектирования устройств с НЭЦ для обеспечения ЭМС. В перспективе в программном модуле будет реализован диапазон рабочих частот НЭЦ для исключения не входящих в него выборок, что позволит снизить вычислительные затраты.

Работа выполнена в рамках проекта FEWM-2024-0005 Минобрнауки России.

Литература

1. Kouhpayeh-Zadeh-Esfahani S. Fast Methodology for Time-Domain Analysis of Nonlinear-Loaded Transmission Line Excited by an Arbitrary Modulated Signal / S. Kouhpayeh-Zadeh-Esfahani, A. Abdipour, K. Afrooz // *IEEE Transactions on Computer-Aided Design of Integrated Circuits and Systems*. – 2020. – Vol. 39, No. 3. – P. 670–674.
2. Лазько М.А. Способ регистрации откликов объекта для повышения чувствительности сверхширокополосного нелинейного измерителя характеристик цепей / М.А. Лазько, Э.В. Семенов // *Доклады ТУСУР*. – 2013. – № 2 (28). – С. 40–45.
3. Kusano S. Correcting nonlinear distortion of wideband modulated signals using new frequency domain methods / S. Kusano, A. Stav, T. Li, J. Verspecht // *2022 98th ARFTG Microwave Measurement Conference (ARFTG)*. – Las Vegas, 2022. – P. 1–3.
4. Frequency-Domain Stability Analysis of Non-Linear Circuits driven by Random Modulated signals / G. Neveux, H.H. Kahsay, P. Medrel, D. Barataud // *2024 19th European Microwave Integrated Circuits Conference (EuMIC)*. – Paris, 2024. – P. 295–298.
5. Жиганова Е.А. Особенности использования функций Бесселя при спектральном анализе выходного сигнала нелинейного устройства // *Радиотехнические и телекоммуникационные системы*. – 2012. – № 3 (7). – С. 5–8.
6. Riaza R. Homogeneous Models of Nonlinear Circuits // *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*. – 2020. – Vol. 67, No. 6. – P. 2002–2015.
7. Martin T. Data-Driven System Analysis of Nonlinear Systems Using Polynomial Approximation / T. Martin, F. Allgöwer // *IEEE Transactions on Automatic Control*. – 2024. – Vol. 69, No. 7. – P. 4261–4274.
8. Davenport W.B. Random Signals and Noise / W.B. Davenport, W.L. Root. – New York: McGraw-Hill, 1958. – 280 p.
9. Laning J.G. Random processes in automatic control / J.G. Laning, R.H. Battin. – McGraw-Hill, 1956. – 171 p.
10. Fan X. Approximation of Transcendental Functions with Guaranteed Algorithmic QoS by Multilayer Pareto Optimization / X. Fan, S. Zhang, T. Gemmeke // *IEEE Transactions on Very Large Scale Integration (VLSI) Systems*. – 2020. – Vol. 28, No. 12. – P. 2495–2508.
11. Гулин С.П. Анализ спектра отклика нелинейности, представленной функцией динамического насыщения, при многочастотном воздействии // *Радиоэлектроника. Информатика. Управление*. – 2007. – № 2 (18). – С. 8–13.
12. A High-Precision Circuit-Simulator-Compatible Model for Constant Phase Element Using Rational Function Approximation / Y. Hou, T. Guo, M. Bance, C. Jiang // *IEEE Journal of the Electron Devices Society*. – 2023. – Vol. 11. – P. 726–733.
13. Малышев И.В. Аппроксимация статических выходных характеристик активных трехэлектродных приборов, работающих в нелинейном режиме // *Радиотехника*. – 1987. – № 8. – С. 84–85.
14. Lantsov V. A new algorithm for solving of harmonic balance equations by using the model order reduction method / *IEEE Ural Symp. on Biomed. Engin., Radioelectronics and Information Technology (USBREIT)*. – Yekaterinburg, 2020. – P. 295–297.
15. Kahale T. Memristor Modeling Using the Modified Nodal Analysis Approach / T. Kahale, D. Tannir // *IEEE Transactions on Computer-Aided Design of Integrated Circuits and Systems*. – 2022. – Vol. 41, No. 4. – P. 1191–1195.
16. Low-Complexity Adaptive Frequency-Domain Nonlinear Equalization for Analog RoF Mobile Fronthaul Using FFT/IFFT-Assisted Channel Aggregation / P. Li, W. Pan, X. Zou, L. Yan // *Journal of Lightwave Technology*. – 2022. – Vol. 40, No. 4. – P. 1072–1082.
17. Базенков Н.И. Нелинейные эффекты и электромагнитная совместимость: учеб. пособие. – Томск: Том. гос. ун-т систем управления и радиоэлектроники, 1997. – 216 с.
18. Bartlett A.S. The calculation of modulation products // *Phil. Mag.* – 1933. – Vol. 16. – P. 845–847.
19. Басик И.В. Метод определения компонент тока при воздействии на нелинейную систему суммы синусоидальных напряжений // *Сборник научных трудов ЦНИИС*. – М.: Связьиздат, 1948. – С. 66–91.

Третьяков Тимур Игоревич

Аспирант каф. телевидения и управления (ТУ)
Томского государственного ун-та
систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР)
Ленина пр-т, 40, г. Томск, Россия, 634050
Эл. почта: timur.i.tretiakov@tusur.ru

Поступила в редакцию: 31.01.2025.

Принята к публикации: 16.04.2025.

Tretyakov T.I.

Application of the Bazhenkov method to calculate the time and frequency response of a non-linear electrical circuit to the sum of harmonic actions

An algorithm has been developed to calculate the time and frequency responses of nonlinear electrical circuits (NECs) to the sum of harmonic actions by the Bazhenkov method, based on the volt-ampere characteristics of NECs. Based on the algorithm, a software module has been created and its validation has been carried out by comparison with the results of measurements. It is shown that the error of the calculation of the NEC time response in the software module with respect to the measurement results does not exceed 8%.

Keywords: time response, spectrum, nonlinear electrical circuit, harmonic influence, Bazhenkov method, I-U curve.

DOI: 10.21293/1818-0442-2024-28-1-27-32

References

1. Kouhpayeh-Zadeh-Esfahani S., Abdipour A., Afrooz K. Fast Methodology for Time-Domain Analysis of Nonlinear-Loaded Transmission Line Excited by an Arbitrary Modulated Signal. *IEEE Transactions on Computer-Aided Design of Integrated Circuits and Systems*, 2020, vol. 39, no. 3, pp. 670–674.
2. Lazko M.A., Semenov E.V. [Method of object response registration for increasing sensitivity of ultra-wideband nonlinear circuit characteristic meter] *Proceedings of TUSUR University*, 2013, no. 2 (28), pp. 40–45 (in Russ.).

3. Kusano S., Stav A., Li T., Verspecht J. Correcting nonlinear distortion of wideband modulated signals using new frequency domain methods. *2022 98th ARFTG Microwave Measurement Conference (ARFTG)*. Las Vegas, 2022, pp. 1–3.
4. Neveux G., Kahsay H.H., Medrel P., Barataud D. Frequency-Domain Stability Analysis of Non-Linear Circuits driven by Random Modulated signals. *2024 19th European Microwave Integrated Circuits Conference (EuMIC)*. Paris, 2024, pp. 295–298.
5. Zhiganova E.A. [Peculiarities of using Bessel functions in spectral analysis of the output signal of a nonlinear device]. *Radio Engineering and Telecommunication Systems*, 2012, no. 3 (7), pp. 5–8 (in Russ.).
6. Riazia R. Homogeneous Models of Nonlinear Circuits. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*. 2020, vol. 67, no. 6, pp. 2002–2015.
7. Martin T., Allgöwer F. Data-Driven System Analysis of Nonlinear Systems Using Polynomial Approximation. *IEEE Transactions on Automatic Control*. 2024, vol. 69, no. 7, pp. 4261–4274.
8. Davenport W.B., Root W.L. *Random signals and noise*. New York, McGraw-Hill Publ., 1958, 280 p.
9. Laning J.G., Battin R.H. *Random processes in automatic control*. New York, McGraw-Hill Publ., 1956, 171 p.
10. Fan X., Zhang S., Gemmeke T. Approximation of Transcendental Functions with Guaranteed Algorithmic QoS by Multilayer Pareto Optimization. *IEEE Transactions on Very Large Scale Integration (VLSI) Systems*. 2020, vol. 28, no. 12, pp. 2495–2508.
11. Gulin S.P. *Analiz spektra otklika nelineinosti, predstavlennoi funktsiei dinamicheskogo nasyshcheniya, pri mnogochastotnom vozdествii* [Analysis of the response spectrum of the nonlinearity represented by the dynamic saturation function under multi-frequency action]. *Radio Electronics. Computer Science. Control.*, 2007, no. 2 (18), pp. 8–13 (in Russ.).
12. Hou Y., Guo T., Bance M., Jiang C. A High-Precision Circuit-Simulator-Compatible Model for Constant Phase Element Using Rational Function Approximation. *IEEE Journal of the Electron Devices Society*. 2023, vol. 11, pp. 726–733.
13. Malyshev I.V. *Approksimatsiya staticheskikh vykhodnykh kharakteristik aktivnykh trekhelektroodnykh priborov, rabotayushchikh v nelineinom rezhime* [Approximation of static output characteristics of active three-electrode devices operating in nonlinear mode]. *Radioengineering*, 1987, no. 8, pp. 84–85 (in Russ.).
14. Lantsov V. [A new algorithm for solving of harmonic balance equations by using the model order reduction method]. *2020 Ural Symposium on Biomedical Engineering, Radioelectronics and Information Technology (USBEREIT)*, 2020, pp. 295–297.
15. Kahale T., Tannir D. Memristor Modeling Using the Modified Nodal Analysis Approach. *IEEE Transactions on Computer-Aided Design of Integrated Circuits and Systems*. 2022, vol. 41, no. 4, pp. 1191–1195.
16. Li P., Pan W., Zou X., Yan L. Low-Complexity Adaptive Frequency-Domain Nonlinear Equalization for Analog RoF Mobile Fronthaul Using FFT/IFFT-Assisted Channel Aggregation. *Journal of Lightwave Technology*. 2022, vol. 40, no. 4, pp. 1072–1082.
17. Bazenkov N.I. *Nelineinye efekty i elektromagnitnaya sovmestimost: uchebnoe posobie* [Nonlinear Effects and Electromagnetic Compatibility: Handbook], Tomsk, 1997, 216 p. (in Russ.).
18. Bartlett A.S. The Calculation of Modulation Products. *Philosophical Magazine*, 1933, vol. 16, pp. 845–847.
19. Basik I.V. Metod opredeleniya komponent toka pri vozdествii na nelineinuyu sistemu summy sinusoidal'nykh napryazhenii [Method for determining current components when a nonlinear system is subjected to a sum of sinusoidal voltages]. *Sbornik nauchnykh trudov CNIIS [Collection of scientific papers of the Central Research Institute of Communications]*. Moscow, Svyaz' Publ., 1948, pp. 66–91 (in Russ.).

Timur I. Tretyakov

Postgraduate student,
Department of Television and Control, Tomsk State
University of Control Systems and Radioelectronics (TUSUR)
40, Lenin pr., Tomsk, Russia, 634050
Phone: +7-999-177-84-46
Email: timur.i.tretyakov@tusur.ru

Received: 31.01.2025.

Accepted: 16.04.2025.

УДК 621.373

Ш. Лю, Ю.А. Андреев, В.П. Беличенко

О двух центрах излучения в комбинированной сверхширокополосной антенне

Приведено объяснение существования двух центров излучения комбинированной антенны в режиме ее возбуждения биполярными импульсами напряжения наносекундной длительности. Показано, что существование разнесенных в пространстве центров излучения комбинированной антенны связано, в основном, с геометрией ТЕМ-рупора, используемого в антенне в качестве излучателя электрического типа.

Ключевые слова: комбинированная антенна, сверхширокополосная антенна, фазовый центр, центр излучения.

DOI: 10.21293/1818-0442-2024-28-1-33-38

Для излучения мощных сверхширокополосных (СШП) электромагнитных импульсов используют, в основном, три типа передающих СШП-антенн: ТЕМ-антенны [1], рефлекторные антенны, возбуждаемые в том числе ТЕМ-антеннами [1, 2], и различные варианты комбинированных антенн [3]. Комбинированные антенны (КА) Буянова (г. Томск, ТГУ) изначально представляли собой компактную комбинацию излучателей электрического типа в виде электрического монополя (несимметричного электрического вибратора) и магнитного типа в виде проводящего витка с последовательно включенной емкостью. При этом возбуждение излучателей электрического и магнитного типа происходило с определенными соотношениями амплитуд и фаз протекающих в них токов [4].

Во второй половине 90-х годов прошлого века Ю. Буянов предложил идею КА, где в качестве излучателя электрического типа использовался ТЕМ-рупор [5]. Данная антенна представляет собой компактную комбинацию излучателей электрического типа (ТЕМ-рупор) и магнитного типа (один активный магнитный диполь и два пассивных). Говоря дальше о комбинированной антенне, мы будем иметь в виду именно эту конструкцию (рис. 1).

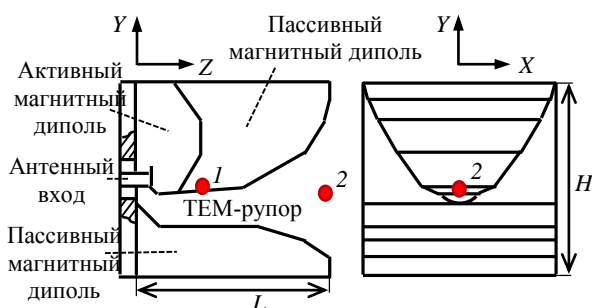


Рис. 1. Геометрия комбинированной антенны и положение: 1 – первого ЦИ, 2 – второго ЦИ

На рис. 1 также приведена система координат, центр которой совпадает с осью антенного входа ($x = 0$, $y = 0$), а $z = 0$ на задней стенке антенны. КА были оптимизированы для возбуждения биполярными импульсами напряжения. Были созданы мощные источники СШП-излучения как с одиночными КА, так и с антенными решетками на основе КА. В этих источниках использовались генераторы с биполярными

импульсами напряжения длительностью 3–0,2 нс и частотой следования импульсов до 100 Гц. Характеристики одиночной КА и мощных источников СШП-излучения с одиночной КА были подробно исследованы в [3, 6].

Подробные исследования решеток КА и мощных источников СШП-излучения с излучателем в виде решетки КА приведены в [7, 8]. Работы по созданию СШП-комбинированных антенн и мощных источников СШП-излучения, в которых они используются в качестве излучателей обобщены в [9].

В настоящее время КА Буянова и близкие к ним конструкции являются наиболее распространенными мощными СШП антеннами в мире. Исследования данных антенн проводятся в Китае [10], Иране [11], Франции [12], Южной Корее [13], США [14] и других странах.

Важной характеристикой антенны является положение ее фазового центра. В случае СШП-импульсных антенн используется термин «центр излучения» (ЦИ), который является аналогом фазового центра. Если СШП-антенна имеет локальный единственный ЦИ, то это точка, при вращении антенны относительно которой импульс, принятый в дальней зоне, окажется на поверхности сферы фиксированного радиуса. Известно, что единого фазового центра для узкополосной реальной антенны при всех возможных φ и δ (φ – азимутальный угол, а δ – угол места) не существует.

В равной мере это справедливо и в отношении ЦИ реальной СШП-антенны. В этом случае можно попытаться найти часть сферической поверхности одновременного прихода излученных СШП-импульсов в наиболее широком диапазоне углов и соответствующую ему точку – частичный ЦИ (в дальнейшем просто ЦИ). Максимальный интерес представляет нахождение ЦИ для главного лепестка ДН.

Цели данной работы: установление пространственного положения ЦИ КА с использованием нескольких методик и доказательство факта несовпадения ЦИ, отвечающих полям КА в E - и H -плоскостях.

Исследование положения центра излучения комбинированной антенны

Положение ЦИ может иметь важное значение в случае исследования ширины ДН антенны в случае,

когда исследуемая антенна является излучателем, установленным в фокусе зеркальной антенны, а также если она используется в системах позиционирования. Кроме того, положение центра излучения позволяет точно определить эффективный потенциал rE_p источника СШП-излучения, когда он определяется в безэховой камере с ограниченным расстоянием r от передающей антенны до приемной (E_p – пиковое значение напряженности электрического поля в точке приема). Эффективный потенциал источника СШП является важным параметром в мощных источниках и позволяет оценивать E_p , создаваемую источником на различных расстояниях от излучателя.

В [9] утверждается, что ЦИ комбинированной антенны расположен в ее геометрическом центре. Вероятно, данное утверждение базируется на исследовании [15], где была предпринята попытка измерить положение ЦИ комбинированной антенны в эксперименте. Приемная антенна перемещалась по дуге большого радиуса, регистрируя излученные комбинированной антенной импульсы с различных углов наблюдения. Измерения не дали однозначного значения для положения ЦИ, но было постулировано, что он находится в геометрическом центре антенны.

В [16] была предложена оригинальная методика нахождения положения ЦИ спиральных СШП-антенн. ЦИ находится для фиксированного направления, исходя из анализа зависимости $rE_p(r)$ от r . В дальней зоне амплитуда импульса убывает пропорционально $1/r$. Следовательно, границей дальней зоны поля будет такое расстояние от центра излучения r_0 , начиная с которого произведение rE_p будет постоянной величиной. Однократно измерив зависимость $E_p(r)$, можно построить различные зависимости $rE_p(r)$, отличающиеся началом отсчета r . При этом зависимости $rE_p(r)$ асимптотически приближаются к постоянному значению с увеличением r . Было показано, что под ЦИ антенны следует понимать такую внутреннюю точку на ее оси r , что, взяв ее за точку отсчета $r = 0$, получается минимальное расстояние r_0 до границы дальней зоны излучения, где $r_0 E_p \approx rE_p(r) \approx \text{const}$, для $r \geq r_0$. Другими словами, граница дальней зоны излучения отстоит на минимальном расстоянии от ЦИ.

Данная методика, наряду с очевидным достоинством, обладает рядом недостатков:

- Достаточно трудоемка и требует высокой точности поступательного перемещения антенн (приемной или передающей) строго вдоль выбранного направления.
- Накладывает строгие ограничения на приемную антенну. Так как требуется находить значения E_p в точках вдоль прямой (от ближней до дальней зоны излучения), то для измерений нужен точечный датчик поля или антенна с минимальной эффективной поверхностью (длиной). Данное требование аналогично выполнению условия постоянства телесного угла, под которым видна приемная антенна в ходе исследования. Точно выполнить данное условие возможно только в численном эксперименте.

- Позволяет найти ЦИ, если заранее известна ось, на которой он расположен, если таких данных нет, можно получить недостоверный результат.

Возможно ли применять данную методику нахождения ЦИ для комбинированных антенн? В [17] авторы применяют описанную выше методику для определения положения ЦИ комбинированных антенн и в расчете находят зависимость $E_p(r)$ вдоль выбранного направления. За выбранное направление берется направление оси симметрии антенны. Но комбинированные антенны (за редким исключением [14]) несимметричны. Такой подход может привести к ошибочным результатам, не говоря уже о сомнительном физическом смысле ЦИ антенны, найденного только для фиксированного направления. Кроме того, если на выбранной в исследовании прямой находится больше одного ЦИ, методика не позволит их различить и выдаст усредненное значение по координатам этих ЦИ.

В [18] была предложена методика нахождения ЦИ КА в режиме излучения наносекундных импульсов как в численном, так и в физическом эксперименте. ЦИ КА находились в двух перпендикулярных плоскостях: горизонтальной (H -плоскость) и вертикальной (E -плоскость). Вращение антенны в этих плоскостях относительно произвольных осей (ось параллельна оси Y для H -плоскости и оси X для E -плоскости, см. рис. 1) приводит к задержкам (опережениям) импульсов, регистрируемых приемной антенной для различных углов вращения по отношению к направлению φ , $\delta = 0^\circ$ (совпадает с направлением оси Z , см. рис. 1). Цель измерений – обнаружение осей вращения, обеспечивающих минимальные задержки (опережения) регистрации излученных импульсов для максимально широких диапазонов углов наблюдения. В численном эксперименте были определены все три координаты ЦИ в E - и H -плоскостях.

В качестве объекта исследования была выбрана КА с размерами: длина $L = 16$ см, высота $H = 15$ см и ширина $W = 15$ см (см. рис. 1). В ходе экспериментов КА возбуждалась биполярными импульсами длительностью 1 нс и пиковыми значениями напряжения $-21/20$ В. При этом излученный импульс имел три временных лепестка (рис. 2).

В качестве временной точки отсчета (точки регистрации импульса) была выбрана точка, соответствующая максимуму амплитуды поля, $-E_p$. Данный выбор был связан с тем, что второй временной лепесток меньше других подвергнут искажениям формы и выбор времени регистрации прихода импульса является однозначным (рис. 2). Для регистрации излученных импульсов использовалась приемная антенна в виде половины ТЕМ-рупора. В исследованиях регистрировалась только E_θ компонента электрического поля, где θ – зенитный угол ($\theta = 90^\circ - \delta$). Уровень кросс-поляризованного излучения (E_φ) незначителен и не рассматривался в работе. Расчеты проводились с использованием кода, разработанного в ИПЭ РАН (г. Москва) и основанного на методе FDTD. В расчетах модельную антенну возбуждали биполярным

импульсом напряжения, соответствующим по форме экспериментальному.

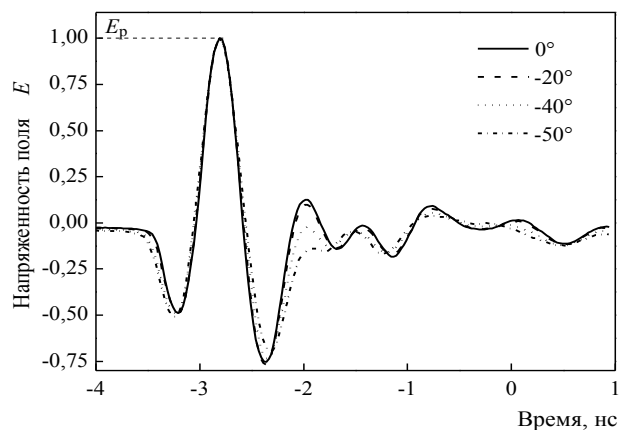


Рис. 2. Нормированные осциллограммы излученных КА в H -плоскости импульсов для различных азимутальных углов

На рис. 3, *а* представлены экспериментальные и расчетные задержки Δt регистрации излученного КА импульса в H -плоскости.

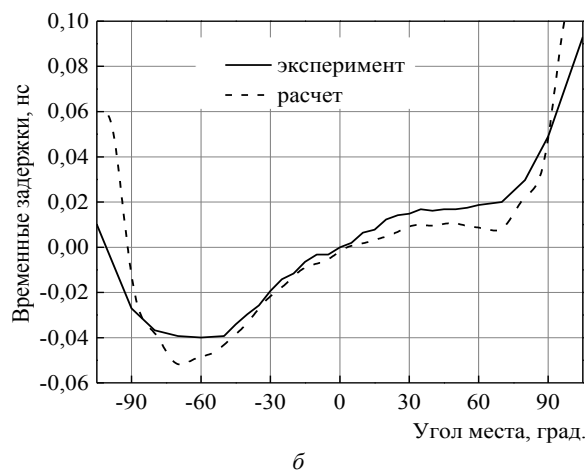
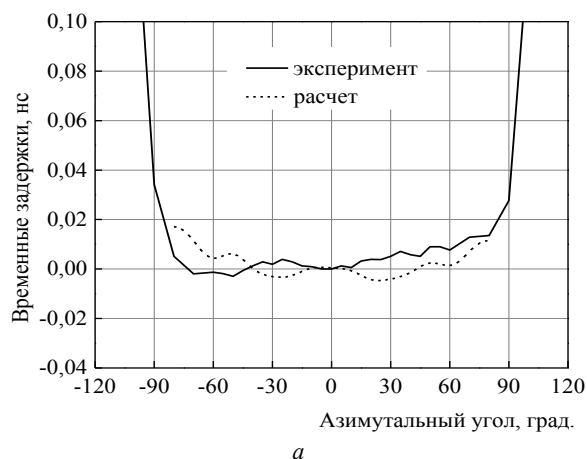


Рис. 3. Временные задержки регистрации излученных КА импульсов: *а* – в H -плоскости; *б* – в E -плоскости

Ось вращения в эксперименте соответствовала координате $x = 0$ см (была выбрана из соображений зеркальной симметрии КА), значение $z = 6$ см.

Y -координата ЦИ в H -плоскости определялась в численном эксперименте и получилась равной $-0,5$ см.

На рис. 3, *б* представлены экспериментальные и расчетные задержки Δt регистрации излученного КА импульса в E -плоскости. Ось вращения в эксперименте соответствовала координате $y = 0$ см (была выбрана произвольно, как половина высоты КА), значение $z = 16$ см. Уточненное значение y -координаты ЦИ для E -плоскости, полученное расчетным путем и подтвержденное экспериментально, составило -1 см. Из приведенных графиков следует наличие двух разделенных в пространстве ЦИ КА для H -плоскости и E -плоскости (на рис. 1 показаны точками).

Аналогичные результаты (расчетные) для КА с размерами $L = 45$ см, высота $H = 45$ см и $W = 47,6$ см были получены в [19]. Однако оставался открытым вопрос – в чем причина существования двух ЦИ для КА.

Два центра излучения КА

Можно предположить, что два ЦИ появляются в КА из-за разделения в пространстве излучателей электрического и магнитного типа. Здесь можно найти аналогию с турникетной антенной и предположить, что излучение в направлении $\varphi, \delta = 0^\circ$ эллиптически поляризовано. Однако КА является аналогом скрещенных магнитного и электрического диполей, а не двух электрических диполей, как в турникетной антенне. К тому же в [20] показано, что излучение КА в направлении $\varphi, \delta = 0^\circ$ вертикально поляризовано.

Укажем еще на то обстоятельство, что в рупорных антеннах с углом раскрытия больше 10° также наблюдается [21] пространственное разделение фазовых центров (аналогично наблюдаемому в КА разделению ЦИ). При этом в конструкциях подобных антенн отсутствуют аналоги пространственно разнесенных электрического и магнитного диполей. Для объяснения пространственного разделения ЦИ КА были проведены численные эксперименты в среде CST Studio Suite. Модель КА, использовавшаяся в расчетах, имела размеры, равные размерам реальной антенны. На вход модели КА подавался биполярный импульс напряжения длительностью 1 нс.

На рис. 4 представлена структура поля E в коаксиальном фидере, в объеме антенны и вблизи КА. Структура поля рассматривается в плоскости XZ (H -плоскости), координата $y = 0$. Рисунок 4 примерно соответствует моменту времени, когда первый временной лепесток (см. рис. 2) уже излучился, а второй еще находится в области апертуры КА. Хорошо видно дугу окружности (отсутствие поля), соответствующую области перехода через ноль между первым и вторым временными лепестками. Центр данной окружности лежит за серединой КА ближе к ее задней стенке. Это объясняется тем, что ТЕМ-рупор не имеет боковых стенок и излучение свободно распространяется в H -плоскости от вершины рупора в широком диапазоне углов.

Однако влияние магнитного диполя, вероятно, также имеет место. Возможно, с этим связано то, что ЦИ в H -плоскости не находится вблизи вершины

(апекса) ТЕМ-рупора, а сдвинут вверх к магнитному диполю (см. рис. 1, ЦИ номер 1).

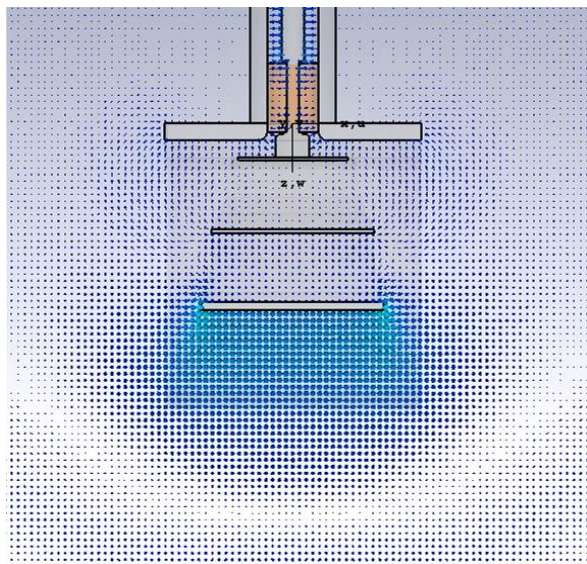


Рис. 4. Структура импульсного поля E , излучаемого КА в H -плоскости

Аналогичные расчеты были выполнены в E -плоскости для того же момента времени (рис. 5).

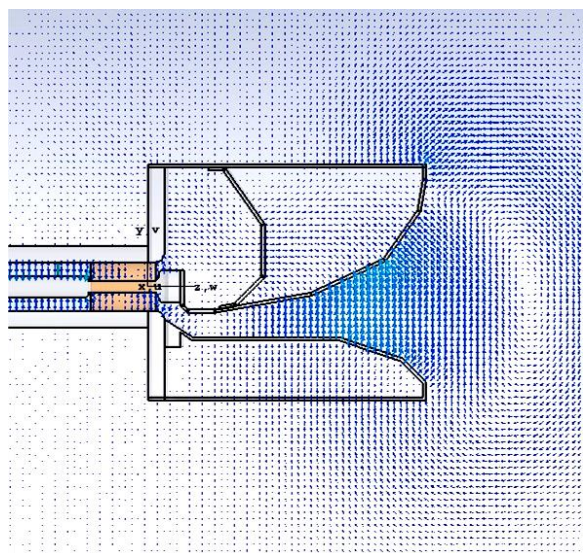


Рис. 5. Структура импульсного поля E , излучаемого КА в E -плоскости

Хорошо видно, что из-за несимметрии ТЕМ-рупора поле быстрее достигает нижней части рупора. Это совпадает с результатами, представленными на рис. 4, где видно, что импульс, излученный в направлении отрицательных δ , регистрируется с опережением. Кроме того, из рис. 5 видно, что радиус кривизны поля на выходе апертуры КА существенно меньше аналогичного для H -плоскости. Импульсное поле достигает апертуры КА и дальше уже локальная область вблизи апертуры (см. рис. 1, ЦИ номер 2) с координатой по $x = 0$, $y = -1$, $z = 16$ см является источником сферической волны, которую мы наблюдаем (см. рис. 5). Здесь проявляется принцип Гюйгенса–Френеля.

Заключение

В данной работе представлена методика определения положения ЦИ сверхширокополосных антенн в режиме излучения импульсов наносекундной длительности. Показаны преимущества методики нахождения ЦИ КА посредством определения задержек регистрации излученных СШП-импульсов на дугах окружностей в E - и H -плоскости. Предложенный метод актуален для измерения положения ЦИ СШП-антенн в ограниченной области пространства (безэховой камере). Объяснено разделение ЦИ КА в пространстве для E - и H -плоскостей.

Литература

1. Ultra-Wideband Source and Antenna Research / W.D. Prather, C.E. Baum, J.M. Lehr, J.P. O'Loughlin, S. Tyo, J.S. Schoenberg, R.J. Torres, T.C. Tran, D.W. Scholfield, J. Gaudet, and J.W. Burger // IEEE Transactions on Plasma Science. – 2000. – Vol. 28, No. 5. – P. 117–130.
2. Integrated-Antenna-Source of Directive Peak Electric-Field Patterns for High-Power Ultrawideband Parabolic Reflector System / J. Ryu, K. Kim, T.H. Lim, H.O. Kwon, J.H. Kuk, J.S. Choi, S.H. Baek, J.W. Yu // IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters. – 2019. – Vol. 18, no. 4. – P. 727–731.
3. Комбинированная антенна с расширенной полосой пропускания / Ю.А. Андреев, Ю.И. Буянов, В.И. Кошелев // Радиотехника и электроника. – 2005. – Т. 50, № 5. – С. 585–594.
4. Элемент сканирующей антенной решетки для излучения мощных электромагнитных импульсов / Ю.А. Андреев, Ю.И. Буянов, В.И. Кошелев, К.Н. Сухущин // Радиотехника и электроника. – 1999. – Т. 44, № 5. – С. 531–537.
5. Ultrawideband radiation of high-power pulses / V.I. Koshelev, Yu.I. Buyanov, Yu.A. Andreev, V.V. Plisko, and K.N. Sukhushin // Proc. IEEE Pulsed Power Plasma Sci. Conf. – 2001. – Vol. 2. – P. 1661–1664.
6. High-power ultrawideband radiation source / Yu.A. Andreev, V.P. Gubanov, A.M. Efremov et al. // Laser and particle beams. – 2003. – Vol. 21. – P. 211–217.
7. Кошелев В.И. Структура решеток сверхширокополосных комбинированных антенн / В.И. Кошелев, В.В. Плиско // Радиотехника и электроника. – 2017. – Т. 62, № 6. – С. 541–545.
8. Источник мощных импульсов сверхширокополосного излучения с 9-элементной решеткой комбинированных антенн / В.П. Губанов, А.М. Ефремов, В.И. Кошелев, Б.М. Ковальчук, В.В. Плиско, В.В. Ростов, А.С. Степченко // Приборы и техника эксперимента. – 2017. – № 2. – С. 61–67.
9. Беличенко В.П. Сверхширокополосные импульсные радиосистемы / В.П. Беличенко, Ю.И. Буянов, В.И. Кошелев. – Новосибирск: Наука, 2015. – 588 с.
10. Design and optimization of high-power UWB combined antenna based on Klopfenstein impedance taper / Shao-fei Wang and Yan-zhao Xie // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 2017. – Vol. 65, No. 12. – P. 6960–6967.
11. Design and Fabrication of a Novel Ultrawideband Combined Antenna / Mehrdadian Ali and Keyvan Forooghi // IEEE Antennas and wireless propagation letters. – 2014. – Vol. 13. – P. 95–98.
12. Optoelectronic generation of transient waveforms for UWB radars with rejected frequencies / J. Hyvernaud, G. Reineix, R. Negrier, J. Andrieu, M. Lalande and V. Couderc // International Journal of Microwave and Wireless Technologies. – 2020. – No. 12. – P. 543–550.
13. A Directive Subminiature Antenna for High-Power Ultrawideband Pulse Radiation / J.S. Kim, Y.-J. Yoon,

H.-O. Kwon, J. Ryu, J.S. Choi // *IEEE Antennas and wireless propagation letters*. – 2014. – Vol. 13. – P. 1565–1568.

14. TEM horn inspired wideband antennas for diverse applications / M.A. Elmansouri, D.S. Filipovic // 2019 IEEE-APS Topical conference on Antennas and Propagation in wireless communications (APWC), 2019. – P. 016–019.

15. Сверхширокополосное зондирование объектов за радиопрозрачными препятствиями / Е.В. Балзовский, В.И. Кошелев, С.Э. Шипилов // *Изв. вузов. Физика*. – 2010. – Т. 53, № 9-2. – С. 83–87.

16. A source of high-power pulses of elliptically polarized ultrawideband radiation / Yu.A. Andreev, A.M. Efremov, V.I. Koshelev, B.M. Kovalchuk, A.A. Petkun, K.N. Sukhushin, M.Yu. Zorkaltseva // *Review of Scientific Instruments*. – 2014. – Vol. 85. – P. 104703 (8).

17. Численное моделирование сверхширокополосных комбинированных антенн / М.Ю. Зоркальцева, В.И. Кошелев, А.А. Петкун // *Изв. вузов. Физика*. – 2017. – Т. 60, № 8. – С. 26–30.

18. Method for radiation center position measurements of a combined antenna in the pulsed mode / Yu.A. Andreev, V.N. Kornienko, S. Liu // *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. – 2018. – Vol. 66, no. 8. – P. 4269–4276.

19. Фазовый центр и центр излучения комбинированных антенн, возбуждаемых биполярными импульсами / В.И. Кошелев, В.В. Плиско // *Радиотехника и электроника*. – 2021. – Т. 66, № 12. – С. 1172–1177.

20. Сравнение эффективных потенциалов сверхширокополосных комбинированных и спиральных антенн / Ю.А. Андреев, С.С. Смирнов, К.В. Завьялова, Я. Се, Я. Цю // *Изв. вузов. Физика*. – 2020. – Т. 63, № 2. – С. 61–67.

21. Balanis A.C. *Antenna Theory: Analysis and Design*. – 4th ed. Hoboken, NJ, USA: Wiley, 2016. – 1104 p.

Liu S., Andreev Yu.A., Belichenko V.P.

On two radiation centers in a combined ultra-wideband antenna

An explanation is given for the existence of two radiation centers of a combined antenna in the mode of its excitation by bipolar voltage pulses of nanosecond duration. It is shown that the existence of spatially separated radiation centers in the combined antenna is primarily related to the geometry of the TEM horn used in the antenna as an electric-type radiator.

Keywords: combined antenna, ultra-wideband antenna, phase center, radiation center.

DOI: 10.21293/1818-0442-2024-28-1-33-38

References

1. Prather W.D., Baum C.E., Lehr, J. M., O'Loughlin J.P., Tyo S., Schoenberg J.S., Torres R.J., Tran T.C., Scholfield D.W., Gaudet J., Burger J.W. *Ultra-Wideband Source and Antenna Research // IEEE Transactions on Plasma Science*, 2000, vol. 28, no. 5, pp. 117–130.

2. Ryu J., Kim K., Lim T.H., Kwon H.O., Kuk J.H., Choi J.S., Baek S.H., Yu J.W. Integrated-Antenna-Source of Directive Peak Electric-Field Patterns for High-Power Ultrawideband Parabolic Reflector System. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 2019, vol. 18, no. 4, pp. 727–731.

3. Andreev Y.A., Buyanov Y.I., and Koshelev V.I. A combined antenna with extended bandwidth. *Journal of Communications Technology and Electronics*, 2005, vol. 50, no. 5, pp. 535–543.

4. Andreev Y.A., Buyanov Y.I., Koshelev V.I., Shukhushin K.N. An element of the scanning antenna array for the emission of powerful electromagnetic pulses. *Journal of Communications Technology and Electronics*, 1999, vol. 44, pp. 492–498.

5. Koshelev V.I., Buyanov Yu.I., Andreev Yu.A., Plisko V.V., Sukhushin K.N. Ultrawideband radiation of high-power pulses. *Proceedings of the IEEE Pulsed Power Plasma Scientific Conference*, 2001, vol. 2, pp. 1661–1664.

6. Andreev Yu.A., Gubanov V.P., Efremov A.M. et al. High-power ultrawideband radiation source. *Laser and Particle Beams*, 2003, vol. 21, pp. 211–217.

7. Koshelev V.I., Plisko V.V. Structure of arrays of ultrawideband combined antennas. *Journal of Communications Technology and Electronics*, 2021, vol. 62, no. 6, pp. 565–568.

8. Gubanov V.P., Efremov A.M., Koshelev V.I., Kovalchuk B.M., Plisko V.V., Rostov V.V., Stepchenko A.S. A source of high-power pulses of ultrawideband radiation with a nine-element array of combined antennas. *Instruments and Experimental Techniques*, 2017, vol. 60, no. 2, pp. 213–218.

9. Koshelev V.I., Buyanov Y.I., and Belichenko V.P. *Ultrawideband Short-Pulse Radio Systems*. Norwood, MA, USA: Artech House, 2017, 432 p.

10. Wang Shao-fei and Xie Yan-zhao. Design and optimization of high-power UWB combined antenna based on Klopfenstein impedance taper. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2017, vol. 65, no. 12, pp. 6960–6967.

11. Mehrdadian Ali and Keyvan Forooghi. Design and Fabrication of a Novel Ultrawideband Combined Antenna. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 2014, vol. 13, pp. 95–98.

12. Hyvernaud J., Reineix G., Negrier R., Andrieu J., Lande M. and Couderc V. Optoelectronic generation of transient waveforms for UWB radars with rejected frequencies. *International Journal of Microwave and Wireless Technologies*, 2020, no. 12, pp. 543–550.

13. Kim J.S., Young-Joong Y., Hae-Ok K., J. Ryu, J. Soo Choi. A Directive Subminiature Antenna for High-Power Ultrawideband Pulse Radiation. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 2014, vol. 13, pp. 1565–1568.

Лю Шууха

Аспирант каф. РСС Томского государственного ун-та систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР)
Ленина пр-т, 40, г. Томск, Россия, 634050
Тел.: +86-158-40-21-78-55
Эл. почта: yili0000@163.com

Андреев Юрий Анатольевич

Канд. ф.-м. наук, доцент каф. физики (КФ) ТУСУР
Ленина пр-т, 40, г. Томск, Россия, 634050
ORCID: 0000-0003-0993-9906
Тел.: +7 (382-2) 49-19-00
Эл. почта: lhfehcei@yandex.ru

Беличенко Виктор Петрович

Д-р ф.-м.н., доцент, проф. каф. радиофизики
Национального исследовательского
Томского государственного ун-та (НИ ТГУ)
Ленина пр-т, 36, г. Томск, Россия, 634050
ORCID: 0009-0002-3181-7446
Тел.: +7 (382-2) 413-463
Эл. почта: bvp@mail.tsu.ru

Поступила в редакцию: 20.03.2025.

Принята к публикации: 14.04.2025.

14. Elmansouri Mohamed A., Filipovic Dejan S. TEM horn inspired wideband antennas for diverse applications. *2019 IEEE-APS Topical Conference on Antennas and Propagation in Wireless Communications (APWC)*, 2019, pp. 016–019.

15. Balzovsky E.V., Koshelev V.I., Shipilov S.E. [An element of a scanning antenna array for the emission of powerful electromagnetic impulsshhigh-wideband sensing of objects behind radio-transparent obstacles]. *Russian Physics Journal*, 2010. vol. 53, no. 9-2, pp. 83– 87 (in Russ.).

16. Andreev Yu.A., Efremov A.M., Koshelev V.I., Kovalchuk B.M., Petkun A.A., Sukhushin K.N., Zorkaltseva M.Yu. A source of high-power pulses of elliptically polarized ultrawideband radiation. *Review of Scientific Instruments*, 2014, vol.85, pp. 104703 (8).

17. Zorkal'tseva M.Y., Koshelev V.I., Petkun A.A. Numerical modeling of ultra wideband combined antennas. *Russian Physics Journal*, 2017, vol. 60, no. 8, pp. 1291–1297.

18. Andreev Yu.A., Kornienko V.N., Liu S. Method for radiation center position measurements of a combined antenna in the pulsed mode. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2018, vol. 66, no. 8, pp. 4269–4276.

19. Koshelev V.I., Plisko V.V. The phase center and center of radiation of combined antennas excited by bipolar pulses. *Journal of Communications Technology and Electronics*, 2021, vol. 66, no. 12, pp. 1330–1335.

20. Andreev Y.A., Smirnov S.S., Zavyalova K.V., Xie Y., Qiu Y. Comparison of the effective potentials of ultrawideband combined and helical antennas. *Russian Physics Journal*, 2020, vol. 63, no 2, pp. 250–257.

21. Balanis A.C. *Antenna Theory: Analysis and Design*. 4th ed. Hoboken, NJ, USA: Wiley, 2016, 1104 p.

Shuhua Liu

Postgraduate student, Department of Radioelectronics and Communication Systems, Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics (TUSUR) 40, Lenin pr., Tomsk, Russia, 634050

Phone: +86-158-40-21-78-55

Email: yili0000@163.com

Yury A. Andreev

Candidate of Sciences in Physics and Mathematics, Associate Professor, Department of Physics TUSUR 40, Lenin pr., Tomsk, Russia, 634050

ORCID: 0000-0003-0993-9906

Phone: +7 (382-2) 49-19-00

Email: lhfehcei@yandex.ru

Viktor P. Belichenko

Doctor of Science in Physics and Mathematics, Professor, Department of Radiophysics, National Research Tomsk State University (TSU) 36, Lenin pr., Tomsk, Russia, 63405

ORCID: 0009-0002-3181-7446

Phone: +7 (382-2) 41-34-63

Email: bvp@mail.tsu.ru

Received: 20.03.2025.

Accepted: 14.04.2025.

УДК 621.315.61

Я.А. Петененко, Е.И. Тренкаль

Измерение диэлектрической проницаемости на основе микрополосковой линии: сравнение двух способов реализации

Проведен анализ двух способов реализации измерения диэлектрической проницаемости на основе микрополосковой линии, когда измеряемый диэлектрик: 1) располагается над сигнальным проводником (ОМПЛ); 2) между неметаллизированным основанием (подложкой) и заземленной металлизированной поверхностью (ПМПЛ). На основе моделирования и экспериментального исследования выполнено сравнение обоих способов с оценкой их применимости для материалов различной толщины и диапазона диэлектрических проницаемостей. Для рассматриваемого диапазона материалов с малыми потерями и диэлектрической проницаемостью от 2 до 100 определено, что ОМПЛ применима для измерения диэлектрической проницаемости материалов с толщиной свыше 5 мм, в то время как ПМПЛ ввиду геометрических особенностей больше подходит для материалов с толщиной 1 мм и менее.

Ключевые слова: эффективная диэлектрическая проницаемость, микрополосковая линия передачи, дифференциально-фазовый метод, векторный анализатор цепей.

DOI: 10.21293/1818-0442-2024-28-1-39-45

Сегодня одной из актуальных задач является совершенствование методов определения диэлектрической проницаемости материалов. Этот процесс сопровождается повышением точности измерения, расширением частотного диапазона, повышением удобства применения измерительных установок, адаптацией известных решений для применения в условиях ограничений с точки зрения геометрии или свойств измеряемого объекта.

Значительную часть современной разрабатываемой техники занимают высокочастотные устройства. Разработка СВЧ-узлов требует точного знания диэлектрической проницаемости во всем используемом частотном диапазоне. Известно множество методов определения параметров материалов в СВЧ-диапазоне [1–3]. Часть из них позволяет определить дискретные значения на фиксированной частоте, другие – во всем рассматриваемом диапазоне.

Среди последних особой популярностью пользуется дифференциально-фазовый метод (ДФМ) [4–7]. Расчет диэлектрической проницаемости в методе основывается на использовании фазовых характеристик, которые могут быть получены из S-параметров, измеренных с помощью векторного анализатора цепей (ВАЦ). Частотный диапазон и разрешение по частоте определяются параметрами ВАЦ и качеством реализации измерительной оснастки, что является несомненным преимуществом метода.

Методика определения диэлектрической проницаемости по ДФМ предполагает использование измерительного тракта, модифицируемого измеряемым диэлектриком. В [8] были рассмотрены и сравнены коаксиальная, микрополосковая и копланарная линии передачи. В результате было установлено, что приемлемая точность измерения может быть достигнута при использовании микрополосковой линии передачи (МПЛ). При этом реализация измерительных оснасток на данном типе линии передачи дешевле и

менее трудоёмка. Кроме того, МПЛ удобнее с точки зрения эксплуатации при измерении твёрдых диэлектриков.

В литературе, несмотря на многообразие видов реализации полосковых структур, встречаются два основных способа использования МПЛ для определения диэлектрической проницаемости, когда измеряемый диэлектрик:

1) располагается над сигнальным проводником (далее – открытая микрополосковая линия (ОМПЛ)) [9–11];

2) располагается между неметаллизированным основанием (подложкой) и заземленной металлизированной поверхностью (далее – подвешенная микрополосковая линия передачи (ПМПЛ)) [9–14].

Исследование и применение обоих способов описано во множестве работ. Отмечаются точность и частотный диапазон обоих методов, простота и удобство использования метода на основе ОМПЛ и повышенная чувствительность метода на основе ПМПЛ [15], однако комплексной оценки, сравнения и рекомендаций по применению в литературе не представлено.

В связи с этим целью данной работы является сравнение обоих способов на основе МПЛ с оценкой их применимости для материалов различной толщины и диапазона диэлектрических проницаемостей.

Теория и методика измерения

ОМПЛ (рис. 1, а) и ПМПЛ (рис. 1, б) могут быть представлены как линии передачи с многослойным диэлектриком. Расчет параметров подобных структур представлен в работах [9–11] и основан на выражениях, полученных методом конформного отображения соотношений коэффициентов заполнения и эффективной диэлектрической проницаемости для трехслойного диэлектрика.

Согласно [10], погрешность расчета выражений не превышает 2%.

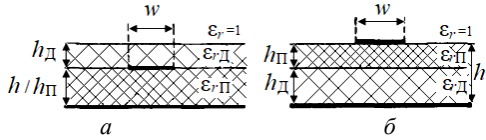


Рис. 1. Трехслойная МПЛ [10]: а – ОМПЛ; б – ПМПЛ

Расчет эффективной диэлектрической проницаемости структуры ОМПЛ может быть выполнен по выражению [10]

$$\varepsilon_{r\text{эфф}} = \varepsilon_{rП} q_1 + \varepsilon_{rД} \cdot \frac{(1 - q_1)^2}{\varepsilon_{rД} (1 - q_1 - q_2) + q_2}, \quad (1)$$

где q_1, q_2 – коэффициенты заполнения, расчет которых зависит от отношения ширины проводника w к толщине подложки h ; $\varepsilon_{rП}$ – относительная диэлектрическая проницаемость подложки; $\varepsilon_{rД}$ – относительная диэлектрическая проницаемость измеряемого диэлектрика.

Коэффициенты заполнения q_1 и q_2 для ОМПЛ и рассматриваемого в рамках данной работы случая $w/h \geq 1$ могут быть рассчитаны по выражениям:

$$q_1 = 1 - \frac{1}{2} \cdot \frac{\ln \left(\frac{\pi}{h_{П}} w_{\text{эфф}} - 1 \right)}{\frac{w_{\text{эфф}}}{h_{П}}},$$

$$q_2 = 1 - q_1 - \frac{1}{2} \cdot \frac{h_{П} - v_{\text{эфф}}}{w_{\text{эфф}}} \cdot \dots$$

$$\dots \cdot \ln \left[\pi \frac{w_{\text{эфф}}}{h_{П}} \cdot \frac{\cos \left(\frac{v_{\text{эфф}}}{2} \cdot \frac{\pi}{h_{П}} \right)}{\pi \left(\frac{h_{П} + h_{Д}}{h_{П}} - \frac{1}{2} \right) + \frac{v_{\text{эфф}}}{2} \cdot \frac{\pi}{h_{П}}} + \sin \left(\frac{v_{\text{эфф}}}{2} \cdot \frac{\pi}{h_{П}} \right) \right],$$

где $h_{П}, h_{Д}$ – толщина подложки и измеряемого диэлектрика соответственно;

$$v_{\text{эфф}} = 2 \frac{h}{\pi} \arctg \left[\frac{\pi}{\frac{\pi}{2} \cdot \frac{w_{\text{эфф}}}{h} - 2} \left(\frac{h_{П} + h_{Д}}{h_{П}} - 1 \right) \right];$$

$w_{\text{эфф}}$ – эффективная ширина линии, определяемая выражением

$$w_{\text{эфф}} = w + \frac{2h}{\pi} \cdot \ln \left[17,08 \left(\frac{w}{2h} + 0,92 \right) \right].$$

Расчет эффективной диэлектрической проницаемости структуры ПМПЛ может быть выполнен по выражению [10]

$$\varepsilon_{r\text{эфф}} = 1 - q_1 - q_2 + \varepsilon_{rД} \cdot \varepsilon_{rП} \cdot \frac{(q_1 + q_2)^2}{\varepsilon_{rД} \cdot q_2 + \varepsilon_{rП} \cdot q_1}. \quad (2)$$

Расчет коэффициентов заполнения q_1 и q_2 также зависит от соотношения w/h :

$$q_1 = \frac{1}{2} \cdot \frac{h_{Д}}{h_{Д} + h_{П}} \left[1 + \frac{\pi}{4} \cdot \frac{h_{Д} + h_{П}}{w_{\text{эфф}}} \cdot \dots \right]$$

$$\dots \cdot \ln \left[\frac{\pi}{h_{Д} + h_{П}} w_{\text{эфф}} \cdot \frac{\sin \left(\frac{\pi}{2} \frac{h_{Д}}{h_{Д} + h_{П}} \right)}{\frac{\pi}{2} \cdot \frac{h_{Д}}{h_{Д} + h_{П}}} + \cos \left(\frac{\pi}{2} \frac{h_{Д}}{h_{Д} + h_{П}} \right) \right],$$

$$q_2 = 1 - q_1 - \frac{1}{2} \cdot \frac{\ln \left(\frac{\pi}{h_{Д} + h_{П}} w_{\text{эфф}} - 1 \right)}{\frac{w_{\text{эфф}}}{h_{Д} + h_{П}}}.$$

На основе эффективной диэлектрической проницаемости для обоих типов МПЛ может быть выполнен расчет фазовой задержки, вносимой диэлектрической структурой длиной L на заданной частоте f :

$$\varphi(f) = 2\pi f \frac{\sqrt{\varepsilon_{r\text{эфф}}(f)}}{c} L, \quad (3)$$

где c – скорость распространения электромагнитной волны в вакууме.

Выражения (1)–(3) позволяют выполнить оценку влияния вносимого диэлектрика на изменение фазовой задержки относительно МПЛ с воздушным заполнением. Это позволяет охарактеризовать чувствительность используемого типа линии передачи с заданными характеристиками в отношении определения диэлектрической проницаемости материала заданной толщины.

Методика определения диэлектрической проницаемости материала с использованием ДФМ была представлена в работе [8]. Она состоит из следующих шагов:

1) измерение фазовых характеристик двух МПЛ с различными длинами L_1 и L_2 с воздушным диэлектрическим заполнением с целью определения эффективной диэлектрической проницаемости МПЛ $\varepsilon_{r\text{эфф}}^B$ без измеряемого диэлектрика. Структурные схемы для выполнения таких измерений с использованием ОМПЛ и ПМПЛ показаны на рис. 2.

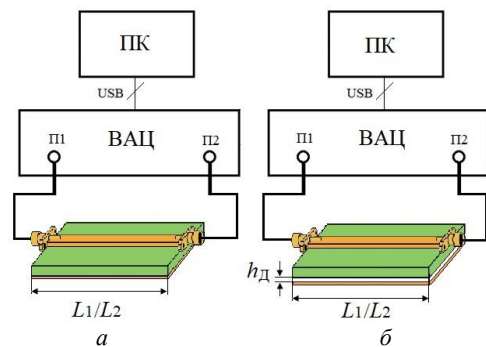


Рис. 2. Структурная схема установки для выполнения измерений МПЛ без измеряемого диэлектрика: а – для ОМПЛ; б – для ПМПЛ

При использовании ПМПЛ необходимо обеспечить равномерный воздушный зазор $h_{Д}$ между заземляющим проводником и подложкой. Величина зазора $h_{Д}$ должна быть выбрана таким образом, чтобы обеспечить согласование измерительного тракта с воздушным заполнением или же быть равной толщине измеряемого диэлектрика. Толщина зазора должна быть выдержана с высокой точностью на всех стадиях измерения. Отклонение от исходного значения

приводит к погрешности расчета диэлектрической проницаемости;

2) измерение фазовых характеристик МПЛ длиной L_2 с установленным измеряемым диэлектриком длиной L_D . На рис. 3 представлены структурные схемы для выполнения измерений с использованием ОМПЛ и ПМПЛ;

3) расчет диэлектрической проницаемости измеряемого материала.

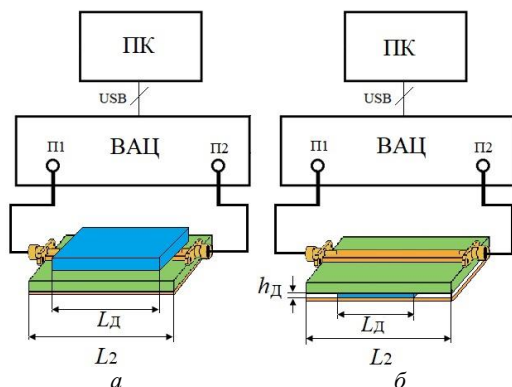


Рис. 3. Структурная схема установки для выполнения измерений диэлектрической проницаемости материала: а – для ОМПЛ; б – для ПМПЛ

Выражение для определения эффективной диэлектрической проницаемости МПЛ без измеряемого диэлектрика может быть получено из формулы (3):

$$\varepsilon_{\text{эфф}}^B(f) = \left(\frac{\Delta\varphi(f)c}{2\pi f \Delta L} \right)^2 = \left(\frac{(\varphi_2(f) - \varphi_1(f))c}{2\pi f (L_2 - L_1)} \right)^2. \quad (4)$$

Определение эффективной диэлектрической проницаемости МПЛ с измеряемым диэлектриком может быть выполнено по выражению

$$\varepsilon_{\text{эфф}}^D(f) = \left(\frac{\Delta\varphi(f)c}{2\pi f L_D} - \sqrt{\varepsilon_{\text{эфф}}^B(f)} \right)^2. \quad (5)$$

Расчет относительной диэлектрической проницаемости измеряемого материала может быть выполнен методом регрессионного анализа с использованием электродинамической модели или решением обратной задачи с использованием выражений (1) или (2).

Точность определения диэлектрической проницаемости материала с использованием ДФМ зависит от точности определения фазы ВАЦ. Например, погрешность определения фазы ВАЦ Planar Обзор-804/1 [16] составляет 1° , что значительно отражается на точности измерения, особенно в области низких частот [8].

В качестве критерия, позволяющего определять, будет ли достигнута необходимая точность измерения с использованием текущего оборудования и оснастки, может выступать параметр чувствительности δ . Исходя из (3)–(5), может быть определена дополнительная фазовая задержка $\Delta\varphi$, вносимая измеряемым материалом:

$$\Delta\varphi(f) = 2\pi \frac{f}{c} L_D \left(\sqrt{\varepsilon_{\text{эфф}}^D(f)} - \sqrt{\varepsilon_{\text{эфф}}^B(f)} \right). \quad (6)$$

В качестве примера на рис. 4 представлена зависимость вносимой фазовой задержки $\Delta\varphi$ от диэлектрической проницаемости измеряемого материала ε_{rD} при $f = \text{const}$.

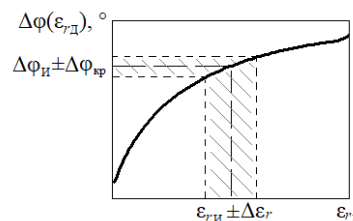


Рис. 4. Зависимость изменения фазовой задержки при внесении измеряемого диэлектрика с относительной диэлектрической проницаемостью ε_{rD}

Требуемая точность измерения определяет область приемлемого отклонения измеренного значения диэлектрической проницаемости: $\varepsilon_{rH} - \Delta\varepsilon_r \dots \varepsilon_{rH} + \Delta\varepsilon_r$. Тогда, согласно рис. 4, формируется область, ограниченная предельным допустимым изменением измеряемой фазовой задержки $\Delta\varphi_H \pm \Delta\varphi_{KP}$. Это говорит о том, что погрешность измерительного прибора не должна превышать $\Delta\varphi_{KP}$, иначе измеренное значение диэлектрической проницаемости выйдет за пределы заданной точности. В таком случае может быть определена зависимость чувствительности

$$\delta(\varepsilon_{rD}) = \min \left[\frac{|\Delta\varphi(\varepsilon_{rD}) - \Delta\varphi(\varepsilon_{rD} \cdot (1 - \xi))|}{|\Delta\varphi(\varepsilon_{rD}) - \Delta\varphi(\varepsilon_{rD} \cdot (1 + \xi))|} \right],$$

где ξ – требуемая точность определения относительной диэлектрической проницаемости, %.

На рис. 5 рассмотрены четыре модельных случая зависимости чувствительности от относительной диэлектрической проницаемости измеряемого материала различной толщины для ОМПЛ со следующими параметрами:

- материал подложки: Rogers RO4003C, $\varepsilon_{rП} = 3,55$; $h_{П} = 1,52$ мм;
- ширина проводника $w = 3,4$ мм;
- длина измеряемого диэлектрика: $L_D = 50$ мм;
- толщина измеряемого диэлектрика: $h_D = 1$ мм; $h_D = 3$ мм; $h_D = 5$ мм; $h_D = 10$ мм;
- требуемая точность определения $\xi = 5\%$, частота моделирования 1 ГГц.

Согласно рис. 5, с использованием ОМПЛ на частоте 1 ГГц диэлектрическая проницаемость материала толщиной $h_D < 3$ мм не может быть определена с достоверной точностью. Для материалов с $h_D = 5$ мм измерения могут быть выполнены для материалов с диапазоном диэлектрической проницаемости $\varepsilon_{rD} = 9 \dots 43$, для $h_D > 10$ мм ε_{rD} должна превышать значение 5.

Для ПМПЛ при использовании подложек с высокой диэлектрической проницаемостью ($\varepsilon_{rП} > 10$) метод обладает высокой чувствительностью для измерения материалов с малой диэлектрической проницаемостью и толщиной. Например, при следующих параметрах: $\varepsilon_{rП} = 16$; $h_{П} = 1$ мм, $L_D = 60$ мм, $w = 5$ мм, $\xi = 5\%$, $f = 1$ ГГц и толщине измеряемого материала

$h_d = 1$ мм возможно достоверное измерение материалов с $\epsilon_{rd} < 74$; для $h_d = 0,5$ мм – $\epsilon_{rd} < 35$.

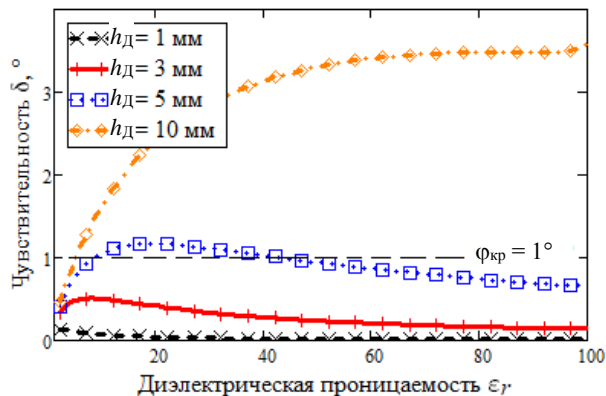


Рис. 5. Зависимость чувствительности от относительной диэлектрической проницаемости измеряемого материала для ОМПЛ

Приведенные данные (ПМПЛ) представлены для случая, когда толщина измеряемого диэлектрика h_d равна толщине зазора h_z . В этом случае предварительные измерения без диэлектрика должны быть проведены с выполнением условия $h_z = h_d$. Это определяет необходимость изготовления согласованных измерительных линий для каждой толщины образца, что не практично.

Альтернативным решением может являться измерение с внесением измеряемого диэлектрика толщиной h_d в область зазора без снижения величины h_z . В этом случае между диэлектриком и подложкой добавляется воздушный слой, который необходимо учитывать в расчете. Это может быть сделано аналитически, например, используя выражения из работы [17], однако при сравнении расчетных результатов с данными электродинамической модели было получено значительное отклонение. В связи с этим для анализа использовалась модель на основе метода сеток.

На рис. 6 приведен результат моделирования методом сеток зависимости чувствительности от относительной диэлектрической проницаемости диэлектрика толщиной h_d при сохранении $h_z = 1$ мм.

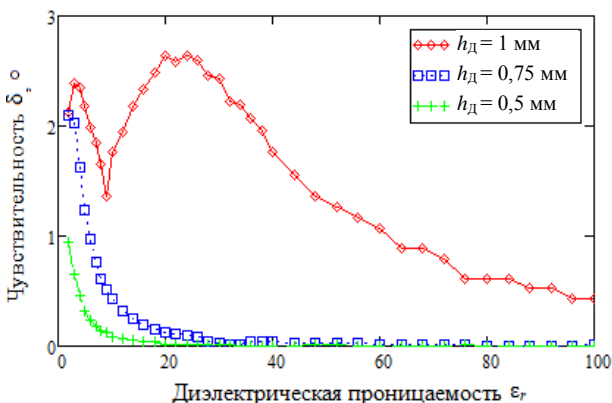


Рис. 6. Зависимость чувствительности от относительной диэлектрической проницаемости измеряемого материала для ПМПЛ с зазором $h_z = 1$ мм

В случае отсутствия воздушного зазора ($h_d = 1$ мм) метод обладает достаточной чувствительностью для измерения материалов с относительной диэлектрической проницаемостью в диапазоне $\epsilon_{rd} = 2 \dots 60$. С появлением минимального воздушного зазора между измеряемым материалом и подложкой чувствительность снижается.

Для обоих способов повышение частоты или длины способствует пропорциональному увеличению точности согласно выражению (6). Полученные характеристики верифицированы электродинамической моделью и подходят для предварительной оценки возможности определения диэлектрической проницаемости материалов текущей измерительной системой.

Экспериментальное исследование

Выполнено экспериментальное исследование обоих способов измерения. В качестве объектов измерения выбраны материалы с известной диэлектрической проницаемостью (ϵ_r теоретическая) ФЛАН-16 ($L_d = 40$ мм) и несколько марок керамики: ВК100 ($L_d = 30$ мм); В20 ($L_d = 48$ мм); В100 ($L_d = 48$ мм) толщиной $h_d = 1$ мм.

Геометрические параметры для МПЛ выбраны таким образом, чтобы линия была согласована ($Z_0 = 50$ Ом), так как при рассогласовании возникает значительная погрешность определения эффективной диэлектрической проницаемости [18]. Материал для изготовления ОМПЛ выбран Rogers 4003С, диэлектрическая проницаемость которого, согласно справочным данным, $\epsilon_r = 3,55$, высота подложки $h_p = 1,52$ мм. Исходя из этого, ширина проводника рассчитана $w = 3,4$ мм.

Для изготовления ПМПЛ выбран СВЧ-материал ФЛАН-16, справочная диэлектрическая проницаемость которого $\epsilon_r = 16 \pm 1$, высота материала $h_p = 1$ мм. Ширина проводника ПМПЛ рассчитана также с учетом зазора между подложкой и заземляющей пластиной при $h_z = 1$ мм и составила $w = 5$ мм.

Для проведения эксперимента с ОМПЛ были изготовлены две линии длиной $L_1 = 18$ мм, $L_2 = 58$ мм, для ПМПЛ – линии с $L_1 = 25$ мм, $L_2 = 60$ мм без заземляющей металлизации подложки. В качестве плоскости заземления использовался алюминиевый профиль, электрический контакт с которым обеспечивался прижимным способом путем подключения коаксиально-микрополосковых соединителей. Обеспечение возможности регулировки зазора h_z между подложкой и заземляющей пластиной выполнялось при помощи винтов и разрезов в соединителях.

По рис. 2 выполнены измерения фазовых характеристик МПЛ без диэлектрика на ВАЦ Planar S5048. По формуле (4) определена частотная зависимость эффективной диэлектрической проницаемости. Согласно рис. 3, выполнено измерение вышеупомянутых материалов (рис. 7). При помощи электродинамического моделирования было определено расчетное значение относительной диэлектрической проницаемости материала (ϵ_r расчетная) путем подбора значения ϵ_r до тех пор, пока значения эксперименталь-

ной эффективной диэлектрической проницаемости материала и модельной не совпадут.

Расчет эффективной диэлектрической проницаемости ОМПЛ и ПМПЛ с диэлектриком был выполнен по формуле (5).

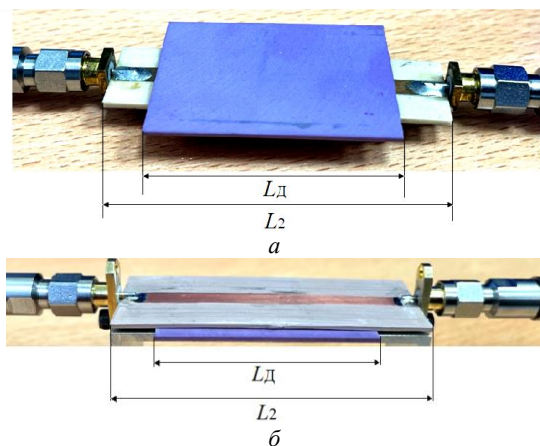


Рис. 7. Проведение измерений материалов с использованием: а – ОМПЛ; б – ПМПЛ

Экспериментальные данные относительной диэлектрической проницаемости для ОМПЛ и ПМПЛ приведены в таблице.

Оценка относительной погрешности

Материал	ϵ_r теоретическая	ϵ_r расчетная	$\delta \epsilon_r, \%$
ОМПЛ			
ФЛАН-16	15	13,7	8,7
ВК100	9,8	8,9	9,2
В20	20	12	40
В100	100	50	50
ПМПЛ			
ФЛАН-16	15	14,9	0,7
ВК100	9,8	9,9	1
В20	20	18	10
В100	100	60	40

На основе экспериментальных данных для ОМПЛ можно сделать вывод, что материалы, диэлектрическая проницаемость которых $\epsilon_r \leq 15$, могут быть измерены с погрешностью до 10%. Материалы, диэлектрическая проницаемость которых $\epsilon_r \geq 20$, измеряются с погрешностью более 10%. Однако, согласно данным рис. 5, при $h_d = 1$ мм чувствительность во всем диапазоне диэлектрической проницаемости $\epsilon_{rd} = 2 \dots 100$ не превышала порог $\phi_{кр}$, что должно говорить о заведомо высокой погрешности для всех измеряемых материалов. Это может быть объяснено тем, что погрешность определения фазы прибора, вероятно, ниже указанного в технической документации значения.

Согласно представленным в таблице экспериментальным данным для ПМПЛ, при измерении материалов с $\epsilon_r \leq 15$ погрешность составляет менее 5%. Диэлектрическая проницаемость материалов с $\epsilon_r \geq 20$ определяется с погрешностью более 10%. Для $\epsilon_r = 100$ данная погрешность обусловлена низкой чувствительностью, для $\epsilon_r = 20$ – влиянием воздушного зазора, возникающего из-за неидеального прижима в

связи с неровностью поверхности материала и подложки.

Таким образом, для измерения материалов большой толщины $h_d > 5$ мм с диэлектрической проницаемостью $\epsilon_{rd} = 10$ и выше можно применять ОМПЛ. Для измерения материалов малой толщиной $h_d < 1$ мм и диэлектрической проницаемостью $\epsilon_{rd} \leq 60$, в зависимости от толщины зазора h_z , может быть применена ПМПЛ.

Заключение

В данной работе был проведен анализ двух способов реализации измерения диэлектрической проницаемости на основе МПЛ, когда измеряемый диэлектрик: 1) располагается поверх сигнального проводника; 2) помещается в пространстве между сигнальным проводником и заземляющим основанием. На основе моделирования и экспериментального исследования выполнено сравнение обоих способов с оценкой их применимости для материалов различной толщины и диапазона диэлектрических проницаемостей.

Для рассматриваемого диапазона материалов с малыми потерями и диэлектрической проницаемостью от 2 до 100 определено, что ОМПЛ применима для измерения диэлектрической проницаемости материалов с толщиной свыше 5 мм (на частоте 1 ГГц), в то время как ПМПЛ ввиду геометрических особенностей больше подходит для материалов с толщиной 1 мм и менее. Экспериментальное исследование показало, что при использовании ОМПЛ для материалов с диэлектрической проницаемостью $\epsilon_r < 15$ и толщиной 1 мм погрешность измерения не превысила 10%. Для способа на основе ПМПЛ точность и диапазон диэлектрической проницаемости оказались выше, что легко объясняется распределением электрического поля.

В случае ОМПЛ можно сказать о технологичности конструкции и легкости изготовления МПЛ. Для ПМПЛ изготавливается более сложная конструкция, из-за необходимости размещения материала между подложкой и заземляющим слоем, а также сохранения равномерного зазора h_z по всей длине линии.

Применение МПЛ в определении диэлектрической проницаемости является оптимальным для условий, требующих компактного оборудования, работы в широком частотном диапазоне и измерения материалов без предварительной подготовки.

Перспективой дальнейших исследований является усовершенствование конструкции для повышения удобства и точности измерения как твердых, так и жидких диэлектриков.

Литература

- Брандт А.А. Исследование диэлектриков на сверхвысоких частотах. – М.: Физматгиз, 1963. – 404 с.
- Бежко М. Изменение параметров материалов в СВЧ-диапазоне с помощью ПО для анализа параметров материалов Keysight N1500A // Проблемы СВЧ-электроники. – 2015. – № 8. – С. 6–8.
- Волноводный метод измерений электромагнитных параметров материалов в СВЧ-диапазоне и оценка погреш-

ности измерений / М.П. Пархоменко, Д.С. Каленов, И.С. Еремин, Н.А. Федосеев, В.М. Колесникова, Ю.Л. Баринов // Журнал радиоэлектроники. – 2018. – № 9. – С. 9.

4. Кунрод Д. Определение параметров материалов печатных плат в миллиметровом диапазоне // СВЧ-электроника. – 2019. – № 3. – С. 46–50.

5. Das N.K. Two Methods for the Measurement of Substrate Dielectric Constant / N.K. Das, S.M. Voda, D.M. Pozar // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 1987. – Vol. 35, No. 7. – P. 636–642.

6. Lederer G. A transmission line method for the measurement of microwave permittivity and permeability // Royal Signals and Radar Establishment. – 1990. – P. 217–320.

7. Narayanan P.M. Microstrip Transmission Line Method for Broadband Permittivity Measurement of Dielectric Substrates // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 2014. – Vol. 62, No. 11. – P. 2784–2790.

8. Петененко Я.А. Влияние инструментальной погрешности ВАЦ на точность расчета диэлектрической проницаемости фазовыми методами / Я.А. Петененко, Е.И. Тренкаль, В.С. Поздняков // Матер. междунар. науч.-практ. конф. «Электронные средства и системы управления». – Томск: В-Спектр (ИП В.М. Бочкарева); ТУСУР, 2023. – С. 124–127.

9. Verma A.K. Unified dispersion model for multilayer microstrip line / A.K. Verma, G.H. Sadr // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 1992. – Vol. 40, No. 7. – P. 1587–1591.

10. Svacina J. Analysis of multilayer microstrip lines by a conformal mapping method // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 1992. – Vol. 40, No. 4. – P. 769–772.

11. Svacina J. A simple quasi-static determination of basic parameters of multilayer microstrip and coplanar waveguide // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 1992. – Vol. 2, No. 10. – P. 385–387.

12. Yunqiu Wu. Electromagnetic parameters measurement for thin film materials / Wu Yunqiu, Tang Zongxi, Zhang Biao, He Xi // IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility. – 2008. – P. 627–629.

13. Yoon Y.J. A new formula for effective dielectric constant in multi-dielectric layer microstrip structure / Y.J. Yoon, B. Kim // IEEE 9th Topical Meeting on Electrical Performance of Electronic Packaging. – 2000. – P. 163–167.

14. Radonic V. Phase-Shift Transmission Line Method for Permittivity Measurement and Its Potential in Sensor Applications / V. Radonic, N. Cselyuska, V. Crnojevic-Bengin, G. Kitic // Electromagnetic Materials and Devices. – 2020. – P. 22.

15. Microwave Electronics: Measurement and Materials Characterization / L.F. Chen, C.K. Ong, C.P. Neo, V.V. Varadan, V.K. Varadan // John Wiley & Sons, Ltd. – 2004. – P. 549.

16. Руководство по эксплуатации planar обзор 804/1 [Электронный ресурс]. – URL: https://planarchel.ru/upload/medialibrary/8e0/9bzgn33trawgcl38gd9ddsuipvge4aci/Part1_8xx_ver22.1.pdf, свободный (дата обращения: 10.09.2023).

17. Jha K.R. Analysis and design of rectangular microstrip antenna on two-layer substrate materials at terahertz frequency / K.R. Jha, G. Singh // Comput Electron. – 2010. – Vol. 9. – P. 68–78.

18. Петененко Я.А. Алгоритм расчета диэлектрической проницаемости материалов фазовым методом в условиях рассогласованности / Я.А. Петененко, Е.И. Тренкаль, В.С. Поздняков // Матер. междунар. науч.-техн. конф. студентов, аспирантов и молодых ученых «Научная сессия ТУСУР–2024». – Томск: В-Спектр (ИП В.М. Бочкарева); ТУСУР, 2024. – Ч. 1. – С. 193–196.

Петененко Яна Алексеевна

Аспирантка каф. конструирования узлов и деталей радиоэлектронной аппаратуры (КУДР) Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР) Ленина пр-т, 40, г. Томск, Россия, 634050
Тел.: +7-996-937-62-44
Эл. почта: yana.petenenko@mail.ru

Тренкаль Евгений Игоревич

Канд. техн. наук, доцент каф. КУДР ТУСУРа Ленина пр-т, 40, г. Томск, Россия, 634050
Тел.: +7-913-816-57-16
Эл. почта: evgenii.i.trenkal@tusur.ru

Поступила в редакцию: 23.12.2024.

Принята к публикации: 21.04.2025.

Petenenko Ya.A., I.I., Trenkal E.I.

Measurement of dielectric permittivity based on a microstrip line: comparison of two implementation methods

In this paper, an analysis of two following ways to implement the measurement of permittivity based on a microstrip line was carried out: 1) when the dielectric is located above the signal conductor (open microstrip line); 2) when the dielectric is located between the non-metallized base (substrate) and the grounded metallized surface (suspended microstrip line). Based on the modeling and the experimental research carried out, a comparison of both methods was performed with an assessment of their applicability for materials of different thicknesses and a range of dielectric permeabilities. For the considered range of materials with low losses and dielectric constant from 2 to 100, it was determined that the open microstrip line is applicable for measuring the dielectric constant of materials with a thickness of more than 5 mm, while the suspended microstrip line, due to geometric features, is more suitable for materials with a thickness of 1 mm or less.

Keywords: effective dielectric constant, microstrip transmission line, differential phase method, vector network analyzer.

DOI: 10.21293/1818-0442-2024-28-1-39-45

References

1. Brandt A.A. Issledovanie dielectricov na cverhvisokih chastotah [Investigation of dielectrics at ultrahigh frequencies]. Moscow, Physics and Mathematics Publ., 1963, 404 p. (in Russ.).

2. Bezhko M. [Changing the parameters of materials in the microwave range using software for analyzing the parameters of materials Keysight N1500A] *Technologies in the Electronic Industry*, 2015, no. 8, 5 p. (in Russ.).

3. Parkhomenko M.P., Kalenov D.S., Eremin I.S., Fedoseev N.A., Kolesnikova V.M., Barinov Y.L. [Waveguide method of measuring electromagnetic parameters of materials in the microwave range and estimation of measurement error] *Journal of Radioelectronics*, 2018, no. 9, 9 p. (in Russ.).

4. Kunrod D. [Determination of the parameters of printed circuit board materials in the millimeter range]. *Microwave Electronics*, 2019, no. 3, pp. 46–50. (in Russ.).

5. Das N.K., Voda S.M., Pozar D.M. Two Methods for the Measurement of Substrate Dielectric Constant. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 1987. Vol. 35, no. 7, pp. 46–50.

6. Lederer G.A transmission line method for the measurement of microwave permittivity and permeability: Royal Signals and Radar Establishment. *Royal Signals and Radar Establishment*, 1990, pp. 217–320.
 7. Narayanan P.M. Microstrip Transmission Line Method for Broadband Permittivity Measurement of Dielectric Substrates. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2014, Vol. 62, no. 11, pp. 2784–2790.
 8. Petenenko Ya.A., Trenkal E.I., Pozdnyakov V.S. [The influence of the instrumental error of the VNA on the accuracy of calculating the dielectric constant by phase methods], *Proc. of International Scientific Conference on Electronic Devices and Control Systems*, Tomsk, V-Spektr, TUSUIR, 2023, pp. 124–127 (in Russ.).
 9. Verma A.K., Sadr G.H. Unified dispersion model for multilayer microstrip line. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 1992, Vol. 40, no. 7, pp. 1587–1591.
 10. Svachina J. [Analysis of multilayer microstrip lines by a conformal mapping method]. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 1992, Vol. 40, no. 4, pp. 769–772.
 11. Svachina J. [A simple quasi-static determination of basic parameters of multilayer microstrip and coplanar waveguide]. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 1992, Vol. 2, no. 10, pp. 385–387.
 12. Yunqiu Wu., Zongxi T., Biao Z., Xi H. Electromagnetic parameters measurement for thin film materials. *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, 2008, pp. 627–629.
 13. Yoon Y.J., Kim B. A new formula for effective dielectric constant in multi-dielectric layer microstrip structure. *IEEE 9th Topical Meeting on Electrical Performance of Electronic Packaging*, 2000, pp. 163–167.
 14. Phase-Shift Transmission Line Method for Permittivity Measurement and Its Potential in Sensor Applications / Radonic V., Cselyuszká N., Crnojevic-Bengin V., Kitić G. // *Electromagnetic Materials and Devices*, 2020. P. 22.
 15. Chen L.F., Ong C.K., Neo C.P., Varadan V.V., Varadan V.K. *Microwave Electronics: Measurement and Materials Characterization*. John Wiley & Sons, Ltd, 2004, p. 549.
 16. Planar Operating Manual overview 804/1. Available at: https://planarchel.ru/upload/medialibrary/8e0/9bzgn33tpaw-gcl38gd9ddsuipvge4aci/Part1_8xx_ver22.1.pdf (Accessed: July 01, 2014) (in Russ.).
 17. Jha K.R., Singh G. [Analysis and design of rectangular microstrip antenna on two-layer substrate materials at terahertz frequency], *Journal of Computational Electronics*, 2010, vol. 9, pp. 68–78.
 18. Petenenko Ya.A., Trenkal E.I., Pozdnyakov V.S. [Algorithm for calculating the dielectric permeability of materials by the phase method in conditions of inconsistency]. *Proc. of International Scientific Conference for Bachelor, Master, Postgraduate Students and Young Researchers «TUSUR Scientific Session»*, Tomsk, V-Spektr, TUSUIR, 2024, Part 1, pp. 193–196 (in Russ.).
-
- Yana A. Petenenko**
Postgraduate student, Department of Design of Units and Components for Radioelectronic Systems, Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics (TUSUR)
40, Lenin pr., Tomsk, Russia, 634050
Phone: +7-996-937-62-44
Email: yana.petenenko@mail.ru
- Evgenii I. Trenkal**
Candidate of Sciences in Engineering, Associate Professor, Department of Design of Units and Components for Radioelectronic Systems, TUSUR
40, Lenin pr., Tomsk, Russia, 634050
Phone: +7-913-816-57-16
Email: evgenii.i.trenkal@tusur.ru
- Received: 23.12.2024.
Accepted: 21.04.2025.

УДК 621.372

Н.С. Труфанова, А.Т. Игнатьева, С.А. Артищев,
Е.И. Тренкаль, Р.М. Гадилов, Э.Р. Рагимов

Изготовление СВЧ-устройств по аддитивной принтерной технологии с применением ферритовых паст

Представлены результаты исследования ферритовых паст на основе литийсодержащего феррита ($\text{Li}_{0.4}\text{Fe}_{2.4}\text{Zn}_{0.2}\text{O}_4$). Проведен подбор состава связующего вещества. Наилучшее значение пористости и качества нанесения продемонстрировали два образца паст: первый образец на основе связующего вещества терпинеола и ПЭГ-400, второй образец – лишь на основе ПЭГ-400. Были проведены исследования частотных характеристик микрополосковой линии передачи с ферритовым подслоем. В результате были определены параметры ферритового слоя: диэлектрическая проницаемость феррита $\epsilon_r = 16$, тангенс угла диэлектрических потерь $\text{tg} \delta = 0,3$ и магнитная проницаемость $\mu_r = 43$.

Ключевые слова: принтерная технология, феррит, микрополосковая линия, паста, терпинеол, ПЭГ-400.

DOI: 10.21293/1818-0442-2024-28-1-46-51

Применение аддитивной принтерной технологии позволяет создавать сложные электронные схемы и компоненты на различных подложках с высокой точностью и скоростью [1, 2]. В качестве функциональных материалов используются различные чернила и пасты (проводящие, диэлектрические, резистивные, ферритовые и т.д.) [3].

Одним из ключевых аспектов развития принтерной технологии в электронике является разработка составов функциональных паст, которые обеспечивают необходимые электрические и механические свойства напечатанных элементов. Функциональные пасты представляют собой сложные композиции, состоящие из порошков, органических связующих и различных добавок, которые должны быть тщательно подобраны для достижения оптимальных характеристик готового изделия. Исследование и разработка составов функциональных паст для принтерной печати – актуальная задача, направленная на улучшение технологий и материалов в этой области.

Широкое распространение в СВЧ-технике получили ферритовые материалы. На их основе реализуют такие устройства, как вентили, резонаторы, фильтры, фазовращатели [4]. Известны примеры применения ферритов для корректировки параметров антенн. Так, например, в работах [5–7] путем нанесения ферритового слоя улучшают характеристики и повышают эффективность патч-антенн. Во всех представленных работах корректировка патч-антенн ферритовыми слоями выполнялась путем использования трафаретной технологии. Однако трафаретная печать имеет ряд недостатков, таких как необходимость изготовления трафаретов, высокая трудоемкость настройки, излишний расход паст.

Альтернативной технологией получения толсто пленочных устройств является технология Direct Ink Writing (DIW) без использования трафаретов. Суть такой технологии заключается в экструзии паст в соответствии с цифровой моделью с помощью специализированных принтеров [1]. Применение прямой печати позволяет исключить недостатки, харак-

терные для трафаретной печати. Данная технология позволяет уменьшить себестоимость и время получения прототипов новых устройств, а также дает возможность изготовления комбинированных структур, а не только нанесение одного материала. Однако для развития DIW-технологии необходимо исследовать материалы для печати.

Примеры применения принтерных технологий для получения ферритовых паст представлены в работах [8–10]. В работе [8] приводятся результаты исследования толсто пленочных циркуляторов на основе ферритовых паст, работающих в диапазоне частот от 2 до 12 ГГц, однако результаты измерения показали высокие вносимые потери ферритмагнитных паст. В работе [9] описано изготовление индуктивностей с ферритовым сердечником толщиной 1 и 2,5 мкм. Индуктивность разработанных образцов составила от 45,5 до 50 нГн.

Таким образом, применение принтерной технологии демонстрирует значительный потенциал для развития, однако отсутствуют ферритовые материалы, подходящие для печати. В связи с этим целью данной работы является исследование возможности изготовления СВЧ-устройств с применением разработанных ферритовых паст.

Состав ферритовой пасты

В качестве объекта исследования выбран литий-цинковый феррит состава $\text{Li}_{0.4}\text{Fe}_{2.4}\text{Zn}_{0.2}\text{O}_4$ [11], который широко используется в электронной технике и биомедицине. Синтез феррита проводился твердофазным методом при температуре 900 °С с использованием карбоната лития Li_2CO_3 , оксида железа Fe_2O_3 , оксида цинка ZnO . Анализ распределения размера частиц порошка проводился при помощи лазерного анализатора Analysette 22 Nano Tec (Fritsch). Получение ферритовой пасты проходило путем смешивания компонентов пасты (связующее вещество и порошок литий-цинкового феррита) в планетарной шаровой мельнице Pulverisette 7.

В современной промышленности и научных исследованиях широкое применение находят низкотем-

пературные связующие вещества, которые обеспечивают сохранение свойств используемых порошков. В данной работе в качестве связующего вещества использовалась комбинация терпинеола и ПЭГ-400 [12]. Пропорции смешивания компонентов и их процентное соотношение представлены в табл. 1.

Таблица 1

Пропорции смешивания компонентов пасты				
Порошок, г	Терпинеол, г	ПЭГ-400, г	Процентное соотношение компонентов, %	Условная вязкость, мм
7,1	1	2,2	69/10/21	24±1

Экструзия разработанной пасты проводилась на принтере Voltera V-One, принцип работы которого заключается в дозировании материала с помощью поршневого дозатора. Для получения качественной структуры напечатанных пленок необходимо обеспечить равномерный и непрерывный поток пасты из сопла и равномерное распределение по подложке [13]. На равномерность потока влияет скорость экструзии, которая зависит от реологических характеристик, таких как вязкость, плотность, смачивание и т.д. [14]. Так как получаемые пасты обладают достаточно высокой вязкостью, то оценка параметра проводилась по методу пятна. Суть метода заключается в диаметральном измерении размера пятна в двух взаимно перпендикулярных направлениях, получаемого в результате установки взвеси пасты между двумя предметными стеклами. Измеренная вязкость по данному методу называется условной вязкостью.

Для получения готового устройства паста после нанесения подвергается сушке и спеканию. Подбор температурного режима сушки и спекания представляет собой важный процесс формирования пленки. Сушка предназначена для удаления легколетучих компонентов органического связующего и проводится при температуре до 200 °С. При спекании происходит процесс образования монолитной пленки с необходимыми свойствами, где появляются связи между частицами порошка и объединения в более крупные зерна. Спекание проводится при 1100 °С в течение 6 ч. Однако при спекании возникают дефекты, такие как поры, трещины, неслитины и др. Все эти дефекты приводят к ухудшению электрических и механических характеристик. Анализ качества получаемой поверхности пленок проводился с помощью электронного микроскопа Сохет EM-30 путем оценки пористости поверхности.

Далее были проведены исследования по печати разработанной пастой на принтере Voltera V-One. Фотография полученных образцов показана на рис. 1. Сушка образцов проводилась в два этапа:

- 1) в инфракрасной печи при температуре 100 °С в течение 16 мин;
- 2) в муфельной печи при температуре 230 °С в течение 15 мин.

Дефекты на поверхности начинают проявляться на этапе сушки, и поэтому анализ поверхности проводился на образцах после проведения сушки. Как видно из рис. 1, напечатанные образцы имеют трещины. На рис. 2, представлены результаты электронной микроскопии.



Рис. 1. Полученные образцы из разработанной пасты

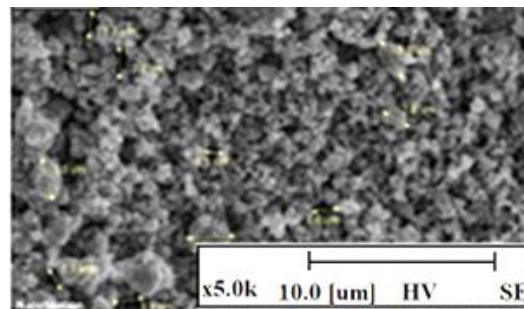


Рис. 2. Микроскопия поверхности напечатанных полученных пастами образцов

Исходя из измеренной пористости образцов, среднее значение диаметра пор составляет 1,78 мкм.

Моделирование микрополосковой линии передачи с ферритовым слоем

Представленные выше данные объединяют исследование структуры, химических и технологических особенностей получения паст и объемных образцов. Для формирования функциональных СВЧ-устройств требуется оценка возможности получения ферритовых пленок и исследование их электрических и магнитных параметров. Анализ и экстракцию параметров было решено выполнить на основе микрополосковой линии передачи (МПЛ) с напечатанным слоем феррита, расположенным под верхним проводником (рис. 3).

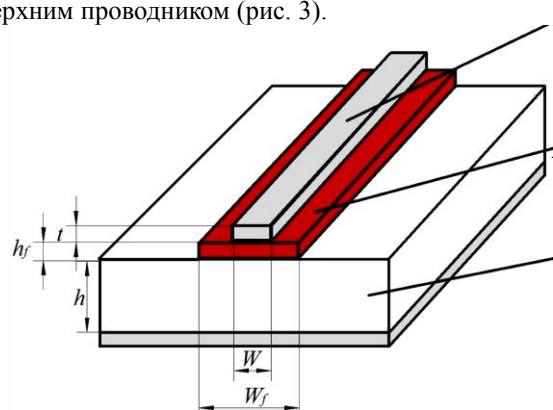


Рис. 3. МПЛ с подслоем феррита: 1 – проводящая линия; 2 – ферритовый слой; 3 – подложка

Особенностью структуры является малая ширина слоя феррита, что позволяет добиться небольшого объема расхода пасты и одновременно обеспечить возможность для оценки качества печати ферритовых линий. При этом следует отметить, что электрические параметры МПЛ, сформированной подобным образом, в достаточной степени будут схожи с параметрами МПЛ с ферритовым слоем, распределенным по всей ширине подложки. Согласно данным предварительного электродинамического моделирования, учитывая малую толщину ферритового слоя h_f ,

разница между выходными частотными характеристиками версий МПЛ с малой и большой шириной w_f составляет не более 10–15%, что говорит о допустимости анализа структуры в первом приближении с использованием упрощенной модели МПЛ с многослойным диэлектриком.

Для проведения сравнительного анализа была разработана электродинамическая модель МПЛ с двухслойным диэлектриком с параметрами, представленными в табл. 2. Материалом подложки послужила керамика (Al_2O_3), для проводника использовалась серебряносодержащая паста.

Таблица 2

Параметры электродинамической модели МПЛ

Параметр	Значение
Относительная диэлектрическая проницаемость подложки ϵ_r	9,8
Тангенс угла диэлектрических потерь подложки $\text{tg}\delta$	$1 \cdot 10^{-4}$
Толщина подложки h	1 мм
Толщина ферритового слоя h_f	30 мкм
Ширина проводника w	1 мм
Толщина проводника t	20 мкм
Электрическая проводимость проводника σ	$5,4 \cdot 10^6 \text{ См}$

Диапазон анализируемых частот $f = 0,02 \dots 4,8$ ГГц соответствует векторному анализатору цепей (ВАЦ) Planar S5048.

В результате анализа полученных частотных характеристик МПЛ с дополнительным подслоем феррита и без него, с учетом справочных данных о параметрах исследуемых литий-цинковых ферритов ($\epsilon_r = 10 \dots 20$; $\text{tg}\delta = 1 \cdot 10^{-4} \dots 1 \cdot 10^{-3}$; $\mu_r = 20 \dots 60$) и малой толщины $h_f = 30$ мкм, можно сделать вывод о том, что подслой феррита оказывает значительное влияние на частотные характеристики, что позволит в дальнейшем выполнить экстракцию параметров методом регрессионного анализа с использованием данной модели. Например, наличие ферритового слоя с параметрами $\epsilon_r = 16$, $\text{tg}\delta = 0,0008$, $\mu_r = 30$ (частотные характеристики представлены на рис. 4) слабо влияет на потери, однако вносит дополнительный фазовый сдвиг $\sim 37^\circ/\text{ГГц}$.

Печать микрополосковой линии передачи

Для оценки электрических и магнитных параметров ферритовых паст выполнена печать рассмотренной структуры МПЛ с подслоем феррита шириной $w_f = 1$ мм. Полученный образец представлен на рис. 5. Измеренная толщина ферритового слоя составила около 30 мкм. Для печати использовалась паста № 3 (см. табл. 1).

Выполнены измерения S -параметров на ВАЦ Planar S5048. Экстракция параметров материала феррита выполнялась путем коррекции параметров модели. При этом учтены фазовые задержки, вносимые на этапе калибровки и вызванные наличием СВЧ-разъемов. Полученные в результате параметры феррита:

- относительная диэлектрическая проницаемость $\epsilon_r = 16$ (справочное значение);
- тангенс угла диэлектрических потерь $\text{tg}\delta = 0,3$;

– относительная магнитная проницаемость $\mu_r = 43,1$.

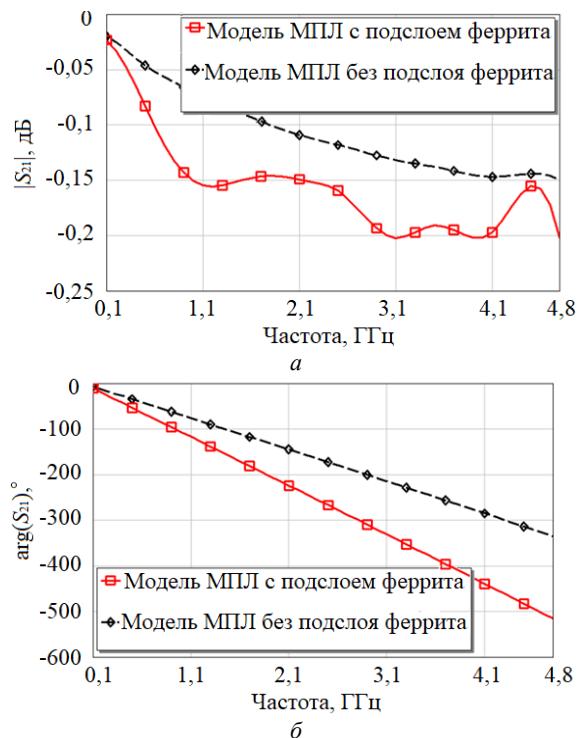


Рис. 4. Частотные характеристики модуля коэффициента передачи (а) и полной фазы (б) структур с ферритовым слоем и без него

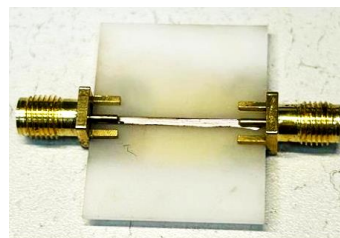


Рис. 5. Напечатанная МПЛ с подслоем феррита

Сравнение экспериментальных и расчетных частотных характеристик, полученных при данных параметрах феррита, представлены на рис. 6.

Исследование влияния толщины ферритового слоя

Также был проведен сравнительный анализ зависимости сдвига фазы от толщины ферритового слоя. Для этого были напечатаны образцы МПЛ с ферритовым подслоем в виде линий шириной 5 мм и толщиной от 20 до 500 мкм, представленные на рис. 7.

В напечатанных образцах наблюдается увеличение количества пор при наращивании толщины слоя. Также при спекании толстых пленок появляются трещины. После получения МПЛ на оптическом профилеометре Chotest SuperView W1 были проведены измерения толщин напечатанных структур. Учитывая, что толщина проводящей линии 20 мкм, была рассчитана толщина ферритового слоя для каждого образца, которая в дальнейшем использовалась в разработанной модели для проведения сравнительного анализа. Результаты представлены в табл. 3.

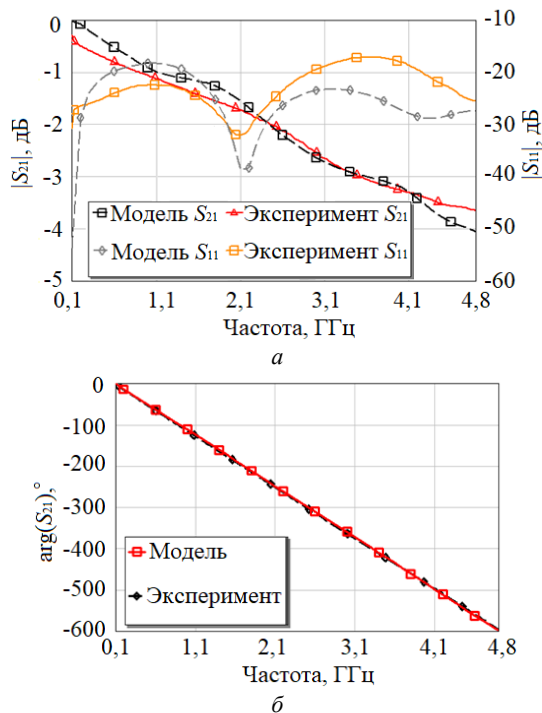


Рис. 6. Расчетные и экспериментальные частотные характеристики модуля коэффициента передачи и отражения (а) и полной фазы (б) структуры с ферритовым слоем



Рис. 7. Напечатанные МПЛ с подслоем феррита толщиной от 20 до 500 мкм соответственно

Таблица 3

Измерения толщин МПЛ с ферритовым подслоем

Образец №	Толщина ферритового слоя, мкм
1	29,5
2	34,7
3	88,4
4	122,2
5	220,2
6	324,6
7	390,4

Выполнено измерение S -параметров для каждого образца при помощи векторного анализатора цепей Planar S5048. Проведен сравнительный анализ сдвига фазы расчетных и экспериментальных данных при различных толщинах h_f ферритового слоя. Для модели были использованы параметры феррита, приведенные ранее: $\epsilon_r = 16$; $\text{tg} \square = 0,3$; $\mu_r = 43,1$. В табл. 4 представлены данные для сравнения фазовых задержек МПЛ с ферритовым подслоем на частоте 4,8 ГГц.

При использовании выявленной ранее магнитной проницаемости феррита $\mu_r = 43,1$ сдвиг фазы значительно разнился с моделью. Это может быть вызвано дефектами при печати экспериментальных образцов. Наличие воздушных пор и трещин приводит

к уменьшению эффективной диэлектрической проницаемости структуры.

Таблица 4

Сравнение фазовой задержки МПЛ с ферритовым подслоем на частоте 4,8 ГГц

Образец №	Факт. h_f , мкм	Сдвиг фазы, ° Модель $\epsilon_r = 16, \mu_r = 43,1$	Сдвиг фазы, ° Эксперимент
1	29,5	598,3	595,7
2	34,7	604,5	614,9
3	88,4	652,6	588,4
4	122,2	675	601
5	220,2	724,6	629,4
6	324,6	763	598
7	390,4	783,2	631,9

Однако не представляется возможным по анализу фазовой задержки однозначно уточнить фактические значения магнитной и диэлектрической проницаемости. То есть допускается и снижение магнитной проницаемости.

В табл. 5 представлены экспериментальные и расчетные данные для сравнения $|S_{21}|$ МПЛ с ферритовым подслоем на частоте 4,8 ГГц. Тангенс угла диэлектрических потерь, как и ранее, равен 0,3.

Таблица 5

Сравнение $|S_{21}|$ МПЛ с ферритовым подслоем на частоте 4,8 ГГц и $\text{tg} \square = 0,3$

Образец №	Факт. h_f , мкм	$ S_{21} $ Модель	$ S_{21} $ Эксперимент
1	29,5	1,9	3,65
2	34,7	2,14	6,6
3	88,4	3,99	3,45
4	122,2	4,88	5,23
5	220,2	6,95	6,41
6	324,6	8,72	9,41
7	390,4	9,69	10,17

Частотная характеристика модуля коэффициента передачи образца №2 сильно искажена, что может говорить о плохом качестве сформированного ферритового слоя (возможных дефектах спекания) или некачественной пайке. Остальные экспериментальные характеристики также имеют неплохое сходство с моделью.

Заключение

При исследовании МПЛ, изготовленных с применением разработанной ферритовой пасты, были сделаны следующие выводы:

- на потери в микрополосковой линии с подслоем феррита влияет тангенс угла диэлектрических потерь феррита $\text{tg} \square$;
- на фазу в микрополосковой линии с подслоем феррита влияют магнитная проницаемость μ_r и толщина слоя феррита.

Были определены следующие характеристики ферритового слоя: диэлектрическая проницаемость феррита $\epsilon_r = 16$, тангенс угла диэлектрических потерь $\text{tg} \square = 0,3$ и магнитная проницаемость $\mu_r = 43$.

Таким образом, продемонстрирована возможность изготовления полосковых линий с ферритовым

подслоем. Полученные результаты могут быть использованы при расчете планарных антенн и иных СВЧ-узлов, таких как фазовращатели, аттенюаторы, фильтры, которые применяются в антенных системах.

Работа была выполнена при финансовой поддержке Российского научного фонда № 23-29-00400.

Литература

1. 3D-printed electronics: Processes, materials and future trends / H.W. Tan, Y.Y.C. Choong, C.N. Kuo, H.Y. Low, C.K. Chua // *Progress in Materials Science*. – 2022. – Vol. 127. – P. 100945.

2. Design and fabrication of multi-layer inkjet-printed passive components for printed electronics circuit development / V. Correia, K.Y. Mitra, H. Castro, J.G. Rocha, E. Sowade, R.R. Baumann, S. Lanceros-Méndez // *Journal of Manufacturing Processes*. – 2018. – Vol. 31. – P. 364–371.

3. A review on printed electronics: Fabrication methods, inks, substrates, applications and environmental impacts / J. Wiklund, A. Karakoç, T. Palko, H. Yiğitler, K. Ruttik, R. Jäntti, J. Paltakari // *Journal of Manufacturing and Materials Processing*. – 2021. – Vol. 5, No. 3. – P. 89.

4. Устинов А. Ferrite materials for microwave electronics. selection prime criterions / А. Устинов, В. Кочемасов, Е. Хасьянова // *Электроника: Наука, технология, бизнес*. – 2015. – № 8. – С. 86–93.

5. Loading effects of self-biased magnetic films on patch antennas with substrate/superstrate sandwich structure / G.M. Yang, X. Xing, O. Obi, A. Daigle, M. Liu, S. Stoute, K. Naishadham, N.X. Sun // *IET microwaves, antennas & propagation*. – 2010. – Vol. 4, No. 9. – P. 1172–1181.

6. Circular polarization antennas with high permittivity substrates and self-biased NiCo-ferrite films loading / G.M. Yang, X. Xing, A. Daigle, M. Liu, O. Obi, S. Stoute, K. Naishadham, N.X. Sun // *URSI General Assembly 2008*. – 2008. – P. 7–16.

7. Nickel zinc ferrite thick film as substrate overlay for improved performance of microstrip patch antenna / I.H. Hasan, M.N. Hamidon, A. Ismail, I. Ismail, M.A.M. Kusaimi, S. Azhari, N.A.M. Azhari, R. Osman // *IOP Conference Series: Materials Science and Engineering*. – 2018. – Vol. 380, No. 1. – P. 012004.

8. Maiti C.K. Fabrication of Nonreciprocal Microwave Components Using Thick Film Ferrimagnetic Pastes / C.K. Maiti, D. Bhattacharyya, N.B. Chakrabarti // *Active and Passive Electronic Components*. – 1981. – Vol. 8, No. 1-2. – P. 111–114.

9. Integrated ferrite film inductor for power system-on-chip (PowerSoC) smart phone applications / J. Lee, Y.K. Hong, S. Bae, J. Jalli, J. Park, G.S. Abo, G.W. Donohoe, B.C. Choi // *IEEE Transactions on Magnetics*. – 2011. – Vol. 47, No. 2. – P. 304–307.

10. A planar inductor using Mn-Zn ferrite/polyimide composite thick film for low-Voltage and large-current DC-DC converter / I. Kowase, T. Sato, K. Yamasawa, Y. Miura // *IEEE transactions on magnetics*. – 2005. – Vol. 41, No. 10. – P. 3991–3993.

11. Structural and Electromagnetic Properties of Lithium Ferrite Manufactured by Extrusion Printing / E.N. Lysenko, E.V. Nikolaev, V.A. Vlasov, A.S. Svirkov, A.P. Surzhikov, E.A. Sheveleva, I.V. Plotnikova, S.A. Artishchev // *Russian Physics Journal*. – 2024. – Vol. 67, No. 7. – P. 960–965.

12. A review of spinel-type of ferrite thick film technology: fabrication and application / S.P. Dalawai, S. Kumar, M.A.S. Aly, M.Z.H. Khan, R. Xing, P.N. Vasambekar, S. Liu // *Journal of Materials Science: Materials in Electronics*. – 2019. – Vol. 30. – P. 7752–7779.

13. Simulation of Extrusion of High-Viscosity Pastes by a Piston Dosing Mechanism / R.M. Gadirov, A.V. Borisov, N.S. Trufanova, S.A. Artishchev, A.G. Loschilov // *Russian Physics Journal*. – 2024. – Vol. 67, No. 2. – P. 179–187.

14. Chen X.B. Modeling of positive-displacement fluid dispensing processes / X.B. Chen, J. Kai // *IEEE Transactions on Electronics Packaging Manufacturing*. – 2004. – Vol. 27, No. 3. – P. 157–163.

Труфанова Наталья Сергеевна

Аспирант каф. конструирования узлов и деталей радиоэлектронной аппаратуры (КУДР) Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР) Ленина пр-т, 40, г. Томск, Россия, 634050
Тел.: +7 (382-2) 90-01-89
Эл. почта: natalia.s.trufanova@tusur.ru

Игнатьева Анастасия Тимуровна

Магистрант, инж. лаб. печатной электроники (Аддитив), ТУСУР
Ленина пр-т, 40, г. Томск, Россия, 634050
Тел.: +7 (382-2) 90-01-89
Эл. почта: ignatik.1580@mail.ru

Артищев Сергей Александрович

Канд. техн. наук, с.н.с. лаб. аддитивных технологий и инженерной биологии (ЛАТИБ) ТУСУР
Ленина пр-т, 40, г. Томск, Россия, 634050
Тел.: +7 (382-2) 90-01-89
Эл. почта: sergei.a.artishchev@tusur.ru

Тренкаль Евгений Игоревич

Канд. техн. наук, доцент каф. КУДР ТУСУР
Ленина пр-т, 40, г. Томск, Россия, 634050
Тел.: +7 (382-2) 90-01-89
Эл. почта: evgenii.i.trenkal@tusur.ru

Гадиров Руслан Магомедтахирович

Канд. хим. наук, зав. ЛАТИБ ТУСУР
Ленина пр-т, 40, г. Томск, Россия, 634050
Тел.: +7 (382-2) 90-01-89
Эл. почта: ruslan.m.gadirov@tusur.ru

Рагимов Эльдар Рахманович

Аспирант каф. КУДР, м.н.с. ЛАТИБ ТУСУР
Ленина пр-т, 40, г. Томск, Россия, 634050
Тел.: +7 (382-2) 90-01-89
Эл. почта: ragimov_30@mail.ru

Поступила в редакцию: 09.12.2024.

Принята к публикации: 10.04.2025.

N.S. Trufanova, A.T. Ignatieva, S.A. Artishchev, E.I. Trenkal, R.M. Gadirov, E.R. Ragimov
Manufacturing microwave devices using additive printing technology with the use of ferrite pastes

This paper presents the results of an experimental study for the possibility of manufacturing microwave devices using ferrite pastes based on lithium-containing ferrite $\text{Li}_0.4\text{Fe}_{2.4}\text{Zn}_{0.2}\text{O}_4$. The composition of the binder was selected. The best values of

porosity and coating quality were demonstrated by two samples of pastes: the first sample based on a binder of terpineol and PEG-400, and the second sample based only on PEG-400. The frequency characteristics of a microstrip transmission line with a ferrite sublayer with a thickness of 20 μm to 390 μm were studied. As a result, the following ferrite layer parameters were determined: ferrite permittivity $\varepsilon = 16$, dielectric loss tangent $\text{tg}\square = 0.3$ and magnetic permeability $\mu = 43$.

Keywords: printer technology, ferrite, microstrip line, paste, terpineol, PEG-400.

DOI: 10.21293/1818-0442-2024-28-1-46-51

References

1. Tan H.W., Choong Y.Y.C., Kuo C.N., Low H.Y., Chua C.K. 3D-printed electronics: Processes, materials and future trends. *Progress in Materials Science*, 2022, vol. 127, pp. 100945.
2. Correia V., Mitra K.Y., Castro H., Rocha J.G., Sowade E., Baumann R.R., Lanceros-Méndez S. Design and fabrication of multi-layer inkjet-printed passive components for printed electronics circuit development. *Journal of Manufacturing Processes*, 2018, vol. 31, pp. 364–371.
3. Wiklund J., Karakoç A., Palko T., Yigitler H., Ruttik K., Jäntti R., Paltakari J. (2021). A review on printed electronics: fabrication methods, inks, substrates, applications and environmental impacts. *Journal of Manufacturing and Materials Processing*, 2021, vol. 5, no. 3, pp. 89.
4. Ustinov A., Kochemasov V., Khas'yanova E. Ferrite materials for microwave electronics. selection prime criterions. *Electronics: Science, Technology, Business*, 2015, no. 8, pp. 86–93 (in Russ.).
5. Yang G.M., Xing X., Obi O., Daigle A., Liu M., Stoute S., Naishadham K., Sun N.X. Loading effects of self-biased magnetic films on patch antennas with substrate/superstrate sandwich structure. *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, 2010, vol. 4, no. 9, pp. 1172–1181.
6. Yang G.M., Xing X., Daigle A., Liu M., Obi O., Stoute S., Naishadham K., Sun N.X. Circular polarization antennas with high permittivity substrates and self-biased NiCo-ferrite films loading. *URSI General Assembly 2008*, 2008, pp. 7–16.
7. Hasan I.H., Hamidon M.N., Ismail A., Ismail I., Kusaime M.A.M., Azhari S., Azhari N.A.M., Osman R. Nickel zinc ferrite thick film as substrate overlay for improved performance of microstrip patch antenna. *IOP Conference Series: Materials Science and Engineering*, 2018, vol. 380, no. 1, pp. 012004.
8. Maiti C.K., Bhattacharyya D., Chakrabarti N.B. Fabrication of Nonreciprocal Microwave Components Using Thick Film Ferrimagnetic Pastes. *Active and Passive Electronic Components*, 1981, vol. 8, no. 1-2, pp. 111–114.
9. Lee J., Hong Y.K., Bae S., Jalli J., Park J., Abo G.S., Donohoe G.W., Choi B.C. Integrated ferrite film inductor for power system-on-chip (PowerSoC) smart phone applications. *IEEE Transactions on Magnetics*, 2011, vol. 47, no. 2, pp. 304–307.
10. Kowase I., Sato T., Yamasawa K., Miura Y. A planar inductor using Mn-Zn ferrite/polyimide composite thick film for low-voltage and large-current DC-DC converter. *IEEE Transactions on Magnetics*, 2005, vol. 41, no. 10, pp. 3991–3993.
11. Lysenko E.N., Nikolaev E.V., Vlasov V.A., Svirkov A.S., Surzhikov A.P., Sheveleva E.A., Plotnikova I.V., Artishchev S.A. Structural and Electromagnetic Properties of Lithium Ferrite Manufactured by Extrusion Printing. *Russian Physics Journal*, 2024, vol. 67, no. 7, pp. 960–965.
12. Dalawai S.P., Kumar S., Aly M.A.S., Khan M.Z.H., Xing R., Vasambekar P.N., Liu S. A review of spinel-type of ferrite thick film technology: fabrication and application. *Journal of Materials Science: Materials in Electronics*, 2019, vol. 30, pp. 7752–7779.
13. Gadirov R.M., Borisov, A.V., Trufanova, N.S., Artishchev, S.A., Loschilov A.G. Simulation of Extrusion of High-Viscosity Pastes by a Piston Dosing Mechanism. *Russian Physics Journal*, 2024, Vol. 67, no. 2, pp. 179–187.
14. Chen X.B., Kai J. Modeling of positive-displacement fluid dispensing processes. *IEEE Transactions on Electronics Packaging Manufacturing*, 2004, vol. 27, no. 3, pp. 157–163.

Natalia S. Trufanova

Postgraduate student, Department of Design of Units and Components for Radioelectronic Systems, Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics (TUSUR) 40, Lenin pr., Tomsk, Russia, 634050
Phone: +7 (382-2) 90-01-89
Email: natalia.s.trufanova@tusur.ru

Anastasia T. Ignatieva

Master student, Engineer,
Printed Electronics Laboratory «Additive», TUSUR 40, Lenin pr., Tomsk, Russia, 634050
Phone: +7 (382-2) 90-01-89
Email: ignatik.1580@mail.ru

Sergey A. Artishchev

Candidate of Sciences in Engineering, Senior Researcher,
Laboratory of Additive Technologies and Engineering Biology (LATEB), TUSUR 40, Lenin pr., Tomsk, Russia, 634050
Phone: +7 (382-2) 90-01-89
Email: sergei.a.artishchev@tusur.ru

Evgenii I. Trenkal

Candidate of Sciences in Engineering, Associate Professor,
Department of Design of Units and Components for Radioelectronic Systems, TUSUR 40, Lenin pr., Tomsk, Russia, 634050
Phone: +7 (382-2) 90-01-89
Email: evgenii.i.trenkal@tusur.ru

Ruslan M. Gadirov

Candidate of Sciences in Engineering, Head of Laboratory, LATEB, TUSUR 40, Lenin pr., Tomsk, Russia, 634050
Phone: +7 (382-2) 90-01-89
Email: ruslan.m.gadirov@tusur.ru

Eldar R. Ragimov

Postgraduate student, Department of Design of Units and Components for Radioelectronic Systems, Junior Researcher, LATEB, TUSUR 40, Lenin pr., Tomsk, Russia, 634050
Phone: +7 (382-2) 90-01-89
Email: ragimov_30@mail.ru

Received: 09.12.2024.

Accepted: 10.04.2025.

УДК 621.372.824

Е.В. Хорошилов

Y-образная диэлектрическая СВЧ-опора для круглых коаксиальных волноводов

Представлены результаты численных расчётов, полученных при электромагнитном и механическом моделировании, а также при экспериментальном прототипировании Y- и O-образных диэлектрических СВЧ-опор из материалов Rexolite 1422 и Ultem PEI 1000. Опоры предназначены для применения в конструкциях круглых коаксиальных волноводов, в частности, в работе описано применение в коаксиальных соединителях с воздушным заполнением, сечением 1,85/0,804 мм и рабочим диапазоном частот от 0 до 67 ГГц.

Ключевые слова: диэлектрическая шайба, диэлектрическая СВЧ-опора, коаксиальный соединитель, граничная частота.

DOI: 10.21293/1818-0442-2024-28-1-52-58

Одним из главных требований, предъявляемых к измерительной радиоаппаратуре на сверхвысоких и крайне высоких частотах, является низкий уровень отражённых сигналов, возникающих в их радиоизмерительных трактах. Для его обеспечения в них широко используют множество различных устройств [1], в конструкции которых применены отрезки коаксиальных волноводов: переходы различных типов, кабели, соединители и др.

Коаксиальные соединители с воздушным заполнением позволяют получить на частотах вплоть до 110 ГГц низкий уровень коэффициента отражения, значение которого в первую очередь ограничивается применяемыми в их конструкции диэлектрическими опорами (ДО). Несмотря на то, что они увеличивают рассогласованность, их применение необходимо для фиксации центрального проводника волновода соединителя.

Широкое распространение получили ДО, применяемые в конструкции коаксиальных соединителей с воздушным диэлектрическим заполнением [2–4]. Они представляют собой втулку (шайбу, кольцо) из диэлектрического материала, встроенную в волновод соединителя. Её соосные цилиндрические поверхности плотно совмещаются с поверхностями внешнего и внутреннего проводников коаксиального волновода (КК), обеспечивая надёжную фиксацию относительного положения последних. В качестве материалов ДО используются полимерные материалы PEI (полиэфиримид), PS (полистерен), PEEK (полиэфирэфиркетон) Арфлон AR200 [5], Ремамид [6] и др. [7].

Вопросам реализации ДО уделяется большое внимание, поскольку от них в значительной мере зависят эксплуатационные характеристики всего устройства, в котором они применяются. Создание ДО главным образом сосредоточено на поиске геометрической конфигурации, удовлетворяющей предъявляемые к ДО и КК механические и электродинамические требования. Поиск усложняется противоречивостью этих требований. С одной стороны, ДО должны быть максимально прочными для надёжной фиксации центрального проводника ДО после и

во время различных механических воздействий. С другой стороны, они должны вносить минимальное отражение и ослабление, а также обеспечивать необходимую граничную частоту работы КК, в котором они установлены. Первое требование достигается увеличением количества материала, применяемого в конструкции ДО (увеличение длины и внешнего диаметра опоры) и минимальным использованием дополнительных согласующих элементов конструкции; второе – противоположными мерами.

Для достижения строгих эксплуатационных параметров, предъявляемых к прецизионным соединителям измерительного СВЧ-оборудования, в их конструкции широко применяются O-образные ДО в виде шайб (рис. 1), на торцевых поверхностях которых выполнены согласующие кольцевые проточки и внеосевые отверстия.

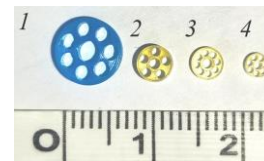


Рис. 1. ДО, применяемые в конструкции коаксиальных соединителей, различных стандартных сечений проводников: 1 – 7/3,04; 2 – 3,5/1,52; 3 – 2,92/1,29 и 4 – 2,4/1,04 мм

Однако применение ДО O-образной геометрии из материалов с относительной диэлектрической проницаемостью выше ~ 3 в прецизионных коаксиальных соединителях с рабочим диапазоном свыше 65 ГГц становится проблематичным – толщина стенок между согласующими внеосевыми отверстиями оказывается неприемлемо тонкой. В качестве одного из путей решения проблемы в этой работе предлагаются Y-образные ДО для круглых коаксиальных волноводов с воздушным заполнением, сечением 1,85/0,804 мм и диапазоном рабочих частот от 0 до 67 ГГц и выше.

Электромагнитное моделирование

Распространение СВЧ/КВЧ электромагнитных волн в направляющих системах относится к макроскопическим процессам, математическое описание

которых основано на решении систем уравнений Максвелла. Их аналитические решения находятся для ограниченного набора направляющих систем с простой геометрией [8].

Для нахождения решений в случаях более сложной геометрии и многослойных цилиндрических направляющих систем [9, 10] широко применяются строгие электродинамические и численные методы, реализованные в современных программных пакетах для моделирования электродинамических процессов [11, 12]. Суть методов заключается в разбиении расчётной области на дискретные ячейки для преобразования уравнений Максвелла в удобную для компьютерных вычислений форму.

В нашем случае расчётные области (рис. 2, а) состоят более чем из 50 тыс. тетраэдров и представляют собой направляющие системы, образованные пространством между коаксиально расположенными внутренней (1) и внешней (2) цилиндрическими проводящими поверхностями с диаметрами 1,85 и 0,804 мм, в середине которых размещены модели О-образной (рис. 2, б) и предлагаемой Y-образной ДО (рис. 2, в).

Боковая поверхность Y-образной ДО образована совокупностью цилиндрических поверхностей: основная (поз. 4) усечена тремя дополнительными (5), образующими «спицы» опоры, причём их оси равноудалены друг от друга и от оси основной поверхности. На торцевых поверхностях выполнены кольцевые проточки и сквозные цилиндрические отверстия: три (6) – в «спицах», одна (7) – соосно оси основной цилиндрической поверхности. Опора обладает осевой и зеркальной симметрией.

С помощью генетического алгоритма оптимизации находились геометрические параметры моделей ДО, при которых расчётное значение коэффициента отражения моделей не превышало значения минус 33 дБ в диапазоне 0–67 ГГц, а частота возникновения первой высшей гармоники была выше 68 ГГц.

Оптимизация проводилась для моделей ДО со значениями относительной диэлектрической прони-

цаемостью 2,5 и 2,9, которые соответствуют материалам Ultem PEI 1000 и Rexolite 1422. Частотные зависимости S-параметров оптимизированных моделей представлены на рис. 3.

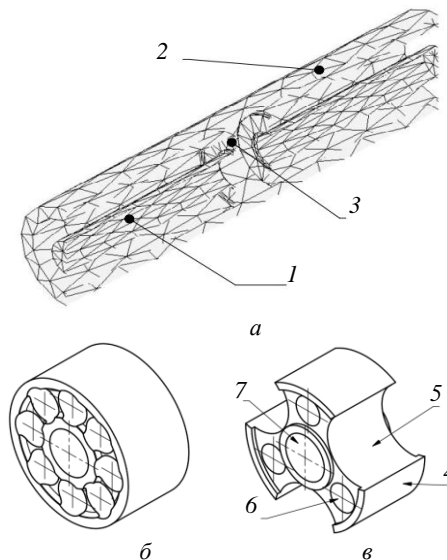


Рис. 2. ЭМ-модели: а – коаксиального волновода 1,85/0,804 мм, б и в – О- и Y-образные ДО соответственно; 1 и 2 – внешняя и внутренняя проводящая поверхности волновода, 3 – ДО, 4 и 5 – основная и усечённые поверхности Y-образной ДО, 6 и 7 – согласующие и крепёжные отверстия

В диапазоне частот от 0 до 75 ГГц амплитуда коэффициентов отражения всех оптимизированных моделей ДО не превысила минус 30 дБ. При этом частоты возникновения первой высшей моды, соответствующей резонансу на её передаточной характеристике (показаны стрелкой на графиках) для О- и Y-образной ДО, составила ~67,8 и ~69,8 ГГц соответственно.

Более подробно связь между передаточными характеристиками основной и первой высшей модами описаны в [13–15].

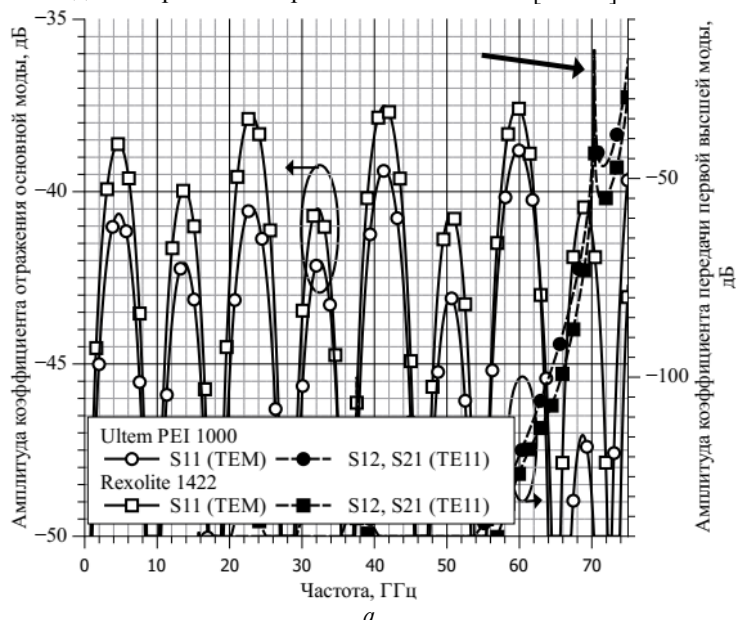


Рис. 3 (начало)

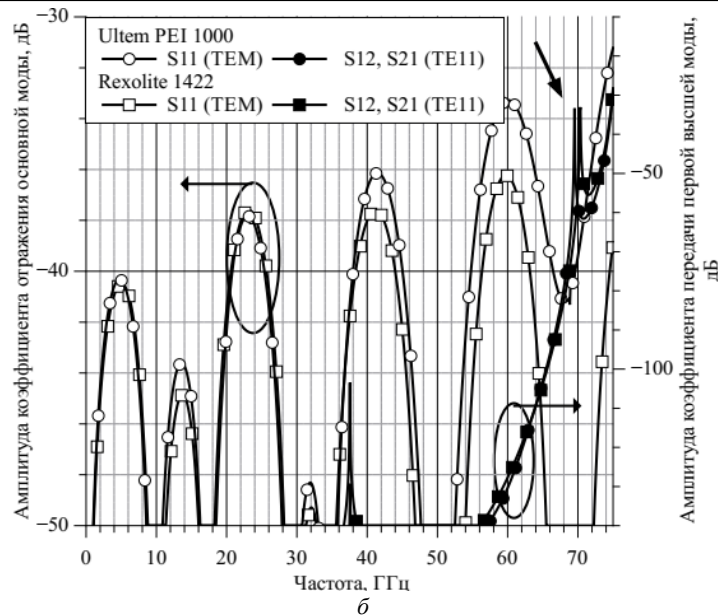


Рис. 3 (окончание). Частотные зависимости амплитуд коэффициентов отражения и передачи ТЕМ- и TE11-мод соответственно оптимизированных моделей: а – с О-образной ДО; б – с Y-образной ДО

Прочностное моделирование

Механическая прочность наравне с электродинамическими параметрами является важной эксплуатационной характеристикой коаксиальных соединителей, которая в значительной мере определяется прочностью применяемых в них ДО. В инженерной практике для оценки прочности различных конструкций широко применяются САПР, которые на основе базовых прочностных параметров материалов рассчитывают механические напряжения, возникающие в моделях деталей из этих материалов при воздействии на них различных сил. При этом рассчитанные значения механического напряжения, возникающего в модели детали, используются для оценки её прочности по различным критериям.

Для оценки прочности ДО использовался критерий Мизеса, согласно которому пластическая (необратимая) деформация начинается, когда энергия изменения формы в какой-либо точке материала достигает критического значения, соответствующего пределу текучести при однослойном растяжении. Также использовался коэффициент запаса прочности на его основе, который является отношением предела текучести материала к максимальному напряжению по Мизесу, показывающий, насколько далеко материал находится от перехода в пластическую деформацию (насколько больше это отношение единицы).

Механические повреждения ДО связаны с взаимным силовым воздействием центральных проводников сочленяемых коаксиальных соединителей, которое может возникать в них при наличии в последних несоосности центральных и внешних проводников, а также при выступании их центральных проводников относительно опорной плоскости.

Для оценки прочности вышеописанных ДО был проведён численный расчёт максимальных механических напряжений, возникающих в их твердотельных моделях. При этом моделируемые силы имитировали радиальное воздействие, оказываемое на центральный проводник коаксиальных соединителей с воздушным

диэлектриком в процессе их эксплуатации. В качестве основных механических параметров, используемых в расчётах, применялись предел текучести и модуль Юнга, которые для материала Ultem PEI 1000 ГПа соответственно равны 110 МПа и 3,51 ГПа, а для материала Rexolite 1422 – также соответственно равны 75,8 МПа и 1,37 ГПа.

На рис. 4, а показана расчетная модель, состоящая из ДО 1 с жестко закреплённой внешней поверхностью 2 и установленной в ней цилиндрической консоли 3, имитирующей центральный проводник соединителя длиной 8 мм, запрессованный в ДО. На рис. 4, б и в показаны угловые направления α и β действия радиальной силы F величиной 0,5 Н, действующей перпендикулярно на ось консоли, закреплённой в О- и Y-образной ДО соответственно. При этом в силу радиальной симметричности ДО диапазон углов α и β ограничен 45° и 120° соответственно.

Зависимости расчётных значений максимальных механических напряжений, возникающих в моделях О- и Y-образных ДО от углов α или β , под которыми сила F действует на ось консоли, представлены на рис. 5.

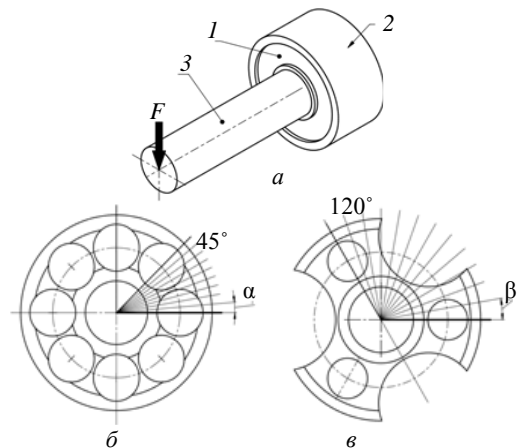


Рис. 4. Механическая модель: 1 – ДО, 2 – внешняя поверхность, 3 – цилиндрическая консоль

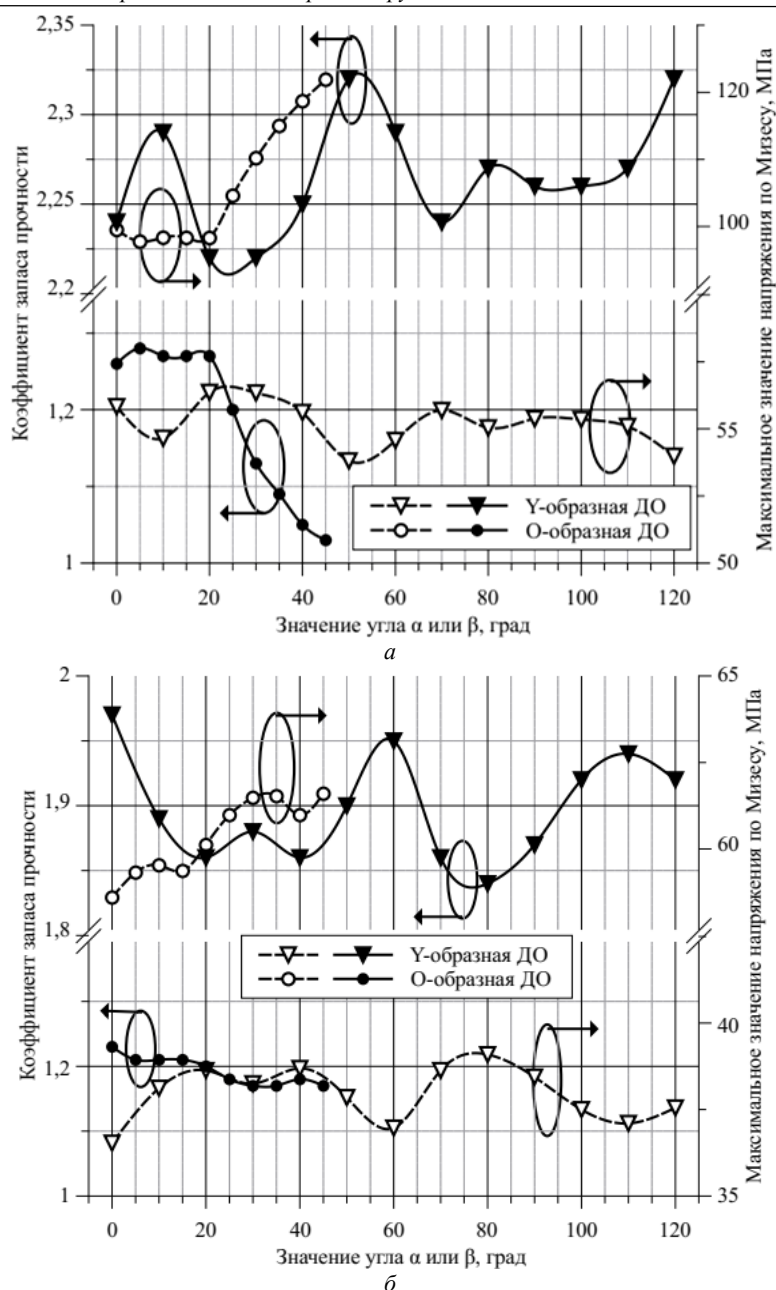


Рис. 5. Угловые зависимости максимального напряжения и коэффициента запаса прочности моделей ДО из материала: *a* – Ultem PEI 1000; *б* – Rexolite 1422

По графикам на рис. 5, *a* видно, что значения максимальных напряжений, возникающих в О- и Y-образных моделях ДО из материала Ultem PEI 1000, колеблются в пределах от 53 до 57 и от 98 до 122 МПа соответственно, а минимальные значения коэффициента запаса прочности составляют 1,03 и 2,2 также соответственно.

Из графика на рис. 5, *б* видно, что значения максимальных напряжений, возникающих в О- и Y-образных моделях ДО из материала Rexolite 1422, колеблются в пределах от 58 до 62 и от 36 до 39 МПа соответственно, а минимальные значения коэффициента запаса прочности составляют 1,17 и 1,8 также соответственно.

Численный расчёт показал, что прочность моделей Y-образных ДО из обоих моделируемых материалов Ultem PEI 1000 и Rexolite 1422 соответственно превос-

ходит прочность О-образных моделей ДО в 1,5 и 2 раза. Вероятно, это связано с тем, что основные механические напряжения концентрируются в спицах ДО, которые в О-образных моделях значительно тоньше.

На рис. 6, *a* и *б* представлены твердотельные модели О- и Y-образной ДО соответственно с распределёнными в них механическими напряжениями.

Макетирование

Геометрические параметры О- и Y-образных ДО, полученные в процессе ЭМ-моделирования, легли в основу макетных образцов ДО. Для надёжной фиксации ДО в КК её внешний диаметр рассчитывался несколько больше диаметра внешнего проводника волновода, а диаметр центрального отверстия – несколько меньше диаметра центрального проводника волновода. Так, при размере сечения коаксиального волновода, равного 1,85/0,804 мм, макетные опоры имеют

следующие габаритные размеры внешнего и внутреннего диаметров – 1,9 и 0,55 мм соответственно и высоту – 1,2 мм (рис. 7).

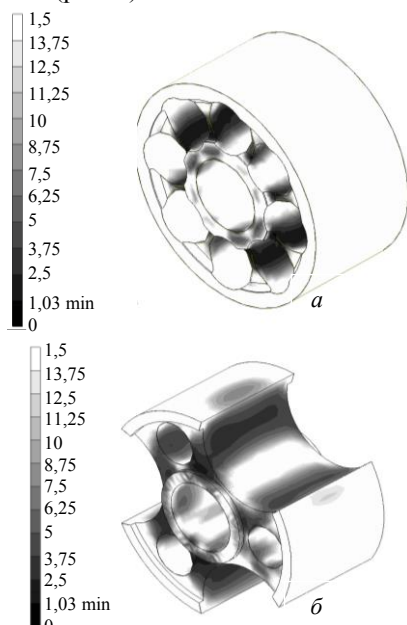


Рис. 6. Распределение механических напряжений в а – О- и б – Y-образной ДО



Рис. 7. Фото макетных образцов ДО:
1 и 3 – Ultem PEI 1000, 2 и 4 – Rexolite 1422

В качестве измерительного макета использовался одноканальный коаксиальный переход (рис. 8), серийная диэлектрическая опора которого заменялась на макетную. Измерение макета проводилось на двухпортовом векторном анализаторе цепей Keysight N5227B с использованием калибровочного набора Keysight 85056A.



Рис. 8. Измерительный макет на основе одноканального коаксиального перехода с сечением 1,85/0,804 мм

На рис. 9 представлены S-параметры измерительного макета с О- и Y-образными ДО соответственно.

Из графика на рис. 9, а видно, что в диапазоне частот от 0 до 67 ГГц амплитуда коэффициентов отражения измерительного перехода на основе О-образных ДО с диэлектрической проницаемостью 2,5 и 2,9 не превысила значений –24 и –26 дБ соответственно, а амплитуда коэффициентов передачи составила не более –0,3 и –0,25 дБ. При этом на верхней границе частотного диапазона характеристик стоит отметить наличие резких провалов (более выражены на передаточных кривых – показаны стрелками), которые предположительно являются следствием наличия первой высшей моды колебания в коаксиальном переходе.

На рис. 9, б видно, что в этом же диапазоне амплитуда коэффициентов отражения перехода с Y-образными ДО из этих же материалов не превысила –22 и –25 дБ соответственно, а значение амплитуды коэффициентов передачи составило не более –0,2 и –0,25 дБ также соответственно.

Заключение

Численные расчёты показывают, что представленные О-образные ДО из материалов с относительной диэлектрической проницаемостью выше 2,9 не обеспечивают регламентируемую стандартами частоту среза для коаксиального волновода выше 67 ГГц, поскольку для его обеспечения при сохранении согласования ДО с КК (амплитуда коэффициента отражения не более минус 30 дБ) требуется увеличивать количество и/или размер согласующих внеосевых отверстий, тем самым излишне уменьшая механическую прочность ДО.

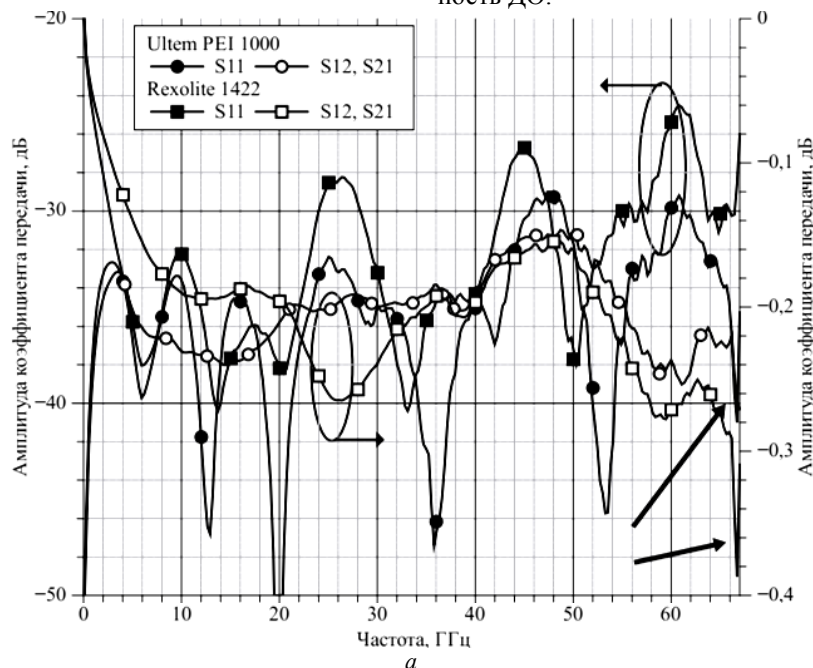


Рис. 9 (начало)

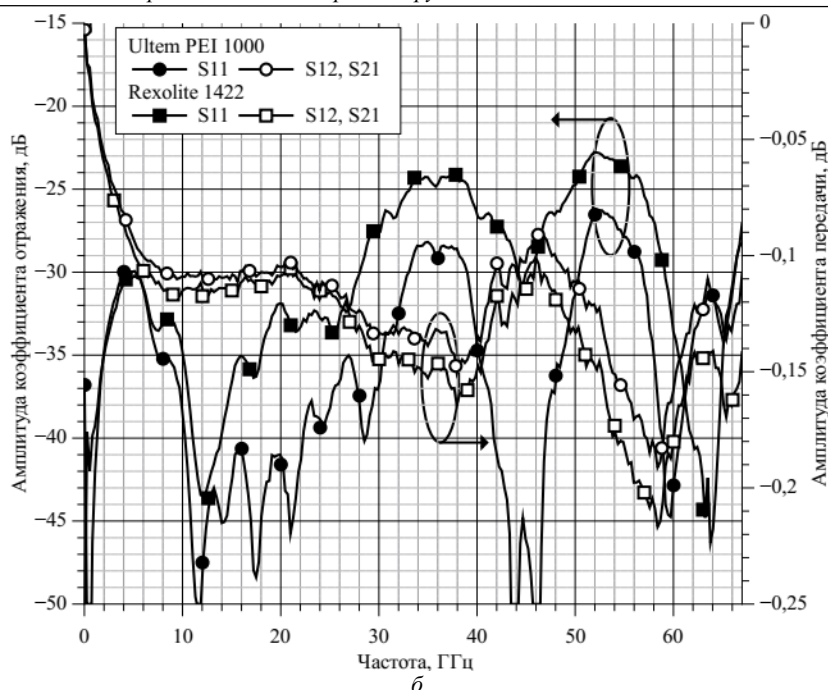


Рис. 9 (окончание). S-параметры измерительного макета: а – с О-образной ДО; б – Y-образными ДО

Для решения проблемы были изготовлены Y-образные ДО [16] с сопоставимым уровнем согласования и большей механической прочностью. Численный расчёт показал, что коэффициент запаса прочности Y-образных моделей больше О-образных в 2 и 1,5 раза соответственно материалов Ultem PEI 1000 и Rexolite 1422. Кроме того, Y-образная геометрия ДО «обладает» меньшим значением эффективной диэлектрической проницаемости по сравнению с О-образной, что потенциально позволяет с её помощью расширить используемый частотный диапазон воздушных коаксиальных волноводов сечением 1,85/0,804 мм приблизительно до 69 ГГц.

Физическая проверка работоспособности Y-образных ДО осуществлялась с помощью одноканального коаксиального перехода сечением 1,84/0,804 мм, в который устанавливались опытные образцы ДО. Измеренные значения коэффициентов отражения и передачи перехода с ДО из Rexolite 1422 не превысили значений -22 и $-0,25$ дБ соответственно, а для перехода с ДО из Ultem PEI 1000 они не превысили значений -25 и $-0,25$ дБ также соответственно.

Критические частоты в обоих случаях находились за пределом верхней границы рабочего диапазона векторного анализатора цепей и макетного коаксиального перехода.

Работа выполнена при финансовой поддержке Министерства науки и высшего образования России, проект FTWM-2023-0014 от 16.01.2023. Кроме того, автор выражает признательность д.т.н. Н.Д. Малютину за помощь в написании статьи.

Литература

1. Исследование способов увеличения направленности симметричных направленных ответвителей диапазона 2–20 ГГц / Г.Г. Гошин, А.В. Зорин, С.А. Подлиннов, А.Ю. Попков, А.В. Фатеев // Доклады ТУСУР. – 2016. – Т. 19, № 3. – С. 5–7.

2. Пат. 124059 РФ, МПК Н 01 R 13/646. Диэлектрическая шайба / О.Ю. Морозов (РФ), Ф.А. Михеев (РФ), С.В. Павлов (РФ). – № 2 012 127 060 / 07; заявл. 27.06.2012; опубл. 10.01.2013, Бюл. № 1. – 9 с.

3. Пат. 2 597 868 РФ, МПК Н 01 В 11/18, Н 01 R 13/646. Пылезащитная диэлектрическая шайба / О.Ю. Морозов (РФ), В.П. Семибратов (РФ), С.А. Заостровных (РФ). – № 2 015 118 491 / 07; заявл. 18.05.2015; опубл. 20.09.2016, Бюл. № 26. – 9 с.

4. Пат. 4 867 703 США, МПК Н 01 R 24/542. High temperature dielectric bead for coaxial connector / J.R. Flanagan (США), D.J Critell (США) № 233 152; заявл. 17.08.1988; опубл. 19.09.1989. – 7 с.

5. Коренев А.В. Результаты применения материала Арфлон AR200 для изготовления СВЧ-устройств // Наука и практика: проектная деятельность – от идеи до внедрения: матер. VIII рег. конф. – Томск: ТУСУР, 2019. – Ч. 2. – С. 546–548.

6. Khoroshilov E.V. S-parameters of coaxial adapters with dielectric beads made of «Rimamid» / E.V. Khoroshilov, N.D. Malyutin // Russian Physics Journal. – 2023. – Vol. 66, No. 12. – P. 1328–1333.

7. Джуринский К.В. СВЧ-соединители мм-диапазона. Материалы для опорных диэлектрических шайб // СВЧ-электроника. – 2020. – Вып. 5. – С. 100–111.

8. Гольдштейн Л.Д. Электромагнитные поля и волны / Л.Д. Гольдштейн, Н.В. Зернов. – М.: Сов. радио, 1956. – 664 с.

9. Мительман Ю.Е. Электродинамика многослойных цилиндрических направляющих систем / Ю.Е. Мительман, С.Н. Шабунин. – Изд-во LAP Lambert Academic Publishing, 2013. – 155 с.

10. Малютин Г.А. Оптимизация алгоритма расчета плосковых структур методом сеток // Электронные средства и системы управления: матер. докл. междунар. науч.-практ. конф.: в 2 т. – Томск: В-Спектр, 2021. – Т. 1. – С. 100–103.

11. Алексейчик Л.В. Решение комплексных мультифизических задач с помощью современных САПР СВЧ / Л.В. Алексейчик, А.А. Курушин // Информатизация инженерного образования: матер. VI Междунар. науч.-практ. конф. – М., 2022. – С. 50–55.

12. Васильев Е.П. Современные САПР СВЧ и их особенности / Е.П. Васильев, И.А. Ермолаев, И.М. Сомов // Современные технологии в науке и образовании (СТНО-2019): сб. трудов II Междунар. науч.-техн. форума / под общ. ред.

О.В. Миловзорова. – Рязань: Рязан. гос. радиотехн. ун-т, 2019. – Т. 6. – С. 170–177.

13. Хорошилов Е.В. Уточнение расчёта граничных частот круглых коаксиальных волноводов / Е.В. Хорошилов, Н.Д. Малиutin // Природные и интеллектуальные ресурсы Сибири: матер. 30-й науч.-практ. конф., 2024 г. – Томск: Изд-во ТУСУРа, 2024. – 191 с.

14. Fuks R. New dielectric bead for millimeter-wave coaxial components // *Microwave journal*. – 2001 [Электронный ресурс]. – URL: <https://www.microwavejournal.com/articles/3205-new-dielectric-bead-for-millimeter-wave-coaxial-components> (дата обращения: 12.03.2025).

15. Clupper T. Cut-off frequency prediction for MMW coaxial interconnects / T. Clupper, Ch. Blair, J. Broomall // EDI CON online – 2019 [Электронный ресурс]. – URL: https://edicononline.com/wp-content/uploads/sites/6/2019/10/7_Cut-off-frequency-prediction-for-MMW-coaxial-interconnects-2.pdf (дата обращения: 12.03.2025).

16. Пат. 213299 РФ, МПК H 01 R 13/646, H 01 R 9/05, H 01 R 24/44. Сверхширокополосная диэлектрическая шайба / Е.А. Сердюк (РФ), Е.В. Хорошилов (РФ), С.В. Павлов (РФ), В.В. Щуров (РФ), Ф.А. Михеев (РФ), В.Г. Круглов (РФ), А.Р. Галилуллин (РФ). – № 2 022 116 767; заявл. 22.06.2022; опубл. 05.09.2022, Бюл. № 25. – 7 с.

Хорошилов Евгений Владимирович

Аспирант каф. конструирования узлов и деталей радиоэлектронной аппаратуры (КУДР) Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР).
Ленина пр-т, 40, г. Томск, Россия, 634050
ORCID: 0009-0001-3363-4323
Тел.: +7-952-885-65-29
Эл. почта: 230191@mail.ru

Поступила в редакцию: 18.03.2025.

Принята к публикации: 25.04.2025.

Khoroshilov E.V.

Y-shaped dielectric microwave bead for circular coaxial waveguides

The paper presents the results of electromagnetic and mechanical numerical calculations and experimental prototyping of Y- and O-shaped dielectric microwave beads made from the Rexolite 1422 and Ultem PEI 1000. The beads are designed to be used in 1.85/0.804 mm air circular coaxial connectors with an operating frequency range of 0 to 67 GHz.

Keywords: dielectric bead, dielectric microwave hub, coaxial connector, cut-off frequency.

DOI: 10.21293/1818-0442-2024-28-1-52-58

References

- Goshin G.G., Zorin A.V., Podlinov S.A., Popkov A.Y., Fateev A.V., Issledovaniye sposobov uvelicheniya napravlenosti simmetrichnikh napravlennikh otvetvitelei diapazona 2–20 GHz [Investigate ways to improve the directionality of symmetric directional taps operating at 2–20 GHz]. *Proceeding of TUSUR University*, 2016, vol. 19, no 3, pp. 5–7 (in Russ.).
- Morozov O.Y., Mikheev Ph.A., Pavlov C.V. *Dielektricheskaya shaiba* [Dielectric bead]. Patent RF, no. 124059, 2013.
- Morozov O.Y., Semibratov V.P., Zaostrovnikh S.A. *Pilezashitnaya dielektricheskaya shaiba* [Dust-proof dielectric bead]. Patent RF, no. 2597868, 2016.
- Flanagan J.R., Critell D.J. High temperature dielectric bead for coaxial connector, Patent USA, no. 4867703, 1988.
- Korneev A.V. *Rezultati primeneniya materiala Arhlon AR200 dlya izgotovleniya SVCH ustroystv* [Results of using

Arflon AR200 to manufacture microwave devices], *Proceedings of the 8th All-Russian Scientific Conference «Science and Practice: Project Activities – from Idea to Implementation»*, Tomsk, TUSUR Publ., 2019, part 2, pp. 20–23 (in Russ.).

6. Khoroshilov E.V., Malyutin N.D. S-parameters of coaxial adapters with dielectric beads made of «Rimamid», *Russian Physics Journal*, 2023, vol. 66, no 12, pp. 1328–1333.

7. Djurinskiy K.V. [A microwave mm-band connectors. Materials for dielectric beads]. *SDS-electronics*, 2020, no. 5, pp. 100–111 (in Russ.).

8. Gol'dshtein L.D., Zernov N.V. *Elektromagnitnye polya i volni* [Electromagnetic fields and waves]. M., Sov. radio, 1956, 664 p.

9. Mitelman Yu.E., Shabunin C.N. *Elektrodinamika mnogosloinikh tselindricheskikh napravlyayushih sistem* [Electrodynamics of multilayers cylindrical systems]. LAP Lambert Academic Publishing, 2013, 155 p.

10. Malyutin G.A. [Optimization of the algorithm for calculating strip structures by the grid method]. *Electronic Devices and Control Systems. Materials of the International Scientific and Practical Conference*, 2021, vol. 1, pp. 100–103 (in Russ.).

11. Alekseichik L.V., Kurushin A.A. Resheniye kompleksnikh multifizicheskikh zadach s pomoshyu sovremennikh CAPR SVCH [Solving complex multiphysics problems using modern microwave CAD systems]. *Proceedings of the 7th Informatization and Engineering Education International Conference*, M., 2022, pp. 50–55 (in Russ.).

12. Vasiliev E.P., Ermolaev I.A., Somov I.M. Sovremenie SAPR i ih osobenosti [Modern microwave CAD-system and their peculiarities]. In collection: *Modern Technologies in Science and Education (STNO–2019). Proceedings of the II International Scientific and Technical Forum*. Ryazan, Ryazan State Radio Engineering University, 2019, vol. 10, pp. 174–181 (in Russ.).

13. Khoroshilov E.V., Malyutin N.D. *Utochneniye raschyota granichnykh chastot coaxialnikh volnovodov* [Refinement of the cut-off frequencies calculation of circular coaxial waveguides] Prirodnye i intellektualnyye resursy Sibiri: dokladi tridtsatoy mezdunarodnoy nauchno-prakticheskoy konferentsii [Natural and intellectual resources of Siberia: Proceedings of the 13th International Scientific and Practical Conference]. Tomsk, TUSUR Publ., 2024, 191p (in Russ.).

14. Fuks R. New dielectric bead for millimeter-wave coaxial components. *Microwave Journal*, 2001, Available at: <https://www.microwavejournal.com/articles/3205-new-dielectric-bead-for-millimeter-wave-coaxial-components> (Accessed: March 01, 2025).

15. Clupper T., Blair Ch., Broomall J. Cut-off frequency prediction for MMW coaxial interconnects, EDI CON online, 2019, Available at: https://edicononline.com/wp-content/uploads/sites/6/2019/10/7_Cut-off-frequency-prediction-for-MMW-coaxial-interconnects-2.pdf (Accessed: March 01, 2025).

16. Serdyuk E.A., Khoroshilov E.V., Pavlov C.V., Shyurov V.V., Mikheev Ph.A., Kruglov V.G., Galimillan A.R. *Sverkhshirokopolosnaya dielektricheskaya shaiba* [Ultra-wideband dielectric bead]. Patent RF, no. 213229, 2022.

Evgenii V. Khoroshilov

Postgraduate student, Department of Design of Units and Components for Radioelectronic Systems (KUDR), Tomsk University of Control Systems and Radioelectronics (TUSUR) 40, Lenin pr., Tomsk, Russia, 634050
ORCID: 0009-0001-3363-4323
Phone: +7-952-885-65-29
Email: 230191@mail.ru

Received: 18.03.2025.

Accepted: 25.04.2025.

УДК 621.382.2

В.Е. Щукин, Р.С. Кетов, Ю.А. Миллер, Д.А. Лужайцев, А.О. Туров, Д.С. Шимановский

GaAs-МИС дискретного 8-битного фазовращателя Ku-диапазона частот

Представлено обоснование выбранных схемных решений и описание процесса разработки GaAs-монокристаллической интегральной схемы (МИС) для управляемого дискретного фазовращателя, предназначенного для работы в Ku-диапазоне частот. Данный фазовращатель может использоваться в приемопередающих модулях (ППМ) бортовой радиолокационной станции (РЛС) с активной фазированной антенной решеткой (АФАР), поскольку имеет 8 переключаемых состояний. Основное внимание в работе уделено схемотехническим решениям с интеграцией компонентов и оптимизацией характеристик фазовращателя, что обеспечивает высокую фазовую точность и низкие вносимые и возвратные потери разработанной микросхемы. Приведены результаты моделирования, подтверждающие соответствие фазовращателя заданным техническим требованиям. Дальнейшие этапы включают в себя производство и экспериментальное исследование разработанного устройства с преимуществом в количестве состояний фазового сдвига.

Ключевые слова: дискретный фазовращатель, управляемый фазовращатель, активная фазированная антенная решетка, СВЧ, GaAs, pHEMT, СВЧ-полупроводниковая интегральная схема, монокристаллическая интегральная схема.

DOI: 10.21293/1818-0442-2024-28-1-59-64

Активные фазированные антенные решетки (АФАР) находят всё более широкое применение в радиолокации, навигации и связи. Они обеспечивают быстрый обзор окружающего пространства, а также позволяют проводить предварительную обработку сверхвысокочастотных сигналов и выполнять другие задачи. Неотъемлемой частью АФАР является дискретный фазовращатель, а использование его в виде монокристаллической интегральной схемы повысит плотность упаковки антенн.

В работе представлены результаты разработки монокристаллической интегральной микросхемы фазовращателя с восемью разрядами, функционирующей в диапазоне частот 11–14 ГГц, предназначенной для применения в составе приемопередающих модулей РЛС с АФАР.

Выбор метода фазового сдвига

Устройства, управляющие фазой, могут быть как аналоговые, так и дискретные, пассивные и переключаемые, состоящие из нескольких секций. Также есть несколько видов дискретных фазовращателей, например, на линиях задержки или фильтрах верхних и нижних частот. Рассмотрим несколько решений фазовращателя [1–6].

Анализ рис. 1 и 2 показывает, что сдвиг фазы достигается за счёт изменения электрической длины прохождения сигнала. Данное решение несёт за собой дополнительные потери уровня сигнала в разных состояниях, но имеет очень простую реализацию, что упрощает разработку.

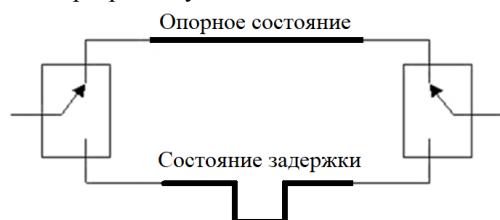


Рис. 1. Эквивалентная схема фазовращателя на основе линий задержки

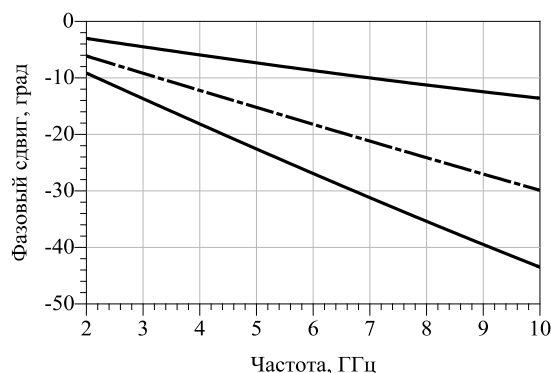


Рис. 2. Частотная зависимость фазового сдвига:

— · — — опорное состояние; - - - - состояние задержки;
— — — фазовый сдвиг

В фазовращателе, изображенном на рис. 3 и 4, сдвиг фазы происходит за счёт фильтров высоких и нижних частот. Они сдвигают фазу в разные стороны, следовательно, можно добиться необходимого сдвига фазы на выходе, переключая направление прохождения сигнала, а также настроить фильтры ВЧ и НЧ таким образом, чтобы вносимые потери были на одном уровне.

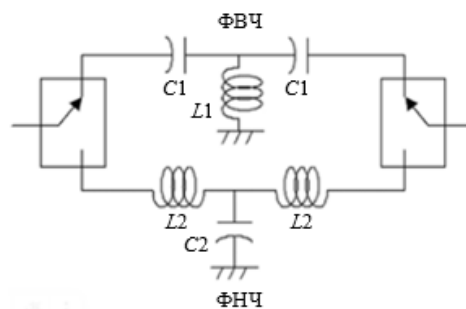


Рис. 3. Фазовращатель на основе фильтров верхних и нижних частот

В данной работе используется фазовращатель на основе фильтров верхних и нижних частот, поскольку

он обеспечивает высокий уровень входной мощности, широкую полосу пропускания, низкие вносимые потери и линейную фазовую характеристику [7, 8].

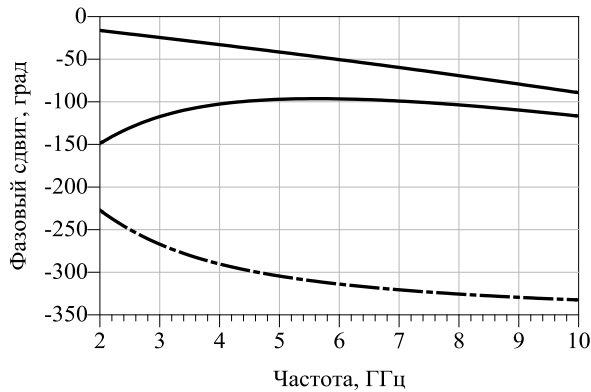


Рис. 4. Частотная зависимость фазового сдвига:

— · · · — опорное состояние (ФВЧ);
— · — · — состояние задержки (ФНЧ); — — — фазовый сдвиг

Конструкция дискретного фазовращателя состоит из восьми коммутируемых секций с шагом фазового сдвига $1,40625^\circ$ в диапазоне от 0 до 359° (рис. 5).

Разработанный фазовращатель включает восемь секций, реализующих фазовые сдвиги величиной $1,4$;

$2,8$; $5,6$; $11,2$; $22,5$; 45 ; 90 и 180° . Эквивалентные схемы указанных секций представлены на рис. 6. Напряжения V_c и \bar{V}_c , являющиеся обратными по знаку, определяют направление прохождения сигнала.

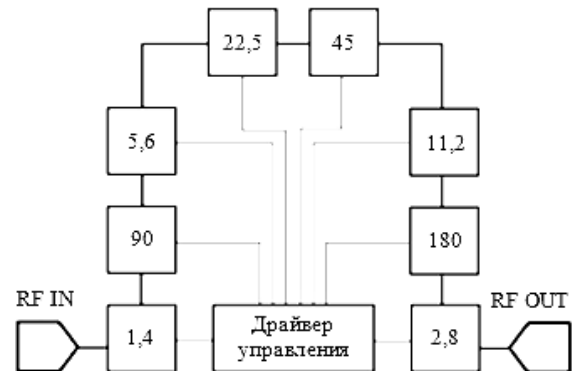


Рис. 5. Блок-схема МИС фазовращателя

Секции, обеспечивающие фазовые сдвиги 90 и 180° (см. рис. 6, в, г), реализованы на основе переключаемых фильтров третьего порядка. Ключевыми достоинствами данного подхода являются высокая равномерность фазового сдвига в пределах рабочей полосы частот и низкий уровень амплитудной конверсии.

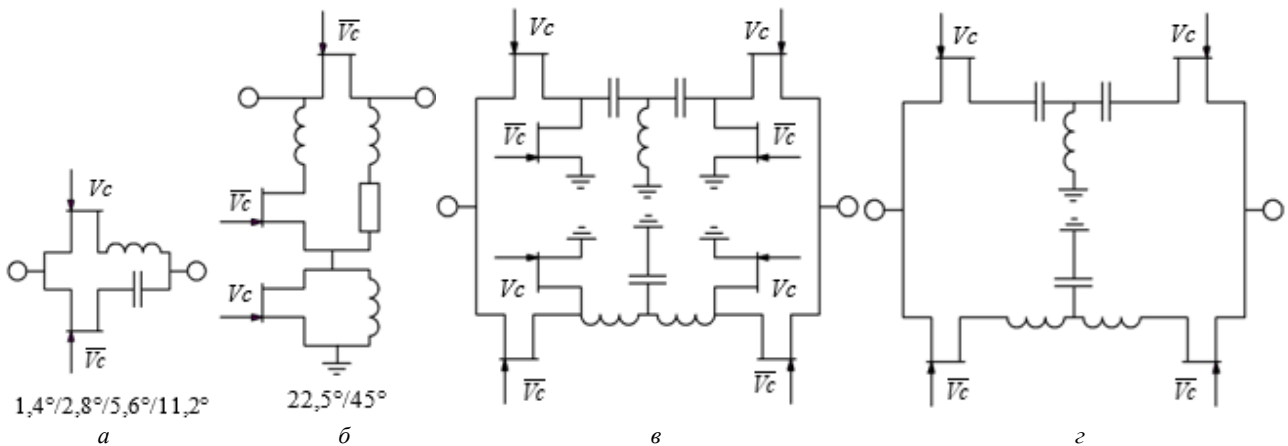


Рис. 6. Эквивалентные электрические принципиальные схемы фазовращателя для секций:
 $1,4$; $2,8$; $5,6$ и $11,2^\circ$ — а; $22,5^\circ$ и 45° — б; 90° — в; 180° — г

Однако основным недостатком является относительно высокий уровень потерь по сравнению с альтернативными реализациями. В качестве альтернативы возможно применение фильтров пятого порядка, что позволяет дополнительно снизить неравномерность фазового сдвига и уменьшить амплитудную конверсию на границах рабочей полосы.

Секции на $22,5$ и 45° (см. рис. 6, б) выполнены с использованием коммутируемых элементов в структуре фильтров. Такой подход представляет собой компромисс между компактностью реализации, неравномерностью фазового сдвига, уровнем потерь и амплитудной конверсией в рабочем диапазоне частот.

Секции с фазовыми сдвигами $1,4$; $2,8$; $5,6$ и $11,2^\circ$ (см. рис. 6, а) реализованы на основе вырожденных

фильтров верхних и нижних частот. Основными преимуществами данной схмотехнической реализации являются низкий уровень вносимых потерь и компактные габаритные размеры секций [9–12].

В качестве коммутационных элементов используются ПТШ (полевой транзистор Шоттки), выполненные по $0,5$ GaAs-pHEMT-технологии производства АО «НПФ «Микран», работающие в режиме нормально открытого канала.

На рис. 7, а, б представлены частотные зависимости фазовой и амплитудной ошибок топологии МИС 8-битного фазовращателя соответственно.

Минимальные ошибки по фазе и амплитуде 8-битного фазовращателя составили $1,7^\circ$ и $0,3$ дБ соответственно.

Такая низкая фазовая и амплитудная ошибка позволяет настроить фазовый сдвиг очень точно, что, в свою очередь, благоприятно влияет на исполнение требуемых задач от дискретного фазовращателя [13–15].

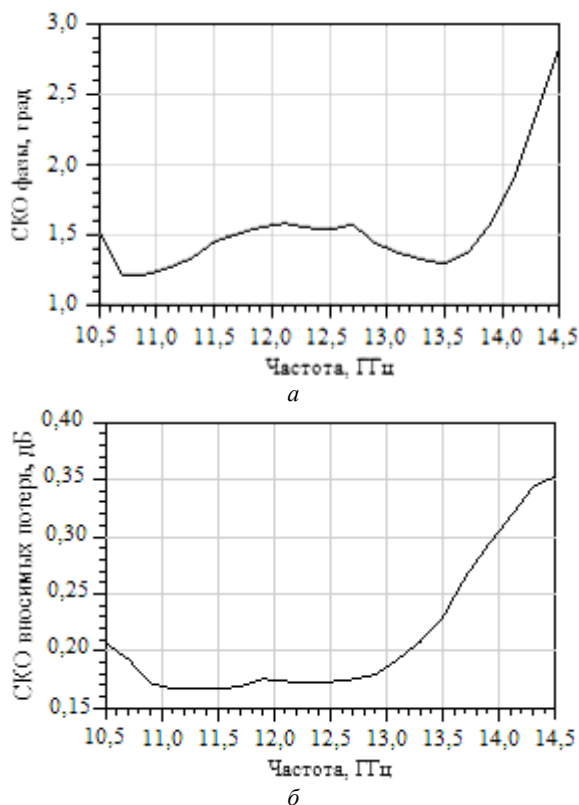


Рис. 7. Частотные зависимости среднеквадратичной ошибки фазовращателя: *а* – фазовой; *б* – амплитудной

На рис. 8–10 представлены частотные зависимости фазового сдвига, вносимых потерь и коэффициента отражения соответственно. На них видно, что в частотном диапазоне 11–14 ГГц сдвиг фазы и вносимые потери линейны, а также КСВ не более 13 дБ, что является хорошим показателем согласования.

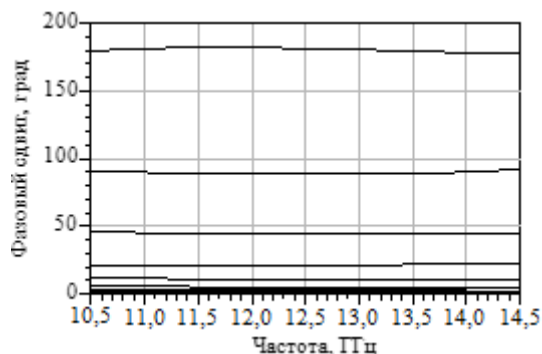


Рис. 8. Частотные зависимости фазового сдвига фазовращателя в основных состояниях

Для сравнения параметров спроектированного фазовращателя с аналогами в табл. 1 приведены параметры: ΔF – диапазон рабочих частот; RMS – СКО фазы; IL – вносимые потери; IRL – возвратные

потери; $\Delta Phase$ – шаг фазового сдвига; Control voltage – напряжение управления.

Диапазон рабочих частот определяет область применения фазовращателя. Вносимые и возвратные потери являются нежелательными изменениями сигнала. Достижение минимальных значений СКО фазы и шага фазового сдвига позволяет использовать фазовращатель в устройствах повышенной точности.

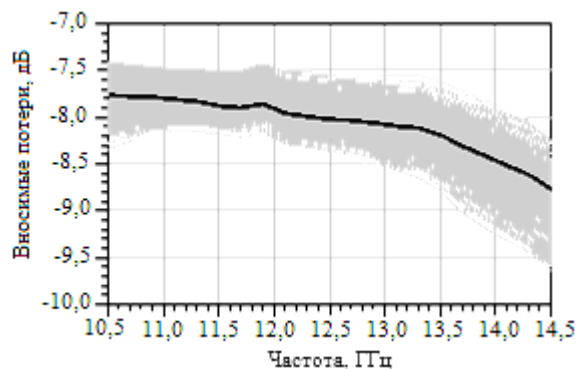


Рис. 9. Частотные зависимости вносимых потерь фазовращателя: ——— – КП в исх. Сост.; ——— – КП во всех сост.

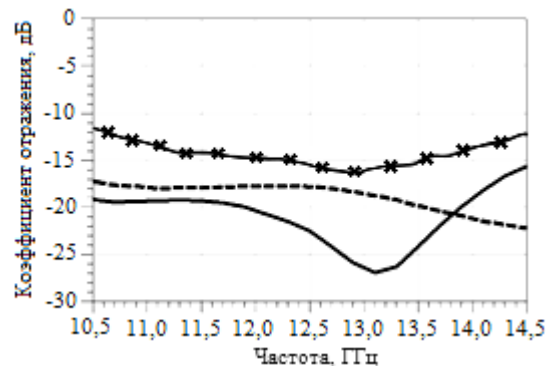


Рис. 10. Частотные зависимости коэффициента отражения фазовращателя: - - - - КО по входу в исх. сост.; ——— – КО по выходу в исх. Сост.; —x— – состояние наибольшего КО

Таблица 1

Сравнение параметров фазовращателя с аналогами

Аналог	ΔF , ГГц	RMS , град	IL , дБ	$\Delta Phase$, град	IRL , дБ	Control voltage, В
HMC642ALC5 [16]	9–12,5	4,5	10	5,6	11	–5/+5
HMC543ALC4B [17]	8–12	4	9,5	22,5	10	0/–3
HMC644ALC5 [18]	15–18,5	3,5	10	11,25	10	0/–3
TGP2109 [19]	8–12	4	6	5,6	10	0/+5
Спроектированный	11–14	1,7	7,9	1,4	13	0/+5

На рис. 11 представлен эскиз топологии разработанного 8-битного фазовращателя для диапазона частот 11–14 ГГц. Габаритные размеры кристалла 2,5×2,4×0,1 мм.

На данном этапе разработанная МИС 8-битного фазовращателя принята к изготовлению на производстве, что позволяет ожидать дальнейшей оптимизации конструкции и ее готовности к промышленному использованию.

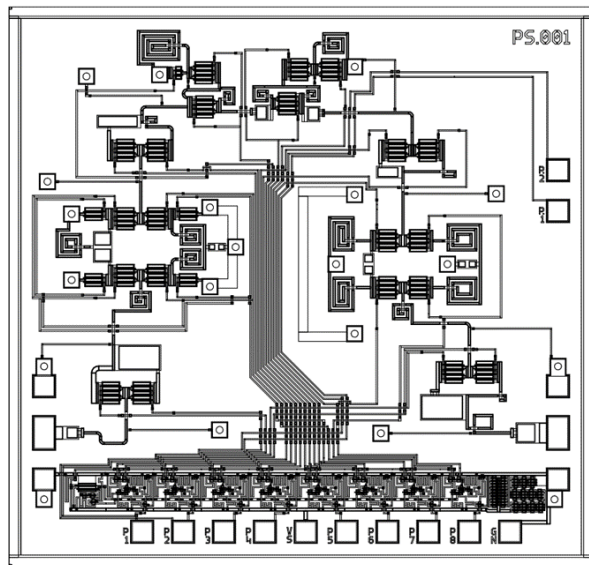


Рис. 11. Эскиз топологии СВЧ-монокристалльной интегральной схемы 8-битного фазовращателя

Заключение

В данной работе была успешно разработана МИС восьмиразрядного фазовращателя для Ку-диапазона частот (11–14 ГГц) на основе GaAs-pHEMT, предназначенная для использования в приёмопередающих модулях систем радиолокационной связи с активными антенными решётками. Основные цели разработки, заключавшиеся в создании фазовращателя с минимальными фазовыми и амплитудными ошибками, были достигнуты: смоделированные значения составили 1,7° и 0,3 дБ соответственно, что подтверждает высокую точность и эффективность разработанного фазовращателя. Остальные параметры указаны в табл. 2.

Таблица 2
Основные электрические параметры МИС фазовращателя

Наименование параметра, единица измерения	Значение
Диапазон рабочих частот, ГГц	11–14
Диапазон вносимого фазового сдвига, град	359
Шаг вносимого фазового сдвига, град	1,4
СКО фазовой ошибки, град, не более	1,7
СКО амплитудной ошибки, дБ, не более	0,3
Возвратные потери по входу / выходу, дБ, не более	13
Вносимые потери в опорном состоянии, дБ, не более	9,1

Использование восьми секций фазовращателя позволило значительно повысить точность управления фазой, обеспечив возможность минимизации фазовых ошибок за счет точной настройки фазового сдвига. Это делает разработанную МИС конкурентоспособной и перспективной для применения в современных АФАР-системах, где высокие требования к точности и компактности являются критически важными.

Дополнительно была решена конструктивная задача, связанная с размещением девяти контактов на одной стороне микросхемы. Предложенное решение –

перенос двух управляющих контактных площадок на противоположную сторону кристалла – упростило подбор корпуса и технологию сборки, что повышает удобство внедрения разработки в серийное производство.

Согласно табл. 2, разработанная МИС фазовращателя демонстрирует значительные преимущества по среднеквадратичному отклонению ошибки фазы, вносимым потерям, возвратным потерям, шагу фазового сдвига и наличию управляющего драйвера. Стоит также отметить, что МИС производится по отечественной технологии, что делает ее перспективной для дальнейшего применения в РЛС.

Литература

1. Титце У. Полупроводниковая схемотехника / У. Титце, К. Шенк. – М.: ДМК-Пресс, 2008. – 832 с.
2. Huazhong B.S. Broadband Phase Shifter Design for Phased Array Radar Systems // University of Science and Technology. – China, 2011. – 175 p.
3. Сазонов Д.М. Устройства СВЧ. – М.: Высш. школа, 1981. – 295 с.
4. Tsukahara Y. 60 GHz High Isolation SPDT MMIC Switches Using Shunt pHEMT-Resonator // High Frequency & Optical Device Works. – Japan, 2008. – P. 664–864.
5. Garakoui S.K. Phased-array antenna beam squinting related to frequency dependency of delay circuits / S.K. Garakoui, E.A.M. Klumperink, B. Nauta // EuRad Conf. – The Netherlands, Enschede, 2011. – P. 416–419.
6. Tang X. Design of large bandwidth phase shifters using common mode all-pass networks / X. Tang, K. Mouthaan // IEEE Microw. Wireless Compon. Lett. – 2012. – Vol. 22, No. 2. – P. 55–57.
7. Белова Е.В. Опыт создания методики оптимизации многокаскадных управляющих СВЧ-устройств / Е.В. Белова, А.Н. Васильев. – Омск.: Планета-ИРМИС, 2016. – С. 36–42.
8. Помазанов А.В. Разработка и экспериментальное исследование дискретного 6-разрядного фазовращателя Х-диапазона на основе отечественной 90 нм КМОП-технологии / А.В. Помазанов, А.С. Коряковцев, А.А. Коколов // Электронные средства и системы управления: материалы докл. XVI Междунар. науч.-практ. конф.: в 2 ч. – Томск: В-Спектр, 2020. – Ч. 1. – С. 57–60.
9. Zhang W. DC-23 GHz Broadband Digital Step Attenuator MMIC Using Capacitive-Inductive Joint Compensation / W. Zhang, D. Hao, Y. Liang, Y. Liu // IEEE Microw. Wirel. Technol. Lett. – 2023. – Vol. 34. – P. 291–294.
10. Niu Y. A Survey of Millimeter Wave (mmWave) Communications for 5G / Y. Niu, Y. Li, D. Jin, A.V. Vasilakos // Opportunities and Challenges. – 2015. – No. 8. – P. 17.
11. Moya C. A compact broadband, six-bit MMIC phasor with integrated digital drivers / C. Moya, G. Sakamoto, M. Brand // IEEE Microwave and Millimeter-Wave Monolithic Circuits Symposium. – 1990. – P. 123–126.
12. Баров А.А. GaAs МИС дискретных фазовращателя и аттенуатора для ПИМ АФАР космического применения / А.А. Баров, А.В. Кондратенко // Microwave & Telecommunication Technology. – 2012. – С. 91–92.
13. Hu Z. A Broadband Voltage Variable Attenuator with High-Power Tolerance and Compact Size Based on Dual-Gate GaN-HEMTs / Z. Hu, S. Zhou, R. He, Q. Zhang // IEEE Trans. Power Electron. – 2023. – Vol. 38. – P. 6108–6115.
14. He Y. Wideband pHEMT Digital Attenuator with Positive Voltage Control Driver / Y. He, T. Zhang, Y. Tang,

C. Fan // IEEE Microw. Wirel. Technol. Lett. – 2023. – Vol. 33. – P. 295–298.

15. He D. A 10–20 GHz 6-Bit High-Accuracy Digital Step Attenuator with Low Insertion Loss in 0.15 μm GaAs p-HEMT Technology / D. He, Z. Yu, J. Chen, P. Cheng // Micro-machines. – 2024. – Vol. 15. – P. 84.

16. GaAs-MMIC 6-Bit Digital Phase Shifter, 9–12.5 GHz. Datasheet [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/hmc642a.pdf> (дата обращения: 15.05.2024).

17. 22.5 MMIC 4-Bit Digital Phase Shifter, 8–12 GHz. Datasheet [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/hmc543a.pdf> (дата обращения: 15.05.2024).

18. GaAs-MMIC 5-Bit Digital Phase Shifter, 15–18.5 GHz. Datasheet [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/hmc644alc5.pdf> (дата обращения: 15.05.2024).

19. TGP2109, 8–12 GHz 6-Bit Digital Phase Shifter. Datasheet [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.qorvo.com/products/d/da005085> (дата обращения: 15.05.2024).

Щукин Виктор Евгеньевич

Магистр каф. передовой инженерной школы (ПИШ) Томского государственного ун-та систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР) Ленина пр-т, 40, г. Томск, Россия, 634050
Тел.: +7-952-892-50-34
Эл. почта: viktor.e.shchukin@tusur.ru

Кетов Роман Сергеевич

Магистр каф. ПИШ ТУСУРА Ленина пр-т, 40, г. Томск, Россия, 634050
Тел.: +7-999-177-41-26
Эл. почта: roman.s.ketov@tusur.ru

Миллер Юрий Александрович

Аспирант каф. физической электроники (ФЭ) ТУСУРА Ленина пр-т, 40, г. Томск, Россия, 634050
Тел.: +7-923-419-56-88
Эл. почта: miller-ua@mail.ru

Лужайцев Данила Александрович

Аспирант каф. ФЭ ТУСУРА Ленина пр-т, 40, г. Томск, Россия, 634050
Тел.: +7-923-402-18-81
Эл. почта: danil.wow67@gmail.com

Туров Артём Олегович

Аспирант каф. ФЭ ТУСУРА Ленина пр-т, 40, г. Томск, Россия, 634050
Тел.: +7-913-119-16-66
Эл. почта: t.artem.o@mail.ru

Шимановский Дмитрий Сергеевич

Вед. инж. НИЛСС ТУСУРА Ленина пр-т, 40, г. Томск, Россия, 634050
Тел.: +7-952-894 66-72
Эл. почта: locktarogar@bk.ru

Поступила в редакцию: 29.11.2024.

Принята к публикации: 24.04.2025.

Shchukin V.E., Ketov R.S., Miller Y.A.,
Luzhaytsev D.A., Turov A.O., Shimanovsky D.S.

Ku-Band GaAs-MMIC Digital 8-Bit Phase Shifter

This paper presents the rationale for the chosen circuit designs and describes the development process of a GaAs monolithic microwave integrated circuit (MMIC) for a digital phase shifter intended for Ku-band operation. This phase shifter, featuring eight switchable states, can be used in transmit/receive modules (TRMs) of an airborne radar with an active phased array antenna (APAA). The work focuses on circuit design solutions, component integration, and performance optimization of the phase shifter, ensuring high phase accuracy and low insertion and return losses for the developed integrated circuit. The simulation results are presented, confirming the phase shifter's compliance with the specified technical requirements. Further stages include production and experimental study of the developed device, taking advantage of the increased number of phase shift states.

Keywords: digital phase shifter, switched phase shifter, active phased array antenna, microwave, GaAs, pHEMT, microwave semiconductor integrated circuit, monolithic integrated circuit.

DOI: 10.21293/1818-0442-2024-28-1-59-64

References

1. Titze U., Schenk K. [Semiconductor circuitry]. M.: DMK-Press, 2008, 832 p. (in Russ.).
2. Huazhong B.S. Broadband Phase Shifter Design for Phased Array Radar Systems. University of Science and Technology, China, 2011, 175 p.
3. Sazonov D.M. [Microwave circuits and antennas]. M.: Higher school, 1981, 295 p. (in Russ.).
4. Tsukahara Y. 60GHz High Isolation SPDT MMIC Switches Using Shunt pHEMT Resonator, High Frequency & Optical Device Works, Japan, 2008, pp. 664–864.
5. Garakoui S.K., Klumperink E.A.M., Nauta B. Phased-array antenna beam squinting related to frequency dependency of delay circuits, *European Radar Conference*, The Netherlands, Enschede. 2011, pp. 416–419.
6. Tang X., Mouthaan K. Design of large bandwidth phase shifters using common mode all-pass networks, *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 2012, vol. 22, no. 2, pp. 55–57.
7. Belova E.V., Vasiliev A.N. [Discrete RF control device optimization method], Omsk, Planeta–IRMIS, 2016, pp. 36–42 (in Russ.).
8. Pomazanov A.V. [Design and experimental study of a discrete 6-bit X-band phase shifter based on domestic 90 nm CMOS technology]. *Electronic Means and Control Systems: Proceedings of the XVI International Scientific and Practical Conference. In 2 parts*, Tomsk, V-Spektr, 2020, part 1, pp. 57–60. (in Russ.).
9. Zhang, W., Hao D., Liang Y., Liu Y. DC–23 GHz Broadband Digital Step Attenuator MMIC Using Capacitive–Inductive Joint Compensation. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 2023, vol. 34, pp. 291–294.
10. Niu Y., Li Y., Jin D., Vasilakos A.V. A Survey of Millimeter Wave (mmWave) Communications for 5G, *Opportunities and Challenges*, 2015, no. 8 pp. 17.
11. Moye C. A., Moye C., Sakamoto G., Brand M. Compact broadband, six-bit MMIC phasor with integrated digital drivers, *IEEE Microwave and Millimeter-Wave Monolithic Circuits Symposium*, 1990, pp. 123–126.
12. Barov A.A. [GaAs MMIC discrete phase shifter and attenuator for transceiver modules APA for space applications]. *Microwave & Telecommunication Technology*, 2012, pp. 91–92 (in Russ.).

13. Hu Z., Zhou S., He R., Zhang Q. A Broadband Voltage Variable Attenuator with High-Power Tolerance and Compact Size Based on Dual-Gate GaN HEMTs, *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2023, vol. 38, pp. 6108–6115.

14. He Y., Zhang T., Tang Y., Fan C., Yan B. [Wideband pHEMT Digital Attenuator with Positive Voltage Control Driver], *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 2023, vol. 33, pp. 295–298.

15. He D., Z. Yu, J. Chen, P. Cheng. A 10–20 GHz 6-Bit High-Accuracy Digital Step Attenuator with Low Insertion Loss in 0.15 μm GaAs p-HEMT Technology, *Micromachines*, 2024, vol. 15, pp. 84.

16. GaAs MMIC 6-Bit Digital Phase Shifter, 9–12.5 GHz. Available at: <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/hmc642a.pdf> (Accessed: May 15, 2025).

17. 22.5 MMIC 4-Bit Digital Phase Shifter, 8–12 GHz. Available at: <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/hmc543a.pdf> (Accessed: May 15, 2025).

18. GaAs MMIC 5-Bit Digital Phase Shifter, 15–18.5 GHz. Available at: <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/hmc644alc5.pdf> (Accessed: May 15, 2025).

19. TGP2109, 8–12 GHz 6-Bit Digital Phase Shifter. Available at: <https://www.qorvo.com/products/d/da005085> (Accessed: May 15, 2025).

Viktor E. Shchukin

Student, Advanced Engineering School, Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics (TUSUR)
40, Lenin pr., Tomsk, Russia, 634050
Phone: +7-952-892-50-34
Email: viktor.e.shchukin@tusur.ru

Roman S. Ketov

Student, Advanced Engineering School, TUSUR
40, Lenin pr., Tomsk, Russia, 634050
Phone: +7-999-177-41-26
Email: roman.s.ketov@tusur.ru

Yuri A. Miller

Postgraduate student, Department of Physical Electronics, TUSUR
40, Lenin pr., Tomsk, Russia, 634050
Phone: +7 923 419 56 88
Email: miller-ua@mail.ru

Danila A. Luzhaytsev

Postgraduate student, Department of Physical Electronics, TUSUR
40, Lenin pr., Tomsk, Russia, 634050
Phone: +7-923-402-18-81
Email: danil.wow67@gmail.com

Artem O. Turov

Postgraduate student, Department of Physical Electronics, TUSUR
40, Lenin pr., Tomsk, Russia, 634050
Phone: +7-913-119-16-66
Email: t.artem.o@mail.ru

Dmitry S. Shimanovsky

Leading engineer, Research Laboratory «Standardization and Certification for Microwave and Power Electronics», TUSUR
40, Lenin pr., Tomsk, Russia, 634050
Phone: +7-952-894 66-72
Email: locktarogar@bk.ru

Received: 29.11.2024.

Accepted: 24.04.2025.

**УПРАВЛЕНИЕ, ВЫЧИСЛИТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА
И ИНФОРМАТИКА**

УДК 621.391.82, 001.891.57

Г.М. Подхомутникова, А.Ф. Лекарев, И.С. Костарев

Имитационное моделирование кондуктивных токовых помех энергопреобразующей аппаратуры

Рассмотрена проблема имитационного моделирования кондуктивных токовых помех энергопреобразующей аппаратуры. Предложенный подход позволяет выполнить расчет синфазных и дифференциальных составляющих токов посредством учета в имитационной модели паразитных параметров электрорадиоизделий и паразитных связей конструктивных элементов приборов и устройств. На примере имитационной модели одного модуля зарядно-разрядного устройства энергопреобразующей аппаратуры рассматривается расчет его паразитных параметров, представлен спектральный анализ входных и выходных токовых помех в режиме заряда.

Ключевые слова: паразитные параметры, имитационное моделирование, синфазная и дифференциальная составляющие входного и выходного тока, энергопреобразующая аппаратура, зарядно-разрядное устройство.

DOI: 10.21293/1818-0442-2024-28-1-67-74

Анализ электромагнитной совместимости – обязательная проектная процедура при разработке энергопреобразующей аппаратуры. Для его проведения широко используются программы схемотехнического моделирования, которые сочетают в себе возможности моделирования как принципиальных, так и функциональных схем [1, 2]. Данный подход позволяет исследовать в динамике взаимосвязанные процессы изменения электромагнитных и электрических величин практически при любых параметрах отдельных компонентов энергопреобразующей аппаратуры.

В работе [3] приведена методика расчета излучаемых помех на имитационных моделях (ИМ), разработанных на базе схемотехнического моделирования. В этой работе не учитываются паразитные параметры электрорадиоизделий (ЭРИ) и паразитные связи между силовыми элементами, проводниками и корпусом модуля, что не позволяет адекватно моде-

лировать синфазные и дифференциальные составляющие входного и выходного токов, которые могут потребоваться при анализе кондуктивных помех. Известны формулы для таких расчетов [4–14], однако нет подробного описания их применения для реальных приборов и устройств.

В данной работе на примере зарядно-разрядного устройства (ЗРУ) модуля энергопреобразующей аппаратуры рассмотрен подход, позволяющий дополнить предложенную в [3] методику расчетом кондуктивных токовых помех.

ЗРУ (рис. 1) состоит из зарядного (ЗУ) и разрядного (РУ) устройств, выполненных на импульсных повышающем и понижающем преобразователях напряжения. ЗУ преобразует энергию батареи солнечной (БС) в энергию заряда аккумуляторной батареи (АБ), а РУ преобразует энергию АБ в энергию питания полезной нагрузки.

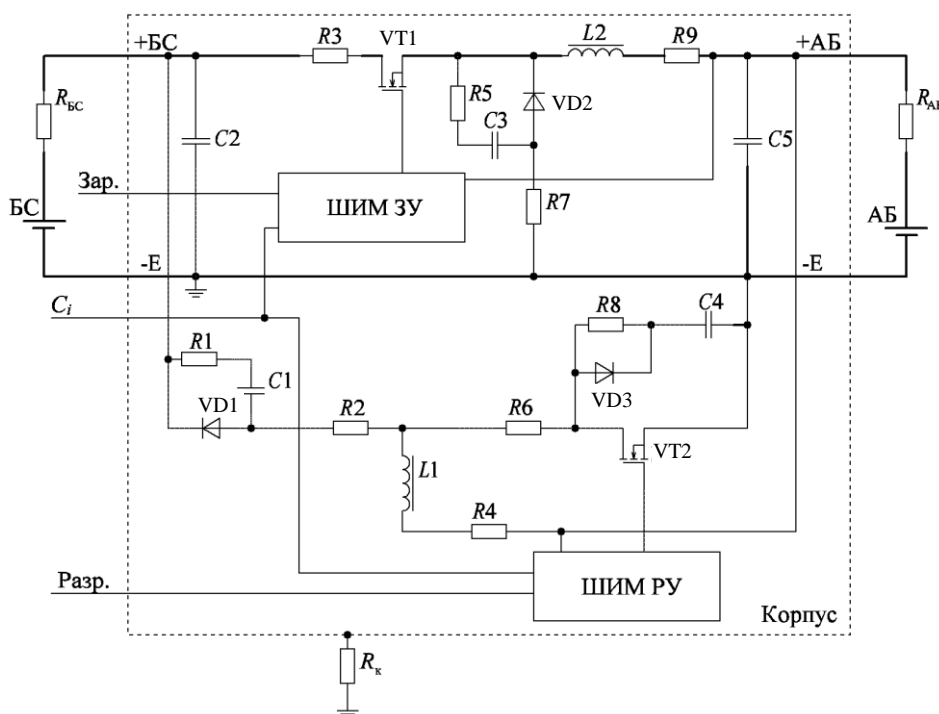


Рис. 1. Схема ЗРУ

Схема ЗРУ включает в себя: +БС – положительный выход БС; +АБ – положительный выход АБ; –Е – вывод, соединенный с отрицательными выходами БС и АБ; ШИМ ЗУ – широтно-импульсный модулятор ЗУ; ШИМ РУ – широтно-импульсный модулятор РУ; Зар. – управление широтно-импульсным модулятором ЗУ; Разр. – управление широтно-импульсным модулятором РУ; C_i – генератор частоты; $C1...C5$ – конденсаторы; $L1, L2$ – дроссели; $R1...R8$ – резисторы и плавкие вставки; VT1, VT2 – ключевые элементы; VD1–VD3 – диоды.

Синфазные токовые помехи входных и выходных цепей электропитания возникают от паразитных связей между внутренними и внешними проводниками с корпусами устройства, они обусловлены токами по цепям заземления между корпусами модулей системы электропитания [4].

Для расчета параметров паразитных связей требуется наличие электрической схемы, схемы печатного монтажа и сборочный чертеж конструкции устройства.

Выделяют три вида паразитных связей (рис. 2) между проводниками и проводниками с корпусом: индуктивную, емкостную и гальваническую [5].

Расчет емкостной паразитной связи выполняется на основе выделенных основных площадок, которые имитируют обкладки паразитных конденсаторов. В ЗРУ (рис. 3) такими площадками будут:

– площадка 1 – печатный монтаж между входом «+БС» и плюсовыми выводами конденсаторов входного фильтра;

– площадка 2 – печатный монтаж между нейтралью «–Е» и минусовыми выводами конденсаторов входного и выходного фильтров;

– площадка 3 – печатный монтаж между выходом «+АБ» и плюсовыми выводами конденсаторов выходного фильтра;

– площадка 4 – печатный монтаж в ЗУ между транзистором VT1, дросселем $L1$ и диодом VD2;

– площадка 5 – печатный монтаж в РУ между транзистором VT2, дросселем $L2$ и сбрасывающим диодом VD3;

– площадка 6 – стенки корпуса.

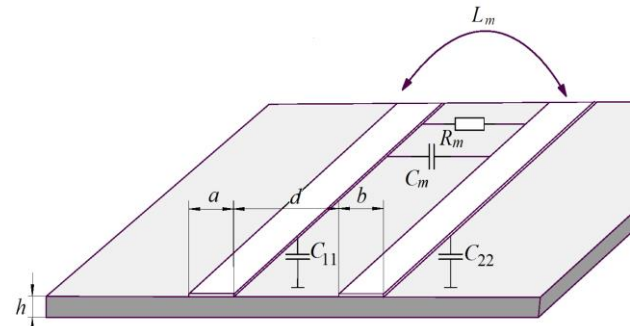


Рис. 2. Паразитные связи между двумя проводниками:

C_m – емкостная связь между проводниками;

C_{11} и C_{22} – емкостная связь проводников с корпусом;

L_m – паразитная взаимная индуктивность между проводниками;

R_m – гальваническая связь между проводниками;

a, b – ширина первого и второго проводника соответственно;

d – расстояние между проводниками;

h – толщина диэлектрического слоя

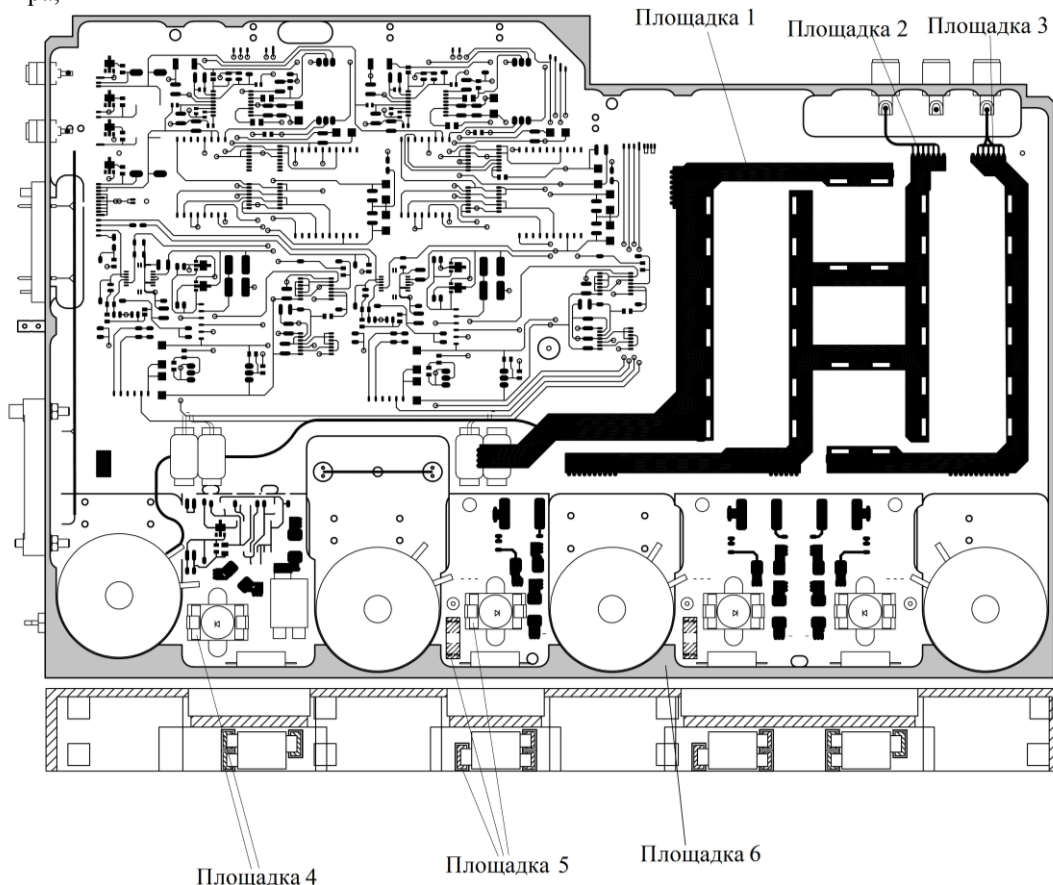


Рис. 3. Сборочный чертеж ЗРУ

Аналитически паразитные емкости связи рассчитываются по формулам, полученным методом конформных преобразований отдельно для каждого случая расположения проводников [7, 8].

Определить емкость между площадками 1 и 2 можно по формуле для расчета погонной емкости между двумя плоскими проводниками на диэлектрическом основании:

$$C = \left(2 \frac{K}{K'} \varepsilon_1 + \frac{(\varepsilon_2 - \varepsilon_1) K_1}{K_1'} \right) \varepsilon_0 l, \quad (1)$$

где K, K', K_1, K_1' – полные эллиптические интегралы первого рода с модулями k, k', k_1, k_1' соответственно; $\varepsilon_1 = 1$ – относительная диэлектрическая проницаемость окружающей проводники среды; $\varepsilon_2 = 5,4$ – относительная диэлектрическая проницаемость подложки; $\varepsilon_0 = 8,85 \cdot 10^{-12}$ Ф/м – абсолютная диэлектрическая проницаемость вакуума; l – длина проводника.

Эллиптический интеграл первого рода

$$K(k) = \int_0^1 \frac{dx}{\sqrt{(1-x^2)(1-k^2x^2)}}. \quad (2)$$

Модули эллиптических интегралов определяются по формулам:

$$k = \sqrt{1 - (k')^2} = \sqrt{\frac{ab}{(a+d)(b+d)}}, \quad (3)$$

$$k_1 = \sqrt{1 - (k_1')^2} = \sqrt{\frac{(t_1 - t_2)(t_3 - t_2)}{(t_1 + t_2)(t_3 + t_2)}}, \quad (4)$$

где a, b и d – геометрические параметры пластин (см. рис. 2); коэффициенты t_1, t_2, t_3 рассчитываются по формуле

$$t_i = \frac{\exp(\lambda_i) - 1}{\exp(\lambda_i) + 1}, \quad i = 1, 2, 3, \quad (5)$$

где

$$\lambda_1 = \frac{2b+d}{2h}, \lambda_2 = \frac{\pi d}{2h}, \lambda_3 = \frac{2a+d}{2h} \pi.$$

Рассчитаем паразитную емкость между площадками 1 и 2 ($C_{+BC-E(I)}$ и $C_{+BC-E(II)}$) по представленной формуле. Для этого определим участки с наименьшим расстоянием между площадками и наибольшей протяженностью (рис. 4). Параметры участков: $a_1 = 15$ мм, $b_1 = 9$ мм, $d_1 = 30$ мм, $h_1 = 0,5$ мм, $l_1 = 84$ мм; $a_2 = 10$ мм, $b_2 = 8$ мм, $d_2 = 5$ мм, $h_2 = 0,5$ мм, $l_2 = 55$ мм.

В соответствии с формулой (5) коэффициенты $\lambda_i(I), t_i(I)$ для первого и $\lambda_i(II), t_i(II)$ для второго участков:

$$\lambda_1(I) = \frac{10^{-3}(2 \cdot 9 + 30)\pi}{2 \cdot 0,5 \cdot 10^{-3}} = 151,$$

$$\lambda_1(II) = \frac{10^{-3}(2 \cdot 8 + 5)\pi}{2 \cdot 0,5 \cdot 10^{-3}} = 66,$$

$$t_1(I) = \frac{e^{151} - 1}{e^{151} + 1} = 1,$$

$$t_1(II) = \frac{e^{66} - 1}{e^{66} + 1} = 1.$$

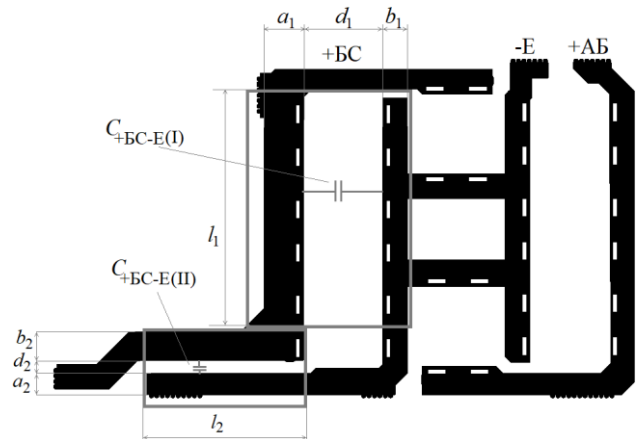


Рис. 4. Площадки 1 и 2

Аналогичным образом определяются остальные коэффициенты (табл. 1).

Таблица 1

Значения вспомогательных коэффициентов

Коэффициент	Значение	Коэффициент	Значение
$\lambda_1(I)$	151	$\lambda_1(II)$	66
$\lambda_2(I)$	94	$\lambda_2(II)$	16
$\lambda_3(I)$	188	$\lambda_3(II)$	78
$t_1(I)$	1	$t_1(II)$	1
$t_2(I)$	1	$t_2(II)$	1
$t_3(I)$	1	$t_3(II)$	1

Значения модулей интегралов $k(I), k'(I), k_1(I), k_1'(I)$ для первого и $k(II), k'(II), k_1(II), k_1'(II)$ для второго участков определяются по формулам (3), (4):

$$k(I) = \sqrt{\frac{15 \cdot 9 \cdot 10^{-6}}{(15+30)(9+30) \cdot 10^{-6}}} = 0,277,$$

$$k'(I) = \sqrt{1 - 0,277^2} = 0,961,$$

$$k_1(I) = \sqrt{\frac{(1-1)(1-1)}{(1+1)(1+1)}} = 0,$$

$$k_1'(I) = \sqrt{1 - 0^2} = 1,$$

$$k(II) = \sqrt{\frac{10 \cdot 8 \cdot 10^{-6}}{(10+5)(8+5) \cdot 10^{-6}}} = 0,641,$$

$$k'(II) = \sqrt{1 - 0,641^2} = 0,768,$$

$$k_1(II) = \sqrt{\frac{(1-1)(1-1)}{(1+1)(1+1)}} = 0,$$

$$k_1'(II) = \sqrt{1 - 0^2} = 1.$$

Интегралы определяются по формуле (2) (табл. 2)

$$K = \int_0^1 \frac{dx}{\sqrt{(1-x^2)(1-0,272x^2)}} = 1,6.$$

Таблица 2

Значения эллиптических интегралов

Интеграл	Значение	Интеграл	Значение
$K(I)$	1,6	$K(II)$	1,76
$K'(I)$	2,7	$K'(II)$	1,94
$K_1(I)$	1,6	$K_1(II)$	1,6
$K_1'(I)$	10,6	$K_1'(II)$	10,6

Подставив полученные результаты в формулу (1), получим

$$C_{+BC-E(I)} = \left(2 \frac{1,6}{2,7} + \frac{(5,4-1) \cdot 1,6}{10,6} \right) \times \\ \times 8,85 \cdot 10^{-12} \cdot 0,084 = 1,37 \cdot 10^{-12} \text{ Ф}, \\ C_{+BC-E(II)} = \left(2 \frac{1,76}{1,94} + \frac{(5,4-1) \cdot 1,6}{10,6} \right) \times \\ \times 8,85 \cdot 10^{-12} \cdot 0,055 = 1,2 \cdot 10^{-12} \text{ Ф}, \\ C_{+BC-E} = C_{+BC-E(I)} + C_{+BC-E(II)} = \\ = (1,2 + 1,37) \cdot 10^{-12} = 2,57 \cdot 10^{-12} \text{ Ф}.$$

Емкости между площадками вычисляются аналогично C_{+BC-E} в соответствии с их топологией и размещением.

Дифференциальные токовые помехи входных и выходных цепей электропитания возникают в основном от коммутации токов при преобразовании электроэнергии. Амплитуда и частотный состав дифференциальных токовых помех зависят от R , C , L параметров ЭРИ в силовой цепи устройства, при этом ЭРИ помимо основного параметра содержат еще и паразитные, влияние которых проявляется на высоких частотах. Поэтому их учет важен для анализа кондуктивных помех.

Аналитический расчет паразитных параметров ЭРИ осуществляется на основе эквивалентных моделей [14–16]. Модель конденсатора (рис. 5) включает в себя последовательную паразитную индуктивность L_n и последовательное паразитное сопротивление R_n , образуемые выводами конденсатора и потерями в нем [6].

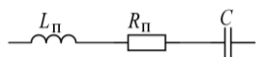


Рис. 5. Эквивалентная модель конденсатора

Паразитная индуктивность конденсатора на частоте резонанса определяется в соответствии с формулой частоты резонанса LC-контура:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_n C}} \rightarrow L_n = \frac{1}{4\pi^2 f_0^2 C}.$$

Последовательное сопротивление определяется через тангенс угла диэлектрических потерь на частоте $f = f_{tg\delta}$

$$R_{nC} = \frac{tg\delta}{2\pi f_{tg\delta} C}.$$

Требуемые для расчета параметры конденсатора (емкость C , тангенс угла диэлектрических потерь $tg\delta$, частота его измерения $f_{tg\delta}$, частота резонанса f_0) при-

водятся в технических условиях (ТУ) на ЭРИ в соответствии с их топологией.

В табл. 3 приведены основные параметры входных и выходных конденсаторов из ТУ.

Таблица 3

Технические параметры конденсаторов

По- зи- ц. обоз.	Конденсатор	C , мкФ	$tg\delta$, Гц	f_0 , Гц
C2	PM-907SR1-15uF±20%-250V (4 шт.)	60	0,01	10^3
C5	PM-907SR1-33uF±20%-170V (4 шт.)	132	0,01	10^3

По данным табл. 3 имеем:

$$L_{nC2} = \frac{1}{4\pi^2 (10^3)^2 60 \cdot 10^{-6}} = 4,2 \cdot 10^{-12} \text{ Гн},$$

$$L_{nC5} = \frac{1}{4\pi^2 (10^3)^2 132 \cdot 10^{-6}} = 1,9 \cdot 10^{-12} \text{ Гн},$$

$$R_{nC2} = \frac{0,01}{2\pi \cdot 10^3 \cdot 60 \cdot 10^{-6}} = 26,5 \cdot 10^{-3} \text{ Ом},$$

$$R_{nC5} = \frac{0,01}{2\pi \cdot 10^3 \cdot 132 \cdot 10^{-6}} = 12 \cdot 10^{-3} \text{ Ом}.$$

Остальные паразитные параметры ЭРИ рассчитываются также на основе эквивалентных моделей и формул.

Полученные значения паразитных параметров связей и ЭРИ в виде элементов размещаются в ИМ в соответствии с их физическим расположением (рис. 6).

В модель также введены рассчитанные аналитически значения паразитной емкости и сопротивления кабелей от БС ($R_{к+/-БС}$, $C_{к+/-БС}$) и АБ ($R_{к+/-АБ}$, $C_{к+/-АБ}$), а также паразитные емкостные связи силовых проводников и корпуса: $C_{п1}$ – емкость между площадками 1 и 4; $C_{п2}$ – емкость между площадками 1 и 5; $C_{п3}$ – емкость между площадками 5 и 6; $C_{п4}$ – емкость между площадками 5 и 2; $C_{п5}$ – емкость между площадками 5 и 3; $C_{п6}$ – емкость между площадками 4 и 2; $C_{п7}$ – емкость между площадками 4 и 6; $C_{п8}$ – емкость между площадками 4 и 3; $C_{п+BC}$ – емкость между площадками 1 и 6; $C_{п-E}$ – емкость между площадками 2 и 6; C_{+BC-E} – емкость между площадками 1 и 2; C_{+AB} – емкость между площадками 3 и 6; C_{+AB-E} – емкость между площадками 2 и 3.

Дифференциальные токи помех образуются при коммутации силовых ключей VT1 и VT2. Они протекают по силовым шинам питания и земли через паразитные связи. Генерируемые этими токами помехи тем больше, чем больше скорость изменения тока dI/dt и меньше импеданс контура.

Эти помехи частично ослабляются входным (C2) и выходным (C5) конденсаторами, но паразитные параметры (последовательная индуктивность (L_{nC2} и L_{nC5}) и последовательное сопротивление (R_{nC2} и R_{nC5}) фильтров не позволяют полностью избавиться от помех.

Токи синфазных помех протекают через паразитные емкости между силовыми линиями, землей и корпусом ($C_{п3}$, $C_{п7}$, $C_{п+БС}$, $C_{п-Е}$, $C_{п+АБ}$). Их величина тем больше, чем больше скорость изменения напряжения dV/dt и меньше импеданс контура [5]. Величину дифференциального ($I_{\text{дифф}}$) и синфазного ($I_{\text{синф}}$) тока можно определить по выражениям:

$$I_{\text{дифф}} = \frac{I_1 - I_2}{2}, \quad I_{\text{синф}} = \frac{I_1 + I_2}{2}, \quad (6)$$

где I_1 – ток плюсовой шины устройства; I_2 – ток минусовой шины устройства.

Моделирование на ИМ (см. рис. 6) выполнялось в режиме заряда АБ со следующими параметрами:

$$U_{БС} = 104 \text{ В}, \quad I_{БС} = 5,48 \text{ А}, \quad R_{БС} = 3 \text{ мОм};$$

$$U_{АБ} = 70 \text{ В}, \quad I_{АБ} = 5,23 \text{ А}, \quad R_{АБ} = 46 \text{ мОм}.$$

Частота коммутации ключей ЗУ $f_{\text{sw}} = 50 \text{ кГц}$.

Полученные в результате моделирования временные и частотные диаграммы приведены на рис. 7, 8. Частотный диапазон моделирования выбран в диапазоне измерения кондуктивных помех.

Синфазная и дифференциальная составляющая токов определены по формуле (6). Для входного тока $I_1 = I_{+БС}$, $I_2 = I_{-Е}$; для выходного тока $I_1 = I_{+АБ}$, $I_2 = I_{-Е}$.

На рис. 7, а показана временная диаграмма синфазных токовых помех на входе устройства; рис. 7, б – временная диаграмма дифференциальных токовых помех на входе устройства; на рис. 7, в – частотная

диаграмма синфазных токовых помех на входе устройства; на рис. 7, г – частотная диаграмма дифференциальных токовых помех на входе устройства.

По результатам моделирования видно, что дифференциальные помехи преобладают на частоте коммутации токов устройства и ее гармониках, что подтверждает адекватность полученных данных.

Синфазные помехи имеют меньшую амплитуду в рассматриваемом диапазоне частот (см. рис. 7, в), максимальное значение наблюдается на частоте 100 кГц. Максимумы помех также наблюдаются на рабочей частоте и ее гармониках. Синфазные помехи возрастают на высоких частотах, где преобладает влияние паразитных параметров и связей.

На рис. 8, а временная диаграмма синфазных токовых помех на выходе устройства; рис. 8, б временная диаграмма дифференциальных токовых помех на выходе устройства; рис. 8, в частотная диаграмма синфазных токовых помех на выходе устройства; рис. 8, г частотная диаграмма дифференциальных токовых помех на выходе устройства.

Синфазные помехи на выходе устройства в режиме заряда больше, чем на входе устройства.

Дифференциальные помехи на выходе устройства меньше, чем на входе устройства, что объясняется большей амплитудой пульсации входного тока.

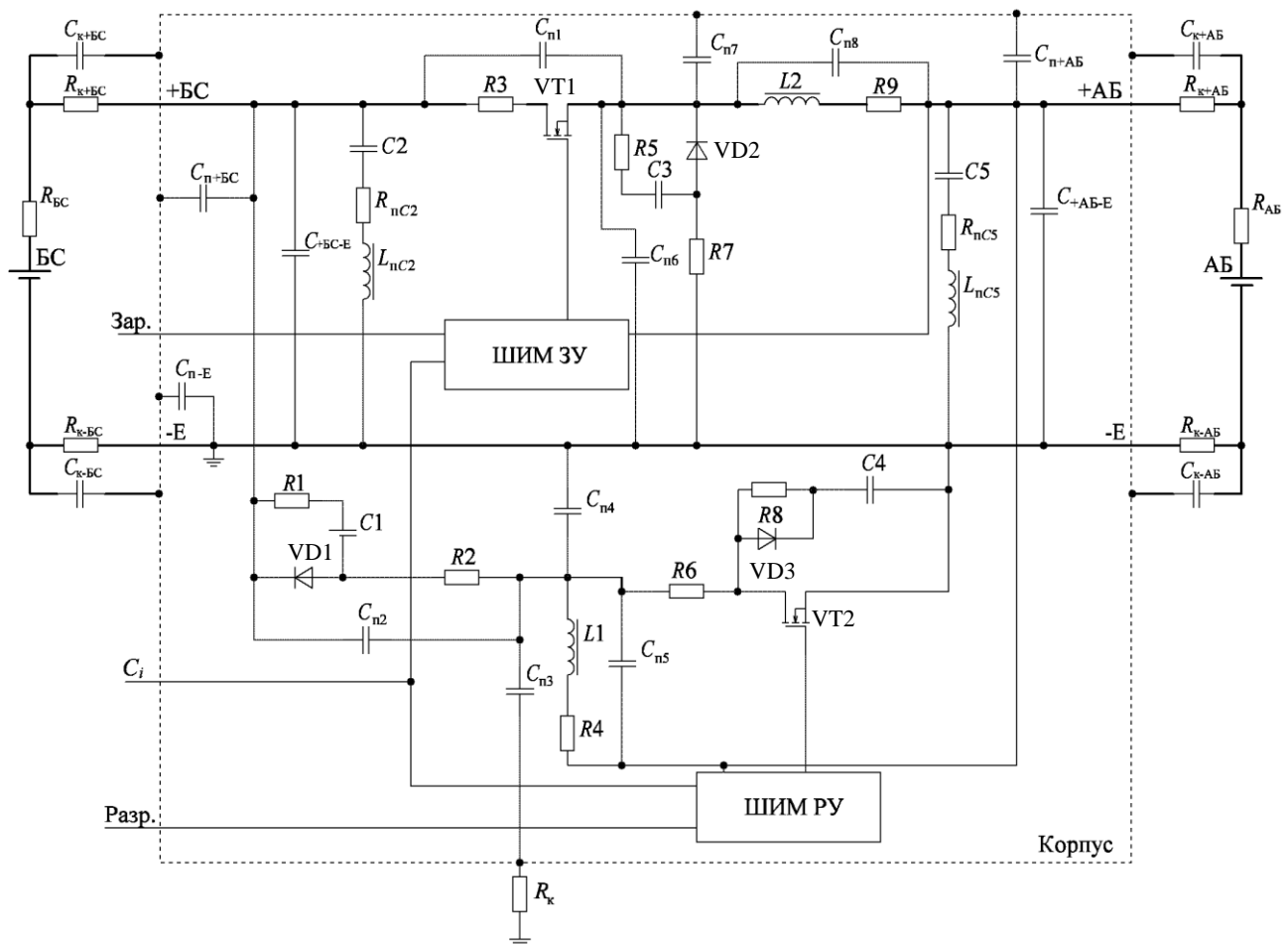


Рис. 6. ИМ ЗРУ

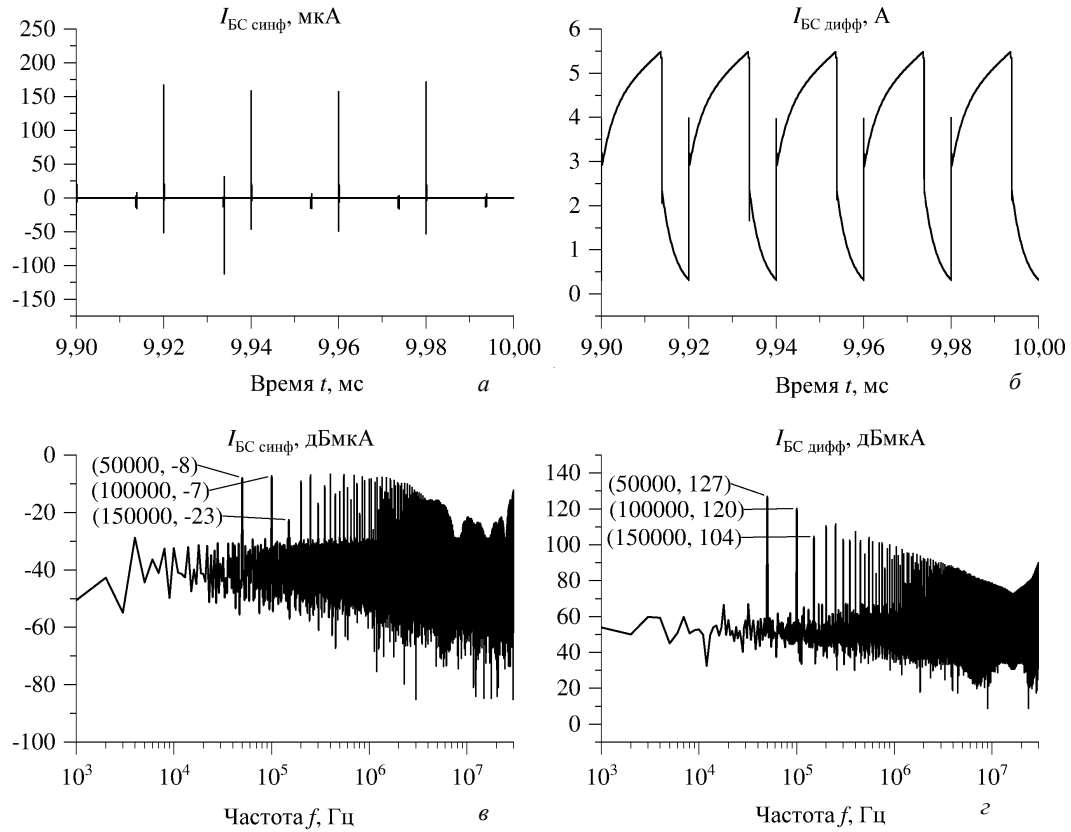


Рис. 7. Спектр синфазной и дифференциальной составляющей входного тока ЗРУ

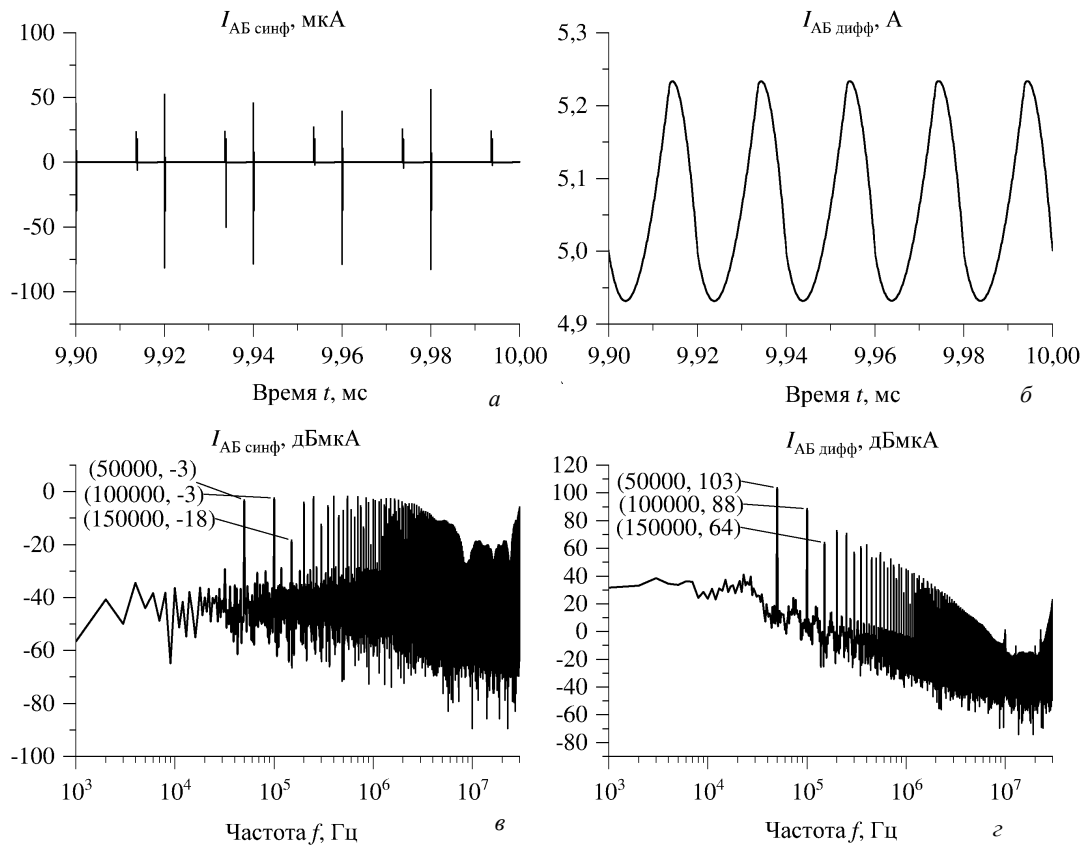


Рис. 8. Спектр синфазной и дифференциальной составляющей выходного тока ЗРУ

Заключение

Введение паразитных связей с корпусом позволяет определить синфазные токи помех. Приведены подходы, основные формулы и расчеты паразитных связей конструкционных элементов радиоэлектронной аппаратуры и паразитных параметров ЭРИ. На примере ИМ одного модуля ЗРУ энергопреобразующей аппаратуры, в которую добавлены эти параметры, выполнены расчеты, позволившие учитывать пути распространения помех и моделировать их синфазную и дифференциальную составляющие. Данный подход позволяет определить кондуктивные помехи на этапе разработки устройства и своевременно принять меры по их снижению.

Литература

1. Беляев А.А. Метод оценки уровня кондуктивных помех DC-DC преобразователя на этапе проектирования / А.А. Беляев, Е.Ю. Щучкин // Проблемы разработки перспективных микро- и наноэлектронных систем (МЭС). – М.: ИППМ РАН, 2022. – Вып. 3. – С. 66–73.
2. Балашов Н.Ю. Модель эффективности экранирования корпуса для исследования ослабления электромагнитных полей / Н.Ю. Балашов, А.Ф. Лекарев, И.С. Костарев // Электронные и электромеханические системы. – Томск: АО «НПП «Полус», 2023. – С. 350–354.
3. Казанцев Ю.М. Проектный анализ электромагнитной совместимости регулирующей аппаратуры автономных систем электропитания / Ю.М. Казанцев, И.С. Костарев, А.Ф. Лекарев // Изв. Том. политехн. ун-та. Энергетика. – 2010. – Т. 317, № 4. – С. 124–128.
4. Боков Г.Ю. Электромагнитные помехи импульсных преобразователей // Электронные компоненты. – 2018. – № 3. – С. 8–11.
5. Волин М.Л. Паразитные процессы в радиоэлектронной аппаратуре. – 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Радио и связь, 1981. – 296 с.
6. Калимулин И.Ф. Методики и модели для учета паразитных параметров печатных узлов при анализе электромагнитной совместимости бортовой радиоэлектронной аппаратуры космических аппаратов / И.Ф. Калимулин, Т.Р. Газизов, А.М. Заболоцкий – Томск: ТУСУР, 2015. – 160 с.
7. Кечиев Л.Н. Справочник по расчету электрической емкости, индуктивности и волнового сопротивления в электронной аппаратуре: инженерное пособие. – М.: Грифон, 2021. – 280 с.
8. Иоссель Ю.Я. Расчет электрической емкости / Ю.Я. Иоссель, Э.С. Кочанов, М.Г. Струнский. – 2-е изд., перераб. и доп. – Л.: Энергоиздат. Ленингр. отд., 1981. – 288 с.
9. Полонский Н.Б. Конструирование электромагнитных экранов для радиоэлектронной аппаратуры. – М.: Сов. радио, 1979. – 216 с.
10. Thvenin equivalent circuits for modeling coupled common/differential-mode behavior in power electronic systems / T.J. Donnelly, S.D. Pekarek, D.R. Fudge, N. Zarate // IEEE Open Access Journal of Power and Energy. – 2021. – Vol. 8. – P. 377–388.
11. Kharanaq F.A. Modeling of conducted emissions for EMI analysis of power converters: State-of-the-art review / F.A. Kharanaq, A. Emadi, B. Bilgin // IEEE Access. – 2020. – Vol. 8. – P. 189313–189325.
12. Improved methodology for conducted EMI assessment of wide band-gap power electronics / M. Didat, C.D. New, S. Choi, A. Lemmon // IEEE Open Journal of Power Electronics. – 2022. – Vol. 3. – P. 731–740.
13. Comparison of differential-mode and mixed-mode conducted emission for household appliances in power-line communication system / Y. Wang, H. Wen, X. Hou, H. Tang, H. Sun, K. Zheng, S. Li // IEEE Transactions on electromagnetic compatibility. – 2017. – Vol. 59, No. 6. – P. 2023–2028.
14. Газизов Т.Р. Основы электромагнитной совместимости радиоэлектронных средств: учеб. пособие. – Томск: ТУСУР, 2022. – 138 с.
15. Кечиев Л.Н. Проектирование печатных плат для цифровой быстродействующей аппаратуры. – М.: ООО «Группа ИДТ», 2007. – 616 с.
16. Уилльямс Т. ЭМС для разработчиков продукции. – М.: Изд. дом «Технологии», 2003. – 540 с.
17. Князев А.Д. Конструирование радиоэлектронной и электронно-вычислительной аппаратуры с учетом электромагнитной совместимости / А.Д. Князев, Л.Н. Кечиев, Б.В. Петров. – М.: Радио и связь, 1989. – 224 с.
18. Кечиев Л.Н. Электрофизические основы конструирования электронной аппаратуры: инж. пособие. – М.: Грифон, 2020. – 480 с.

Подхомутникова Гулдаста Махмадшарифовна

Инж.-иссл. АО «Научно-производственный центр «Полус»
Кирова пр-т, 56в, г. Томск, Россия, 634041
Тел.: +7- 996-637-54-28
Эл. почта: gulyapodhomutnikova@gmail.com

Лекарев Анатолий Федорович

Канд. техн. наук, нач. лаб. АО «Научно-производственный центр «Полус»
Кирова пр-т, 56в, г. Томск, Россия, 634041
Тел.: +7 (382-2) 60-85-22
Эл. почта: info@polus-tomsk.ru

Костарев Игорь Степанович

Канд. техн. наук, нач. управления
АО «Научно-производственный центр «Полус»
Кирова пр-т, 56в, г. Томск, Россия, 634041
Тел.: +7 (382-2) 60-95-39
Эл. почта: kostarevis@mail.ru

Поступила в редакцию: 23.12.2024.

Принята к публикации: 10.04.2025.

Podkhomutnikova G.M., Lekarev A.F., Kostarev I.S.

Conducted electromagnetic interference simulation modeling of energy conversion equipment

The problem of conducted current interference simulation modeling of energy conversion equipment is considered. The proposed approach allows to calculate common-mode and differential-mode current components by taking into account the influence of stray parameters of electronic components and stray couplings of structural elements of devices and units in the simulation model. Using the example of the simulation model of one module of a charge-discharge device of energy conversion equipment, the calculation of its stray parameters is considered,

and a spectral analysis of input and output current interference in the charging mode is presented.

Keywords: stray parameters, simulation modeling, common-mode and differential-mode components of input and output current, energy conversion equipment, charge-discharge device.

DOI: 10.21293/1818-0442-2024-28-1-67-74

References

1. Belyaev A.A., Shchuchkin E.Yu. *Metod ocenki konduktivnykh pomekh DC-DC preobrazovatelya na etape proektirovaniya* [Method for assessing the level of conducted interference of a DC-DC converter at the design stage]. *Problems of Development of Advanced Micro- and Nanoelectronic Systems (MES)*. M., IPPM RAS, 2022, no. 3, pp. 63–74 (in Russ.).
2. Balashov N.Yu., Lekarev A.F., Kostarev I.S. *Model effektivnosti ekranirovaniya korpusa dlya issledovaniya oslableniya elektromagnitnykh polej* [Model of the efficiency of case shielding for studying the attenuation of electromagnetic fields]. *Electronic and Electromechanical Systems and Devices*, Tomsk, JSC «SPC «Polus», 2023, pp. 350–354 (in Russ.).
3. Kazantsev Yu.M., Kostarev I.S., Lekarev A.F., *Proektnyj analiz elektromagnitnoj sovместимости reguliruyushchej apparatury avtonomnykh sistem elektropitaniya* [Design analysis of electromagnetic compatibility of control equipment of autonomous power supply systems]. *Bulletin of the Tomsk Polytechnic University. Power Engineering*, no. 4, vol. 317, 2010, pp. 124–128 (in Russ.).
4. Bokov G.Yu. *Elektromagnitnye pomekhi impul'snykh preobrazovatelej* [Electromagnetic interference of pulse converters]. *Electronic Components*, 2018, no. 3, pp. 8–11 (in Russ.).
5. Volin M.L. *Parazitnye processy v radioelektronnoy apparature* [Parasitic processes in radio-electronic equipment]. Moscow, *Radio and Communications*, 2nd ed., revised and enlarged, 1981, 296 p. (in Russ.).
6. Kalimulin I.F., Gazizov T.R., Zabolotsky A.M. *Metodiki i modeli dlya ucheta parazitnykh parametrov pechatnykh uzlov pri analize elektromagnitnoj sovместимости bortovoj radioelektronnoy apparatury kosmicheskikh apparatov* [Methods and models for taking into account parasitic parameters of printed circuit boards when analyzing the electromagnetic compatibility of onboard radio-electronic equipment of spacecraft]. Tomsk, Publishing house of Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics, 2015, 160 p. (in Russ.).
7. Kechiev L.N. *Spravochnik po raschetu elektricheskoy emkosti, induktivnosti i volnovogo soprotivleniya v elektronnoy apparature: inzhenernoe posobie* [Handbook of Calculation of Electrical Capacitance, Inductance, and Wave Impedance in Electronic Equipment: Engineering Manual]. M., Grifon, 2021, 280 p. (in Russ.).
8. Iossel Yu.Ya., Kochanov E.S., Strunsky M.G. *Raschet elektricheskoy emkosti* [Calculation of Electrical Capacitance]. Leningrad, Energoizdat. Leningrad Branch, 2nd ed., revised and enlarged, 1981, 288 p. (in Russ.).
9. Polonsky N.B. *Konstruirovaniye elektromagnitnykh ekranov dlya radioelektronnoy apparatury* [Design of Electromagnetic Screens for Electronic Equipment]. M., *Sov. Radio*, 1979, 216 p. (in Russ.).
10. Donnelly T.J., Pekarek S.D., Fudge D.R., Zarate N. Thvenin equivalent circuits for modeling coupled common/differential-mode behavior in power electronic systems. *IEEE*

Open Access Journal of Power and Energy, 2021, vol. 8, pp. 377–388.

11. Kharanaq F.A., Emadi A., Bilgin B. Modeling of conducted emissions for EMI analysis of power converters: State-of-the-art review. *IEEE Access*, 2020, vol. 8, pp. 189313–189325.

12. Didat M., New C.D., Choi S., Lemmon A. Improved methodology for conducted EMI assessment-ment of wide band-gap power electronics. *IEEE Open Journal of Power Electronics*, 2022, vol. 3, pp. 731–740.

13. Wang Y., Wen H., Hou X., Tang H., Sun H., Zheng K., Li S. Comparison of differential-mode and mixed-mode conducted emission for household appliances in power-line communication system. *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, 2017, vol. 59, no. 6, pp. 2023–2028.

14. Gazizov T.R. *Osnovy elektromagnitnoj sovместимости radioelektronnykh sredstv: uchebnoe posobie* [Fundamentals of electromagnetic compatibility of radio-electronic means: a tutorial]. Tomsk, Publishing house of Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics, 2022, 138 p. (in Russ.).

15. Kechiev L.N. *Proektirovaniye pechatnykh plat dlya cifrovoy bystrodeystviyushchej apparatury* [Design of printed circuit boards for digital high-speed equipment]. M., OOO «Group IDT», 2007, 616 p. (in Russ.).

16. Williams T. *EMS dlya razrabotchikov produkcii*. [EMC for product developers]. M., Publ. house «Technology», 2003, 540 p. (in Russ.).

17. Knyazev A.D., Kechiev L.N., Petrov B.V. *Konstruirovaniye radioelektronnoy i elektronno-vychislitel'noy apparatury s uchetom elektromagnitnoj sovместимости* [Design of radioelectronic and electronic-computing equipment taking into account electromagnetic compatibility]. M., *Radio and Communication*, 1989, 224 p. (in Russ.).

18. Kechiev L.N. *Elektrofizicheskie osnovy konstruirovaniya elektronnoy apparatury: inzhenernoe posobie* [Electrophysical foundations of designing electronic equipment: engineering manual]. M., Grifon, 2020, 480 p. (in Russ.).

Guldasta M. Podkhomutnikova

Research Engineer,
JSC «Scientific and Production Center «Polus»
56v, Kirov pr., Tomsk, Russia, 634050
Phone: +7-996-637-54-28
Email: gulyapodhomutnikova@gmail.com

Anatoly F. Lekarev

Candidate of Sciences in Engineering, Head of the Laboratory,
JSC «Scientific and Production Center «Polus»
56v, Kirov pr., Tomsk, Russia, 634050
Phone: +7 (382-2) 60-85-22
Email: info@polus-tomsk.ru

Igor S. Kostarev

Candidate of Sciences in Engineering, Head of Department,
JSC «Scientific and Production Center «Polus»
56v, Kirov pr., Tomsk, Russia, 634050
Phone: +7 (382-2) 60-95-39
Email: kostarevis@mail.ru

Received: 23.12.2024.

Accepted: 10.04.2025.

УДК 621.316.722.9

К.Д. Пайгин, В.Г. Букреев

Моделирование схемы активной балансировки литий-ионных аккумуляторов батарейного модуля

Рассматривается модель схемы активной балансировки литий-ионных аккумуляторов (ЛИА) на обратноходовых преобразователях, практически не уступающая схемам пассивной балансировки в быстродействии. Модель реализована с использованием Spice-моделей базовых компонентов, таких, как резисторы, ключи и т.д. без привязки к решениям от конкретных производителей, что позволяет повторить результат, с использованием отечественной компонентной базы, устойчивой к факторам космического пространства, что актуально для космической техники. Схемы активной балансировки позволяют проводить балансировку напряжений в ЛИА более энергоэффективно, перераспределяя электрическую энергию между всеми аккумуляторами в батарее. Использование систем активной балансировки на обратноходовых преобразователях позволяет эффективно выравнять напряжения на аккумуляторах разной емкости, что особенно актуально для космических аппаратов на поздних этапах эксплуатации аккумуляторной батареи, когда аккумуляторы в значительной степени подвержены эффектам деградации, а заменить их не представляется возможным.

Ключевые слова: аккумулятор, аккумуляторная батарея, космический аппарат, пассивная балансировка, активная балансировка, моделирование.

DOI: 10.21293/1818-0442-2024-28-1-75-80

Балансировка аккумуляторов – процесс выравнивания напряжения (заряда) аккумуляторных ячеек батареи. Необходимость в балансировке ЛИА возникает в связи с различиями параметров аккумуляторов батарейного модуля, приводящих к существенной разнице в емкости, максимальном напряжении и т.д., что приводит к снижению времени автономной работы батареи, поскольку процесс заряда и разряда всей батареи зависит от уровня напряжения на самой заряженной или самой разряженной ячейке.

Для выравнивания запасенного заряда каждого аккумулятора из числа соединенных в общую цепь применяются схемы балансировки [1, 2]. Основная задача такой схемы – обеспечить более равномерное потребление энергии с каждого аккумулятора, что позволяет предотвратить преждевременное снижение емкости батареи, обеспечить более равномерный износ аккумуляторов и продлить срок службы батареи.

В настоящее время в космических аппаратах традиционно используется пассивный метод балансировки [3]. Его основные недостатки связаны с тем, что энергия, отводимая от самых заряженных аккумуляторов батареи, рассеивается в виде тепла на резисторах. Это приводит к ограниченности сценариев использования и необходимости заряжать батарею после балансировки, для чего не всегда имеется возможность.

Наиболее универсальной и подходящей к применению в космических аппаратах является схема активной балансировки, использующая двунаправленные обратноходовые преобразователи [4, 5]. Энергия в данной схеме не рассеивается, а перераспределяется между ячейками, что позволяет существенно повысить энергоэффективность процесса балансировки. По сравнению с другими активными преобразователями [5–8] данная схема нечувствительна к

различиям компонентов (например, нет вероятности возникновения сквозного тока), обладает высокой скоростью балансировки и способна обеспечить полностью управляемый процесс выравнивания напряжения при малых потерях. Применение схем балансировки данного типа позволит снизить потери при балансировке и как следствие тепловыделение при сохранении сопоставимых временных параметров балансировки.

Имеющиеся решения с подобной схемой балансировки по большей части строятся на основе микросхемы LTC3300-2, производимой компанией Analog Devices и не имеющей устойчивости к воздействию факторов космического пространства [9], что не подходит для применения в космической технике, поэтому решение с аналогичными возможностями было воссоздано на дискретных компонентах без использования данной микросхемы.

Моделирование схем балансировки

В среде LTspice были созданы модель аккумуляторной батареи со схемой активной балансировки на двунаправленных преобразователях (рис. 1) [4, 10], а также модель аккумуляторной батареи со схемой пассивной балансировки с подключаемыми резисторами (рис. 2) [3, 11].

В рассматриваемых моделях схем балансировки использованы spice-модель литий-ионного аккумулятора, взятая из открытых источников [12], а также компоненты из встроенных библиотек LTspice. Использование базовых моделей, таких как резисторы, ключи и т.д., без привязки к решениям от конкретных производителей позволяет получить результат, который может быть повторен с использованием компонентов, актуальных в той или иной сфере, в частности, данный результат может быть получен с использованием отечественной компонентной базы, устойчивой к факторам космического пространства, что

актуально для космической техники. Схемы балансировки работают в автономном режиме без внешних источников, управление ключами выполнено в виде алгоритмов, заданных источникам напряжения управляемой формы.

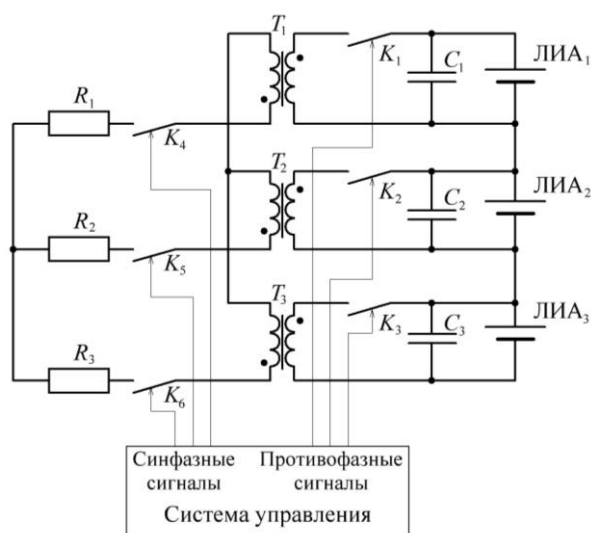


Рис. 1. Моделируемая схема активной балансировки на обратноходовых преобразователях

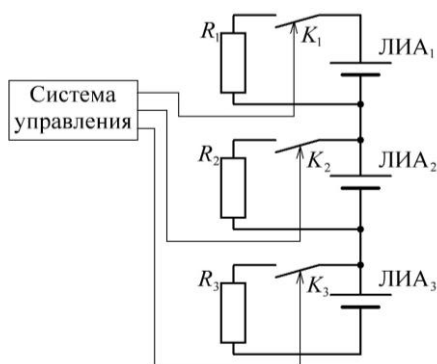


Рис. 2. Моделируемая схема пассивной балансировки

Результаты процесса балансировки напряжения аккумуляторов обеими схемами представлены на рис. 3.

Балансировка производилась током с амплитудой не более 500 мА при номинальной емкости аккумуляторов 200 мАч. Напряжение самого заряженного аккумулятора составляло 4,2 В, самого разряженного – 2,8 В, среднего – 3,5 В, разница между ячейками после балансировки не превышала 30 мВ.

Длительность балансировки

Как следует из графиков на рис. 3, при одинаковых максимальных токах для выравнивания напряжения по средней точке устройству активной балансировки на преобразователях требуется в 2,5 раза больше времени, чем устройству пассивной балансировки для полного разряда самой заряженной ячейки (30 и 12 мин соответственно), и в 5 раз больше времени, чем для разряда средней ячейки (30 и 6 мин соответственно). То есть для преодоления одинакового разбаланса таким же максимальным током (меньшим действующим) устройству активной балансировки

требуется в 5 раз больше времени, а для сведения напряжения всех ячеек к одному уровню при максимальном разбалансе – в 2,5 раза больше времени.

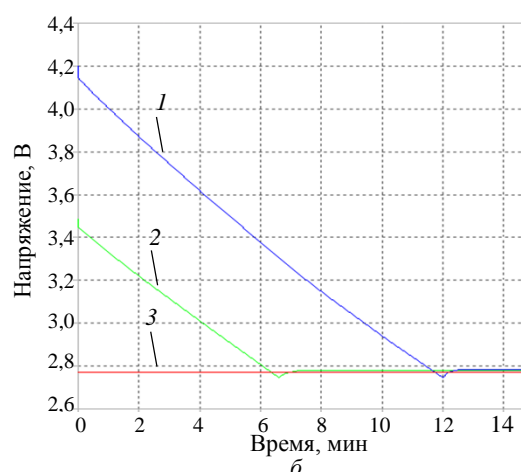
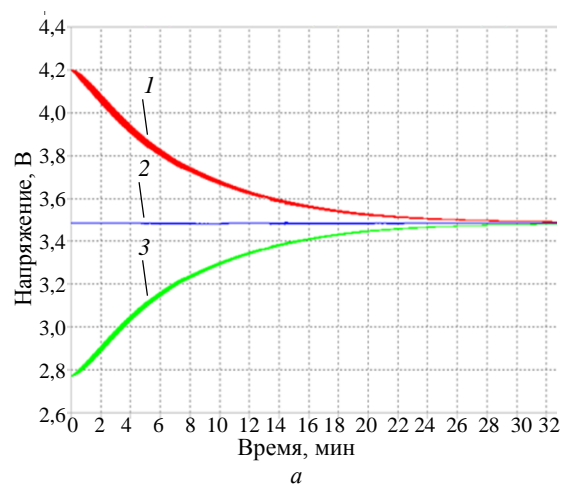


Рис. 3. Осциллограммы напряжений на аккумуляторах во время работы системы активной балансировки – а; пассивной балансировки – б:

1 – напряжение на самом заряженном аккумуляторе;
2 – напряжение на среднем аккумуляторе;
3 – напряжение на самом разряженном аккумуляторе

Однако при одинаковых максимальных токах тепловыделение схемы активной балансировки существенно меньше, поскольку в процессе пассивной балансировки вся энергия выделяется на резисторе, в то время как при активной балансировке большая часть энергии перераспределяется и лишь часть выделяется на токоограничительных элементах и паразитных сопротивлениях. Так, мощность, выделяемая на резисторах схемы пассивной балансировки, находится по следующей формуле:

$$P_{\text{п}} = U_{\text{а}} \cdot I_{\text{R}}, \quad (1)$$

где $P_{\text{п}}$ – выделяемая мощность, $U_{\text{а}}$ – напряжение на аккумуляторе, I_{R} – ток, протекающий через резистор, подключенный параллельно аккумулятору.

Максимальное значение выделяемой мощности в заданных для модели условиях

$$P_{\text{п}} = U_{\text{а}} \cdot I_{\text{R}} = 4,2 \text{ В} \cdot 0,5 \text{ А} = 2,1 \text{ Вт}.$$

Мощность, выделяемую на компонентах схемы активной балансировки, можно найти по формуле

$$P_a = \Delta U_a \cdot I_R \cdot \sqrt{2}, \quad (2)$$

где P_a – выделяемая мощность; ΔU_a – разница напряжений между аккумулятором и средней точкой (средним напряжением на аккумуляторах батареи); I_R – максимальный ток, протекающий через резистор, подключенный последовательно к вторичной обмотке; $\sqrt{2}$ – коэффициент для перевода амплитудного значения прямоугольного сигнала в действующее.

Максимальное значение выделяемой мощности в заданных для модели условиях:

$$P_a = \Delta U_a \cdot I_R \cdot \sqrt{2} = 1,4 \text{ В} \cdot 0,5 \text{ А} \cdot \sqrt{2} = 0,99 \text{ Вт}.$$

Можно увидеть, что выделяемая в схеме активной балансировки мощность в 2,12 раза меньше, чем выделяемая в схеме пассивной балансировки при тех же условиях.

Увеличение токов балансировки позволяет снизить время балансировки до 14 мин при увеличении выделяемой мощности до уровня пассивной схемы. При этом, как следует из графиков на рис. 3, при использовании схемы активной балансировки аккумуляторы батареи оказываются не полностью разряжены, как при использовании схемы пассивной балансировки, а сбалансированы по среднему уровню.

Использование активной схемы балансировки на поздних этапах эксплуатации аппарата

Описанное выше сравнение было проведено для ситуации, возможной на раннем этапе использования аппарата с аккумуляторной батареей, когда эффект деградации еще не успевает проявиться, но несколько отличающиеся внутренние сопротивления аккумуляторов уже могут привести к разнице напряжений ЛИА батареи.

Однако одно из преимуществ схем балансировки на обратноходовых преобразователях в том, что они могут быть использованы в любом режиме работы и эффективны на любом этапе использования батареи, что является особенно актуальным в космической технике, где нет возможности заменить аккумуляторную батарею во время эксплуатации аппарата. Так, помимо режима хранения, промоделированного ранее, выравнивание напряжения на аккумуляторах может быть осуществлено непосредственно во время заряда или разряда (рис. 4), что невозможно со схемой пассивной балансировки.

На рис. 4 представлены изначально разбалансированные (заряженные до разных значений) аккумуляторы одинаковой емкости.

Во время цикла заряда-разряда доходили до крайних значений по напряжению, что делало дальнейший заряд или разряд опасным для батареи, однако работающая система балансировки спустя некоторое время позволила уменьшить разницу напряжений между аккумуляторами и при тех же времени цикла заряд-разряд и токах аккумуляторы уже не достигают крайних значений, т.е. увеличивается максимальное время работы аккумуляторной батареи.

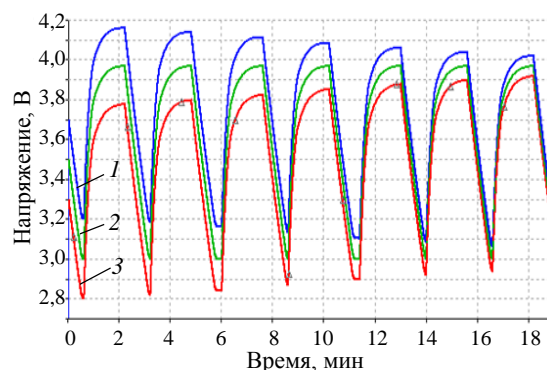


Рис. 4. Заряд и разряд аккумуляторов батареи с подключенной системой активной балансировки: 1 – напряжение на самом заряженном аккумуляторе; 2 – напряжение на среднем аккумуляторе; 3 – напряжение на самом разряженном аккумуляторе

На более поздних этапах использования аккумуляторной батареи у аккумуляторов начинает различаться емкость, соответственно аккумуляторы с меньшей емкостью начинают заряжаться и разряжаться с большей скоростью, что приводит к недостаточному заряду всех остальных аккумуляторов (рис. 5, а).

На рис. 5, а на графиках изображены напряжения на аккумуляторах разной емкости (емкость аккумуляторов отличается на 20%), заряжаемых и разряжаемых последовательно в составе батареи. Длительность заряда и разряда 5 мин, между зарядом и разрядом аккумуляторов паузы 25 мин.

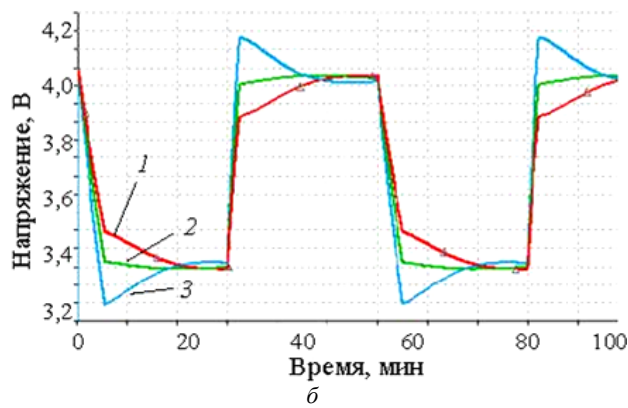
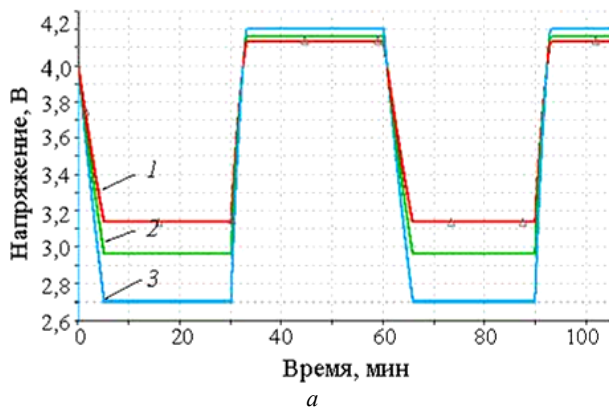


Рис. 5 (начало)

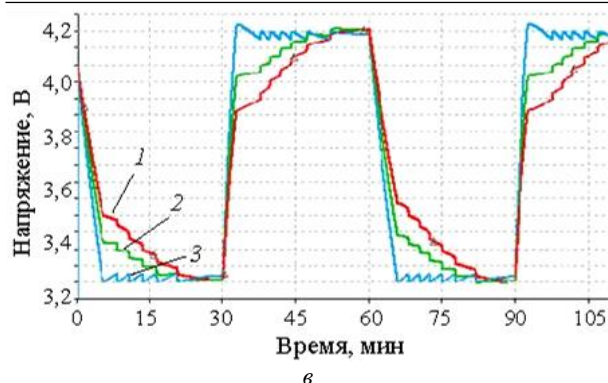


Рис. 5 (окончание). Заряд и разряд аккумуляторов батареи с аккумуляторами разной емкости: а – без балансировки; б – со схемой активной балансировки; в – со схемой активной балансировки до максимальных и минимальных значений. Напряжение на аккумуляторах с разной емкостью: 1 – с большей; 2 – со средней; 3 – с меньшей

Аккумулятор меньшей емкости заряжается и разряжается с большей скоростью, что приводит к недостаточному использованию остальных аккумуляторов.

На рис. 5, б представлены напряжения на тех же аккумуляторах, но уже с подключенной схемой балансировки.

Как следует из рис. 5, а, из-за менее емкого аккумулятора итоговая разница напряжения между полностью заряженной и полностью разряженной батареей примерно на 1/3 меньше максимально возможной (итоговая разница 1 В, максимальная – 1,5 В) на аккумулятор.

Использование схемы активной балансировки позволяет выровнять напряжение на аккумуляторах, а во время выравнивания дозарядить или доразрядить те, емкость которых выше (рис. 5, в), что позволит накопить большее количество энергии в аккумуляторах и, как следствие, увеличить время работы батареи.

Время разряда при постоянной нагрузке с балансировкой (см. рис. 5, в) примерно на 5% больше, чем в аналогичных условиях без балансировки (см. рис. 5, а), а также есть возможность доразрядить батарею спустя некоторое время, либо непрерывно при малых токах, что позволяет реализовать экстренные функции аппарата, в котором использована аккумуляторная батарея с системой балансировки.

Выводы

Была промоделирована схема балансировки литий-ионных аккумуляторов, подходящая для использования в космических аппаратах. Выбранное схемотехническое решение реализовано без применения конкретных микросхем с заранее заданным алгоритмом работы, ограничивающих область применения схемы балансировки.

Как следует из полученных в ходе моделирования данных, схема активной балансировки на обратноходовых преобразователях практически не уступает системе пассивной балансировки в скорости работы, но позволяет проводить балансировку напряжений в аккумуляторах более энергоэффективно, не

выделяя энергию в тепло, а перераспределяя ее между всеми аккумуляторами в батарее.

Использование схемы активной балансировки на обратноходовых преобразователях на ранних этапах эксплуатации позволяет эффективно выравнивать напряжения на аккумуляторах одинаковой емкости, а на поздних этапах, что особенно актуально для космических аппаратов, позволяет увеличить время работы батареи, емкость одного из аккумуляторов в которой ниже, чем у остальных, и реализовать такие сценарии использования, как:

- усреднение напряжения в перерывах между использованиями батареи, что позволяет ускорить заряд и замедлить разряд;

- заряд аккумуляторами разной емкости через многократные циклы дозаряда и балансировки, что позволяет дозарядить все аккумуляторы в батарее до максимального уровня и использовать максимум энергии в следующем цикле разряда;

- разряд с балансиркой, позволяющий доразрядить батарею спустя некоторое время либо непрерывно при малых токах, что позволяет реализовать экстренные функции космического аппарата.

Литература

1. A novel methodology to study and compare active energy-balance architectures with dynamic equalization for second-life battery applications / R.D. Rienzo, N. Nicodemo, A. Verani, F. Baronti, R. Roncella, R. Saletti // *Journal of Energy Storage*. – 2023. – Vol. 73, No. 1. – P. 1–11.
2. Сазонов И.Е. Выравнивание заряда в литий-ионных аккумуляторных батареях // *Актуальные проблемы авиации и космонавтики*. – 2013. – № 9. – С. 204.
3. Хандорин М.М. Метод, алгоритмы и микропроцессорное устройство оценивания параметров литий-ионной аккумуляторной батареи космического аппарата: дис. ... канд. техн. наук: 05.13.05. – Томск: НИ ТПУ, АО «НПЦ Полус». – 2018. – 147 с.
4. Старостин И.Е. Система активной балансировки элементов в литий-ионной аккумуляторной батарее, основанная на диагностике и прогнозировании технического состояния каждого элемента в этой батарее / И.Е. Старостин, И.А. Замирайлов // *Труды междунар. симпозиума «Надежность и качество»* – Пенза. – 2020. – Т. 2. – С. 65–70.
5. Пайгин К.Д. Анализ систем балансировки аккумуляторов в литий-ионной батарее // *Матер. конф.: «Информационные и математические технологии в науке и управлении»*. – Иркутск: Байкал, 2024. – С. 72.
6. Adaptive Balancing Control of Cell Voltage in the Charging/Discharging Mode for Battery Energy Storage Systems / Y. Wang, D. Liu, S. Yongpeng, Y. Tang, Y. Chen, J. Zhang // *Frontiers in Energy Research*. – 2022. – Vol. 10, No. 1. – P. 1–9.
7. Farzan Moghaddam A. An efficient equalizing method for lithium-ion batteries based on coupled inductor balancing / A. Farzan Moghaddam, A. Van den Bossche // *Electronics*. – 2019. – Vol. 8, No. 4. – P. 136.
8. Nath A. Analysis of Cell Balancing Techniques in BMS for Electric vehicle / A. Nath, B. Rajpathak // *International Conference on Intelligent Controller and Computing for Smart Power (ICICCSPP)*. – 2022. – P. 1–6.
9. LTC3300-2. Datasheet and Product Info [Электронный ресурс]. – URL: <https://static.chipdip.ru/lib/663/DOC011663283.pdf>, свободный (дата обращения: 11.12.2024).

10. Research on active state of charge balance of battery pack based on two controllable flyback converters / Z. Yun, W. Qin, W. Shi, C. Wu // *Journal of Energy Storage*. – 2023. – Vol. 57. DOI: 10.1016/j.est.2022.106183.

11. Рыкованов А.С. Активные и пассивные системы баланса Li-ион аккумуляторных батарей / А.С. Рыкованов, С.С. Беляев // *Компоненты и технологии*. – 2014. – № 3. – С. 121–124.

12. Lithium Battery 72Ah. LTspice model // *Electronics Forum (Circuits, Projects and Microcontrollers)* [Электронный ресурс]. – URL: <https://www.electro-tech-online.com/threads/lithium-battery-72ah-ltspice-model.159067>, свободный (дата обращения: 01.10.2024).

Пайгин Кирилл Денисович

Аспирант Инженерной школы энергетики (ИШЭ) Национального исследовательского политехнического университета (НИ ТПУ) Ленина пр-т, 30, г. Томск, Россия, 634050
Тел.: +7-962-783-09-39
Эл. почта: payginkir@gmail.com

Букреев Виктор Григорьевич

Д-р техн. наук, проф. ИШЭ НИ ТПУ
Ленина пр-т, 30, г. Томск, Россия, 634050
ORCID: 0000-0001-9861-9765
Тел.: +7-913-854-21-96
Эл. почта: bukreev@tpu.ru

Поступила в редакцию: 10.03.2025.

Принята к публикации: 14.04.2025.

Paigin K.D., Bukreev V.G.

Modelling of active balancing scheme for lithium-ion batteries

The paper considers the model of active balancing of lithium-ion batteries on flyback converters, which is almost as fast as passive balancing schemes. This model is implemented using Spice models of basic components, such as resistors, keys, etc., without specific solutions. Therefore the simulation results can be repeated using a domestic component base with resistant to space factors, which is important for spacecrafts. Active balancing circuits allow balancing voltages in lithium-ion battery more efficiently in term of energy consumption, redistributing electrical energy between all cells in the battery. The use of active balancing systems on flyback converters allows a better equalizing voltages on batteries of different capacities, which is especially important for spacecrafts at late stages of battery operation, when batteries are significantly susceptible to degradation effects, and replacing them is not possible.

Keywords: battery cells, battery pack, spacecraft, passive balancing, active balancing, modelling.

DOI: 10.21293/1818-0442-2024-28-1-75-80

References

1. Rienzo R.D. Nicodemo N., Verani A., Baronti F., Roncella R., Saletti R. A novel methodology to study and compare

active energy-balance architectures with dynamic equalization for second-life battery applications. *Journal of Energy Storage*, 2023. Vol. 73, no. 1, pp. 1–11.

2. Sazonov I.E. Vyravniwanie zaryada v litij-ionnyh akumuljatornyh batareyah [Charge equalization in lithium-ion batteries]. *Aktualnye problemy aviicii i kosmonavtiki* [Actual Problems of Aviation and Cosmonautics], 2013, no. 9, pp. 204 (in Russ.).

3. Khandorin M.M. *Metod, algoritmy i mikroprocessornoe ustrojstvo ocenivaniya parametrov litij-ionnoj akumuljatornoj batarei kosmicheskogo apparata. Dissertaciya kand. tehn. nauk*: [Method, algorithms and microprocessor-based device for estimating the parameters of the lithium-ion accumulator battery of a spacecraft: Dissertation for Candidate of Sciences degree]. Tomsk, 2018, 147 p. (in Russ.).

4. Starostin I.E., Zamirailov I.A. Sistema aktivnoj balansirovki elementov v litij-ionnoj akumuljatornoj bataree, osnovannaya na diagnostike i prognozirovanii tehničeskogo sostoyaniya kazhdogo elementa v etoj bataree [System of active balancing of the elements in a lithium-ion battery based on diagnostics and forecasting of the technical condition of each element in this battery]. *Trudy Mezhdunarodnogo simpoziuma «Nadezhnost i kachestvo»* [Proceedings of the International Symposium “Reliability and Quality”], Penza, 2020, vol. 2, pp. 65–70 (in Russ.).

5. Paigin, K.D. Analiz sistem balansirovki akumuljatorov v litij-ionnoj bataree [Analysis of the battery balancing systems in a lithium-ion battery]. *Informacionnye i matematicheskie tekhnologii v nauke i upravlenii. Tezisy dvadcat' devyatyh Bajkal'skoj Vserossiyskoj konferencii s mezhdunarodnym uchastiem* [Information and Mathematical Technologies in Science and Management. Abstracts of the Twenty-ninth Baikal All-Russian Conference with International Participation]. Irkutsk-Baikal. 2024, pp. 72 (in Russ.).

6. Wang Y., Liu D., Yongpeng S., Tang Y., Chen Y., Zhang J. Adaptive Balancing Control of Cell Voltage in the Charging/Discharging Mode for Battery Energy Storage Systems. *Frontiers in Energy Research*, 2022, vol. 10, no. 1, pp. 1–9.

7. Farzan Moghaddam A., Van den Bossche A. An efficient equalizing method for lithium-ion batteries based on coupled inductor balancing. *Electronics*, 2019. vol. 8, no. 4, pp. 136.

8. Nath A., Rajpathak B. Analysis of Cell Balancing Techniques in BMS for Electric Vehicle. *International Conference on Intelligent Controller and Computing for Smart Power (ICICSCP)*, 2022, pp. 1–6.

9. LTC3300-2. Datasheet and Product Info. Available at: <https://static.chipdip.ru/lib/663/DOC011663283.pdf>, free (Accessed: December 21, 2024).

10. Yun Z., Qin W., Shi W., Wu C. Research on active state of charge balance of battery pack based on two controllable flyback converters. *Journal of Energy Storage*, 2023, vol. 57. DOI: 10.1016/j.est.2022.106183.

11. Rykovanov, A.S., Belyaev S.S. Aktivnye i passivnye sistemy balansa Li-ion akumuljatornyh batarej [Active and passive systems of Li-ion battery balance]. *Komponenty i tekhnologii* [Components & Technologies], 2014, no. 3, pp. 121–124 (in Russ.).

12. Lithium Battery 72Ah. LTspice model // *Electronics Forum (Circuits, Projects and Microcontrollers)*. Available at: <https://www.electro-tech-online.com/threads/lithium-battery-72ah-ltspice-model.159067/>, free (Accessed: December 28, 2024).

Kirill D. Paigin

Postgraduate student, School of Non-Destructive Testing and Safety, National Research Tomsk Polytechnic University (NR TPU)

30, Lenin pr., Tomsk, Russia, 634050

Phone: +7-962-783-09-39

Email: payginkir@gmail.com

Viktor G. Bukreev

Doctor of Science in Engineering, Professor,
School of Energy & Power Engineering, NR TPU
30, Lenin pr., Tomsk, Russia, 634050

ORCID: <https://orcid.org/0000-0001-9861-9765>

Phone: +7-913-854-21-96

Email: bukreev@tpu.ru

Received: 10.03.2025.

Accepted: 14.04.2025.

УДК 621.382.323

Д.А. Шестерикова, А.Е. Шестериков, Е.В. Ерофеев, П.Е. Троян

Моделирование влияния толщины барьерного слоя гетероструктуры на напряжение пробоя транзистора с высокой подвижностью электронов

Представлены результаты моделирования возникновения пробоя в гетероструктуре транзистора с высокой подвижностью электронов при различной толщине барьерного слоя AlGaAs. В результате исследования было выявлено, что напряжение пробоя, измеренное по методу инжекции тока стока, при заданных параметрах гетероструктуры составляет 8,75 В и остается неизменным при изменении толщины барьерного слоя.

Ключевые слова: напряжение пробоя, гетероструктура, рНЕМТ, инжекция тока стока, барьерный слой.

DOI: 10.21293/1818-0442-2024-28-1-81-85

Транзисторы с высокой подвижностью электронов на основе технологии рНЕМТ (pseudomorphic high electron mobility transistor – псевдоморфный транзистор с высокой подвижностью электронов) играют ключевую роль в современных системах связи и радиолокации, обеспечивая высокое качество приема сигналов при минимальных уровнях шумов [1-5]. Данные транзисторы используются в широком спектре приложений, включая спутниковые системы, беспроводные коммуникации и радиолокационные устройства, где критически необходимо сохранять соотношение сигнал/шум на высоком уровне.

Ключевыми параметрами, определяющими эффективность работы рНЕМТ, являются минимальный коэффициент шума, коэффициент усиления и рабочее напряжение, которое полностью определяется напряжением пробоя транзистора [6, 7]. Напряжение пробоя является критически важным для определения надежности и устойчивости работы усилителей, так как оно устанавливает пределы допустимого напряжения, при котором устройство может функционировать безопасно и эффективно.

Точное определение напряжения пробоя представляет собой сложную задачу и имеет важное значение для практического применения полупроводниковых устройств в различных системах. Существует множество различных методик измерения напряжения пробоя, включающих двухполюсный метод с плавающим стоком, с плавающим истоком, а также трехполюсные методы. Извлечение данных при измерении напряжения пробоя может привести к затруднениям в интерпретации результатов, так как различные методики для оценки напряжения пробоя могут давать отличающиеся результаты в зависимости от конфигурации измерительной системы, используемых критериев и других факторов, что затрудняет стандартизацию этого параметра [8–12].

Современные системы приборно-технологического моделирования предоставляют средства, позволяющие значительно ускорить процесс разработки новых полупроводниковых устройств и значительно сократить затраты на проведение экспериментов. Используя данные системы, можно эффективно моделировать различные параметры и характеристики,

включая влияние конструктивных решений на конечные показатели устройства. Одной из таких систем является Synopsys TCAD.

Цель данной работы заключается в исследовании влияния толщины барьерного слоя на напряжение пробоя между стоком и истоком (BV_{DS}) рНЕМТ.

Методика моделирования

В данной статье для исследования влияния толщины барьерного слоя гетероструктуры рНЕМТ на условия возникновения пробоя транзистора используется метод инжекции тока стока [12]. Схема реализации данного метода представлена на рис. 1.

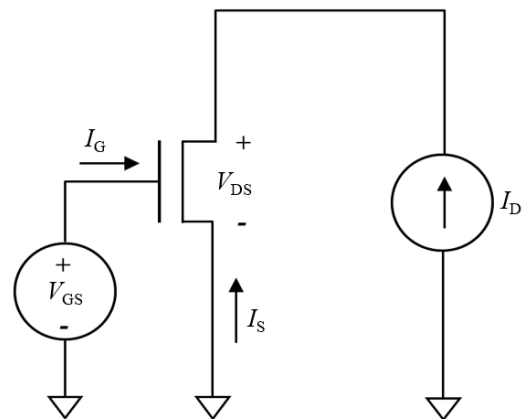


Рис. 1. Принципиальная схема реализации метода инжекции тока стока

Принцип реализации метода состоит в следующем. Изначально транзистор вводится в смещение путем подачи малого напряжения на сток, что обеспечивает протекание малого тока через канал транзистора. Затем источник переводится из режима стабилизации напряжения в режим стабилизации тока. После этого ток стока увеличивается до заданного значения (I_D) и напряжение на затворе линейно изменяется от 0 до – 5 В.

Типовая зависимость напряжений между стоком и истоком (затвором) транзистора от напряжения затвор-исток, характеризующая стадии пробоя для полевого транзистора, представлена на рис. 2 [12].

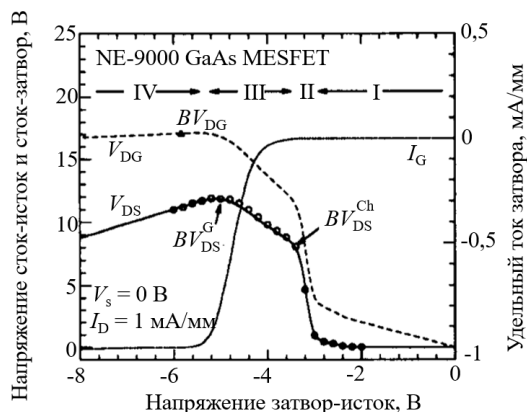


Рис. 2. Стадии пробоя для полевого транзистора: V_{DG} , V_{DS} – напряжение сток-затвор и сток-исток соответственно; V_s – напряжение на истоке; I_G , I_D – удельный ток затвора и стока на единицу ширины канала соответственно; BV_{DG} – напряжение пробоя сток-затвор; BV_{DS}^{Ch} – напряжение пробоя сток-исток, ограниченное разрушением канала транзистора; BV_{DS}^G – напряжение пробоя сток-исток, ограниченное пробоем затвора транзистора

Из рис. 2 в механизме протекания пробоя в рНЕМТ можно выделить следующие основные области:

- **линейная область (I).** Данная область характеризуется малым падением напряжения между истоком и стоком транзистора, так как канал НЕМТ полностью открыт;
- **область насыщения (II).** В данной области происходит резкое возрастание падения напряжения на стоке в связи с закрытием канала;
- **область разрушения канала (III).** В данной области канал полностью закрыт, а рост выходного напряжения на рНЕМТ обусловлен протеканием тока через подложку;
- **область пробоя затвор-сток (IV).** После перехода в данную область падение напряжения на транзисторе начинает уменьшаться, что связано со значительным протеканием тока через затвор.

Наиболее важным параметром пробоя в рНЕМТ является напряжение пробоя BV_{DS}^{Ch} , которое соответствует началу процессов разрушения, которые происходят в канале транзистора.

В данной работе исследование процесса пробоя в рНЕМТ с длиной затвора 0,15 мкм проводилось в программном комплексе Synopsys TCAD. На первом этапе была построена геометрия гетероструктуры в программном модуле SSE (Sentaurus Structure Editor), которая представлена на рис. 3. Параметры слоев гетероструктуры представлены в таблице [13].

На втором этапе было выполнено физическое моделирование рНЕМТ в модуле SDevice (Sentaurus Device). В данном исследовании была использована гидродинамическая модель переноса электронов (Hydrodynamic transport) [14]. Выбрана модель подвижности на основе сильного поля (High field mobility saturation) [15]. Также ко всем материалам структуры применена модель Шокли–Рида–Холла (SRH), Оже и радиационной рекомбинации [16].

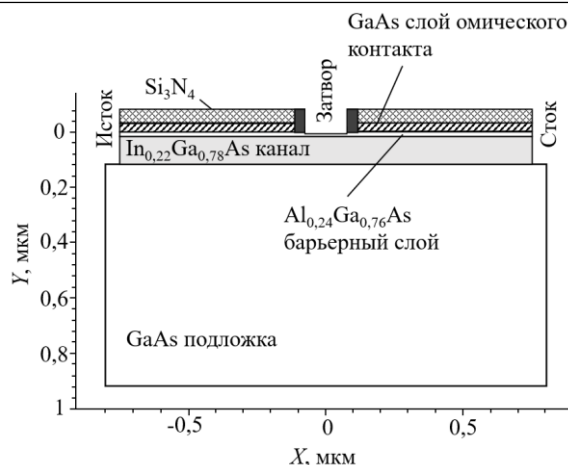


Рис. 3. Структура слоев гетероструктур рНЕМТ

Параметры слоев гетероструктуры

Слой	Материал	Толщина	Концентрация легирования
Cap layer	n^+ -GaAs	–	$5 \cdot 10^{18} \text{ см}^{-3}$
Stop layer	AlAs	20 Å	i
Barrier layer	AlGaAs	h_{AlGaAs}	i
Delta doping	Si	–	$5 \cdot 10^{12}, \text{ см}^{-2}$
Spacer	AlGaAs	20 Å	i
Channel	$\text{In}_x\text{Ga}_{1-x}\text{As}$	100 Å	i
Buffer	GaAs	500 Å	i
Superlattice	AlGaAs/GaAs	400 Å	i
Buffer	GaAs	2000 Å	i
Substrate	GaAs (100)	650 мкм	i

Режим измерения напряжения пробоя по методу инжекции тока стока был реализован путем стабилизации тока стока по методике, описанной ранее. Алгоритм расчета напряжения пробоя по методу инжекции тока стока в Synopsys TCAD представлен на рис. 4.

Результаты расчетов зависимостей напряжения между истоком и стоком рНЕМТ от напряжения на затворе были проанализированы с помощью модуля SVisual (Sentaurus Visual). Из данных зависимостей были вычислены напряжения пробоя BV_{DS} для различных значений толщины барьерного слоя гетероструктуры.

Результаты моделирования и их анализ

На рис. 5 представлены результаты моделирования зависимостей напряжения между истоком и стоком рНЕМТ от напряжения на затворе. При моделировании удельный ток инжекции стока на единицу ширины затвора был принят равным $I_D = 500 \text{ мкА/мм}$.

Для определения точки перехода к области разрушения канала, которая соответствует напряжению пробоя BV_{DS} , была построена зависимость dV_{DS}/dV_{GS} от напряжения между стоком и истоком транзистора в зоне перехода к области разрушения канала (рис. 6). Данная зависимость позволяет оценить динамику изменения напряжения между стоком и истоком транзистора при фиксированном значении тока инжекции стока. Точка экстремума на данном графике будет соответствовать напряжению пробоя BV_{DS} транзистора.

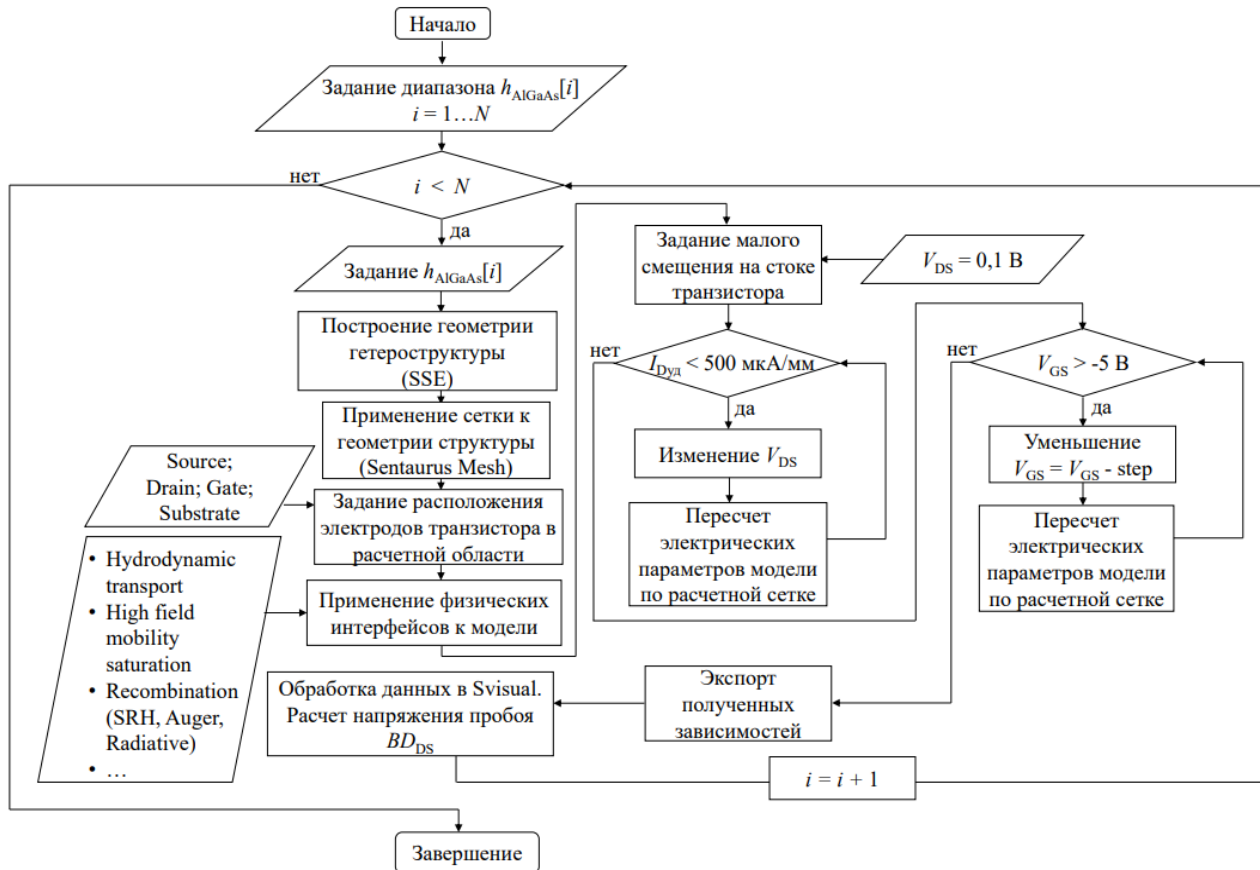


Рис. 4. Алгоритм расчета напряжения пробоя по методу инжекции тока стока в Synopsys TCAD

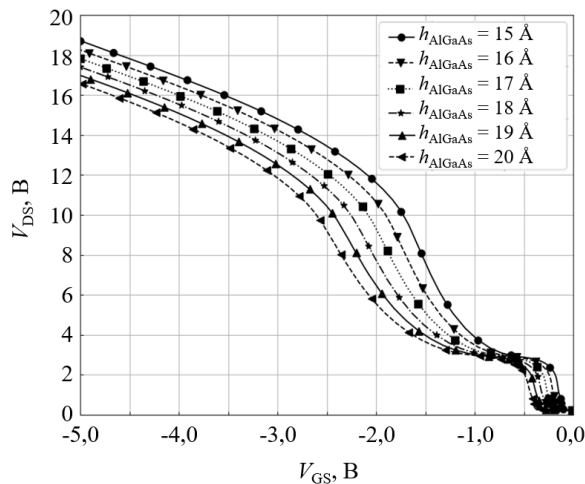
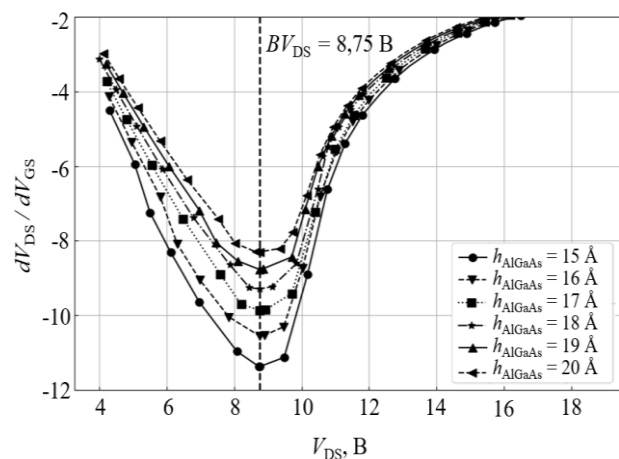


Рис. 5. Результаты моделирования зависимостей напряжения между истоком и стоком рНЕМТ от напряжения на затворе при различной толщине барьерного слоя гетероструктуры

Из зависимости на рис. 6 видно, что толщина барьерного слоя не оказывает влияние на напряжение пробоя транзисторной структуры.

Заключение

В рамках настоящего исследования была сформирована математическая модель возникновения пробоя в рНЕМТ в программном комплексе Synopsys TCAD. На основе полученной модели была рассчитана зависимость напряжения пробоя (BV_{DS}) от толщины барьерного слоя гетероструктуры.

Рис. 6. Зависимость $dV_{\text{DS}}/dV_{\text{GS}}$ от напряжения между стоком и истоком транзистора в зоне перехода к области разрушения канала

Исходя из полученных данных, было выявлено, что напряжение пробоя сток-исток транзистора составляет 8,75 В и остается неизменным при изменении толщины барьерного слоя h_{AlGaAs} , что соответствует теоретическим данным, представленным в литературе [17].

Данный результат можно объяснить тем, что с ростом толщины барьерного слоя h_{AlGaAs} напряжение отсечки транзистора смещается в сторону более отрицательных значений. Это явление связано с изменением электрического поля в области барьерного

слоя, что влияет на распределение зарядов и, следовательно, на характеристики пробоя. Таким образом, изменение напряжения отсечки транзистора компенсирует увеличение толщины барьерного слоя, что приводит к сохранению напряжения пробоя транзисторной структуры на прежнем уровне.

Для более глубокого понимания механизма пробоя в рНЕМТ следует рассмотреть влияние других факторов, таких как температура, примеси и дефекты в кристаллической решетке, которые могут оказывать значительное влияние на электрические характеристики устройства. Также стоит отметить, что дальнейшие исследования могут быть направлены на оптимизацию конструкции рецесса подзатворной области для достижения более высоких значений напряжения пробоя, что может расширить область применения рНЕМТ в высоковольтных и высокочастотных устройствах.

Работа выполнена при финансовой поддержке Министерства науки и высшего образования РФ в рамках проекта FEWM 2024-0004.

Литература

1. Uko M. A 23–28 GHz pHEMT MMIC low-noise amplifier for satellite-cellular convergence applications / M. Uko, S. Ekpo // *International Review of Aerospace Engineering Journal*. – 2021. – Vol. 14, No. 5. – P. 1–10.
2. Laaouane H. Design of a low noise amplifier based on E-PHEMT transistors for 4G applications / H. Laaouane, S. Bri, J. Foshi // *Journal on Computer Science and Information Technologies*. – 2021. – Vol. 5, No. 2. – P. 41–52.
3. Design and Development of Two-stage Low-noise Amplifier (LNA) using E-pHEMT Technology for C-band Application / F. Kamsaini, M.S. Razalli, S.Z. Ibrahim, M.Z. Ilyas // *IOP Conference Series: Materials Science and Engineering*. – IOP Publishing. – 2020. – Vol. 864, No. 1. – P. 012126.
4. Wild A. Microelectronics in the 21st Century: Technology, Economics, Policies // *2022 International Semiconductor Conference (CAS)*, Poiana Brasov, Romania, 2022. – P. 3–12.
5. Zheng R. Research on damage effects of pHEMT low noise amplifiers under HPM injection / R. Zheng, Z. Xue, C. Li, S. Tang // *IEICE Electronics Express*. – 2024. – P. 21.20240525.
6. Small-signal and noise GaAs pHEMT modeling for low noise amplifier design / A.A. Popov, D.V. Bilevich, A.A. Metel, A.S. Salnikov, I.M. Dobush, A.E. Goryainov, A.A. Kalentyev // *Journal of Physics: Conference Series*. – IOP Publishing. – 2020. – Vol. 1499, No. 1. – P. 012033.
7. Study on high power microwave nonlinear effects and degradation characteristics of C-band low noise amplifier / L. Fuxing, C. Changchun, W. Han, W. Lei, L. Qishuai, A. Qi, Y. Yintang // *Microelectronics Reliability*. – 2022. – Vol. 128. – P. 114427.
8. Menozzi R. Off-state breakdown of GaAs PHEMTs: review and new data // *IEEE Transactions on Device and Materials Reliability*. – 2004. – Vol. 4, No. 1. – P. 54–62.
9. An Overview of Nanowire Field-Effect Transistors for Future Nanoscale Integrated Circuits / J. Ajayan, D. Nirmal, P. Mohankumar, S. Tayal // *Nanoelectronics for Next-Generation Integrated Circuits*. – 2022. – P. 81–114.
10. Investigation of DC-RF and breakdown behaviour in Lg= 20 nm novel asymmetric GaAs MHEMTs for future submillimetre wave applications / J. Ajayan, T. Ravichandran, P. Mohankumar, P. Prajoon, J.C. Pravin, D. Nirmal // *AEU-International Journal of Electronics and Communications*. – 2018. – Vol. 84. – P. 387–393.
11. New Submicron Low Gate Leakage In_{0.52}Al_{0.48}As-In_{0.7}Ga_{0.3}As pHEMT for Low-Noise Applications / M.F. Packeer Mohamed, M.F. Mohamed Omar, M.F. Akbar Jalaludin Khan, N.A. Ghazali, M.H. Hairi, S. Falina, M.S.N. Samsol Baharin // *Micromachines*. – 2021. – Vol. 12, No. 12. – P. 1497.
12. Bahl S.R. A new drain-current injection technique for the measurement of off-state breakdown voltage in FETs / S.R. Bahl, J.A. Del Alamo // *IEEE Transactions on Electron devices*. – 1993. – Vol. 40, No. 8. – P. 1558–1560.
13. Шестериков А.Е. Исследование конструктивно-технологических особенностей изготовления малощумящих GaAs-транзисторов с длиной Т-затвора 150 нм для систем передачи информации / А.Е. Шестериков, Д.А. Шестерикова, Е.В. Ерофеев // *Физика и техника полупроводников*. – 2024. – Т. 58, № 3. – С. 149–155.
14. A review of hydrodynamic and energy-transport models for semiconductor device simulation / T. Grasser, T.W. Tang, H. Kosina, S. Selberherr // *Proceedings of the IEEE*. – 2003. – Vol. 91, No. 2. – P. 251–274.
15. Modelling of small-signal response and electronic noise in semiconductor high-field transport / L. Reggiani, E. Starikov, P. Shiktorov, V. Gruzinskis, L. Varani // *Semiconductor science and technology*. – 1997. – Vol. 12, No. 2. – P. 141.
16. Khanna V.K. Physical understanding and technological control of carrier lifetimes in semiconductor materials and devices: A critique of conceptual development, state of the art and applications // *Progress in quantum electronics*. – 2005. – Vol. 29, No. 2. – P. 59–163.
17. Palma J.F. Breakdown behavior and optimization of AlGaAs/InGaAs pseudomorphic high electron mobility transistors. – Boston: University of Massachusetts Lowell, 2011. – 253 p.

Шестерикова Дарья Александровна

Магистрант каф. физической электроники (ФЭ)
Томского государственного ун-та
систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР)
Ленина пр-т, 40, г. Томск, Россия, 634050
Тел.: +7-952-683-56-09
Эл. почта: darya.mokhina@mail.ru

Шестериков Александр Евгеньевич

Магистрант каф. ФЭ ТУСУРа
Ленина пр-т, 40, г. Томск, Россия, 634050
Тел.: +7-913-872-13-41
Эл. почта: shesterikov.a.e@mail.ru

Ерофеев Евгений Викторович

Канд. техн. наук, главный конструктор
НПК «Микроэлектроника» АО «НПФ «Микран»
Кирова пр-т, 51Д, г. Томск, Россия, 634041
Тел.: +7-913-887-60-39
Эл. почта: erofeev@micran.ru

Троян Павел Ефимович

Д-р техн. наук, проф. каф. ФЭ ТУСУРа
Ленина пр-т, 40, г. Томск, Россия, 634050
Тел.: +7-913-110-22-11
Эл. почта: tpe@tusur.ru

Поступила в редакцию: 21.11.2024.
Принята к публикации: 18.04.2025.

Shesterikova D.A., Shesterikov A.E., Erofeev E.V., Trojan P.E.
Modeling the influence of heterostructure barrier layer thickness on the breakdown voltage of high electron mobility transistor

The paper presents the results of modeling the breakdown occurrence in the heterostructure of a high electron mobility transistor at different thicknesses of the AlGaAs barrier layer. As a result of the study, it was revealed that the breakdown voltage, measured by the drain current injection method, is 8,75 V at the specified parameters of the heterostructure and remains unchanged when the thickness of the barrier layer changes.

Keywords: breakdown voltage, heterostructure, pHEMT, drain current injection, barrier layer.

DOI: 10.21293/1818-0442-2024-28-1-81-85

References

1. Uko M., Ekpo S. A 23-28 GHz pHEMT MMIC low-noise amplifier for satellite-cellular convergence applications. *International Review of Aerospace Engineering Journal*, 2021, vol. 14, no. 5, pp. 1–10.
2. Laouane H., Bri S., Foshi J. Design of a low noise amplifier based on E-PHEMT transistors for 4G applications. *Journal on Computer Science and Information Technologies*, 2021, vol. 5, no. 2, pp. 41–52.
3. Kamsaini F., Razalli M.S., Ibrahim S.Z., Ilyas M.Z. Design and Development of Two-stage Low-noise Amplifier (LNA) using E-PHEMT Technology for C-band Application. *IOP Conference Series: Materials Science and Engineering*, IOP Publishing, 2020, vol. 864, no. 1, pp. 012126.
4. Wild A. Microelectronics in the 21st Century: Technology, Economics, Policies. *2022 International Semiconductor Conference (CAS), Poiana Brasov, Romania*, 2022, pp. 3–12.
5. Zheng R., Xue Z., Li C., Tang S. Research on damage effects of pHEMT low noise amplifiers under HPM injection. *IEICE Electronics Express*, 2024, pp. 21.20240525.
6. Popov A.A., Bilevich D.V., Metel A.A., Salnikov A.S., Dobush I.M., Goryainov A.E., Kalentyev A.A. Small-signal and noise GaAs pHEMT modeling for low noise amplifier design. *Journal of Physics: Conference Series*, IOP Publishing, 2020, vol. 1499, no. 1, pp. 012033.
7. Fuxing L., Changchun C., Han W., Lei W., Qishuai L., Qi A., Yintang Y. Study on high power microwave nonlinear effects and degradation characteristics of C-band low noise amplifier. *Microelectronics Reliability*, 2022, vol. 128, pp. 114427.
8. Menozzi R. Off-state breakdown of GaAs PHEMTs: review and new data. *IEEE Transactions on Device and Materials Reliability*, 2004, vol. 4, no. 1, pp. 54–62.
9. Ajayan J., Nirmal D., Mohankumar P., Tayal S. An Overview of Nanowire Field-Effect Transistors for Future Nanoscale Integrated Circuits. *Nanoelectronics for Next-Generation Integrated Circuits*, 2022, pp. 81–114.
10. Ajayan J., Ravichandran T., Mohankumar P., Prajoon P., Pravin J.C., Nirmal D. Investigation of DC-RF and breakdown behaviour in $L_g = 20$ nm novel asymmetric GaAs MHEMTs for future submillimetre wave applications. *AEU-International Journal of Electronics and Communications*, 2018, vol. 8, pp. 387–393.
11. Packeer Mohamed M.F., Mohamed Omar M.F., Akbar Jalaludin Khan M.F., Ghazali N.A., Hairi M.H., Falina S., Samsol Baharin M.S.N. New Submicron Low Gate Leakage In_{0.52}Al_{0.48}As-In_{0.7}Ga_{0.3}As pHEMT for Low-Noise Applications. *Micromachines*, 2021, vol. 12, no. 12, pp. 1497.
12. Bahl S.R., Del Alamo J.A. A new drain-current injection technique for the measurement of off-state breakdown voltage in FETs. *IEEE Transactions on Electron Devices*, 1993, vol. 40, no 8, pp. 1558–1560.
13. Shesterikov A.E., Shesterikova D.A., Erofeev E.V. [Study of design and technological features of manufacturing of low-noise GaAs-transistors with T-gate length of 150 nm for information transmission systems]. *Semiconductor Physics and Technology*, 2024, no. 3, pp. 144–150 (in Russ).
14. Grasser T., Tang T.W., Kosina H., Selberherr S.A review of hydrodynamic and energy-transport models for semiconductor device simulation. *Proceedings of the IEEE*, 2003, vol. 91, no. 2, pp. 251–274.
15. Reggiani L., Starikov E., Shiktorov P., Gruzinskis V., Varani L. Modelling of small-signal response and electronic noise in semiconductor high-field transport. *Semiconductor Science and Technology*, 1997, vol. 12, no. 2, pp. 141.
16. Khanna V.K. Physical understanding and technological control of carrier lifetimes in semiconductor materials and devices: A critique of conceptual development, state of the art and applications. *Progress in Quantum Electronics*, 2005, vol. 29, no. 2, pp. 59–163.
17. Palma J.F. Breakdown behavior and optimization of AlGaAs/InGaAs pseudomorphic high electron mobility transistors. *University of Massachusetts Lowell*, 2011, p. 253.

Darya A. Shesterikova

Master student, Department of Physical Electronics,
 Tomsk State University of Control Systems
 and Radioelectronics (TUSUR)
 40, Lenin pr., Tomsk, Russia, 634050
 Phone: +7-952-683-56-09
 Email: darya.mokhina@mail.ru

Alexandr E. Shesterikov

Master student, Department of Physical Electronics, TUSUR
 40, Lenin pr., Tomsk, Russia, 634050
 Phone: +7-913-872-13-41
 Email: shesterikov.a.e@mail.ru

Evgeniy V. Erofeev

Candidate of Sciences in Engineering, Chief Designer
 of Microelectronics Research and Development,
 JSC «NPF Micran»
 51d, Kirov pr., Tomsk, Russia, 634041
 Phone: +7-913-887-60-39
 Email: erofeev@micran.ru

Pavel E. Trojan

Doctor of Science in Engineering, Professor,
 Department of Physical Electronics, TUSUR
 40, Lenin pr., Tomsk, Russia, 634050
 Phone: +7-913-110-22-11
 Email: tpe@tusur.ru

Received: 21.11.2024.

Accepted: 18.04.2025.

УДК 519.237.5

Е.Б. Грибанова, Р.С. Герасимов

Гибридный алгоритм построения разреженной регрессии

Предложен гибридный алгоритм для построения разреженной регрессии. Выполнено тестирование алгоритма с использованием реальных и синтетических данных. Результаты проведенных экспериментов свидетельствуют о возможности применения алгоритма к рассматриваемым задачам и демонстрируют его эффективность в сравнении с известными методами.

Ключевые слова: разреженная регрессия, Lasso, отбор признаков, обратная задача.

DOI: 10.21293/1818-0442-2024-28-1-86-92

В условиях стремительного роста объемов данных и сложности современных аналитических задач регрессия как один из ключевых методов машинного обучения остается востребованным инструментом для выявления количественных зависимостей и прогнозирования [1–2]. Разреженная регрессия [3] – это метод регрессионного анализа, который используется для моделирования зависимостей в ситуациях, когда имеется большое количество признаков (независимых переменных), но лишь немногие из них являются значимыми для предсказания целевой переменной.

Основная идея разреженной регрессии заключается в том, чтобы отобрать наиболее информативные переменные и игнорировать остальные, уменьшая тем самым размерность модели и повышая её интерпретируемость. При наличии большого количества признаков, многие из которых могут быть не связаны с целевой переменной, обычная линейная регрессия может страдать от переобучения, неустойчивости, а также низкой точности из-за необходимости подстраиваться под «шум».

Ещё одна проблема, которая часто возникает при большой размерности, – мультиколлинеарность [4], которая может приводить к искажениям оценок коэффициентов регрессионной модели и увеличивать их стандартные ошибки. Таким образом, процесс отбора признаков играет ключевую роль в формировании качественной модели, что, в свою очередь, напрямую сказывается на точности и интерпретируемости результатов анализа и принимаемых на основе этих результатов решениях и рекомендациях в различных областях.

Разреженная регрессия является ценным инструментом в тех сферах, где необходимо рассматривать большое число потенциальных переменных, подходящих для включения в модель. В области экономики существует множество макро- и микроэкономических показателей [5, 6], таких как выручка, капитал и активы, которые могут быть проанализированы с целью их потенциального использования в модели. В сфере маркетинга возникает необходимость в анализе потребительских данных, что позволяет выявить значимые признаки, влияющие на покупательское поведение и оптимизировать маркетинговые стратегии [7]. В медицине возникает необходимость

отбора диагностических признаков для повышения точности диагностики и прогноза заболеваний [8].

Выделяют две группы методов, осуществляющих отбор в контексте модели: методы-обёртки и встроенные методы [9]. Обёртки функционируют как отдельные процедуры, которые применяются к уже заданным моделям, позволяя провести многоэтапный процесс выбора переменных на основе различных критериев эффективности, таких как минимизация ошибки прогноза или максимизация объясненной дисперсии. Примером обёртки является пошаговая регрессия, которая последовательно добавляет или убирает независимые переменные из модели, основываясь на статистических критериях.

Встроенные методы, напротив, интегрированы непосредственно в процесс построения модели, автоматически идентифицируя наиболее значимые переменные в ходе обучения. Одним из наиболее распространенных встроенных методов является Lasso (Least absolute shrinkage and selection operator), который включает L1-регуляризацию, что приводит к обнулению некоторых коэффициентов и осуществлению отбора значимых признаков [10].

Использование обёрток является ресурсоемким способом, что может привести к проблемам при наличии большого числа признаков. С другой стороны, из-за того, что не рассматриваются все возможные комбинации, решение может оказаться неоптимальным. Применение встроенных методов также сопряжено с рядом недостатков, таких как чувствительность к выбору параметра регуляризации и сложность для интерпретации, поскольку механизмы отбора переменных не всегда очевидны. Кроме того, встроенные методы не гарантируют, что модель не будет включать высоко коррелированные между собой и неинформативные переменные. Эти недостатки обуславливают актуальность разработки и исследования методов отбора признаков.

В данной работе предложен гибридный алгоритм, который сочетает в себе Lasso и пошаговую регрессию для выбора признаков.

Пошаговая регрессия

Алгоритм пошаговой регрессии может быть реализован как в прямом, так и в обратном направлении. В работе рассмотрен прямой выбор, при котором на каждом шаге происходит добавление переменной

в модель. В этом случае алгоритм включает два основных шага:

Шаг 1. Оценить модель с добавлением каждой из независимых переменных, которые ещё не включены в модель.

Шаг 2. Выбрать переменную, которая оптимизирует выбранный критерий, и добавить её в модель.

Шаги 1 и 2 повторяются до тех пор, пока не будет достигнуто состояние, когда ни одна из переменных не может быть добавлена без ухудшения модели по выбранному критерию.

Lasso

Уравнение линейной функции регрессии представляется следующим образом:

$$y = \beta_0 + \sum_{j=1}^p x_j \beta_j + \eta,$$

где y – зависимая переменная; β – вектор коэффициентов регрессии размера $p+1$; x – объясняющая переменная; η – случайный остаток; p – число признаков.

Тогда задача определения параметров регрессии с помощью метода наименьших квадратов заключается в минимизации суммы квадратов остатков и представляется следующим образом:

$$f(\beta) = \sum_{i=1}^n \left(y_i - \beta_0 + \sum_{j=1}^p x_{ij} \beta_j \right)^2 \rightarrow \min,$$

где x_{ij} – значение j -го признака в i -м наблюдении; y_i – i -е значение зависимой переменной; n – число наблюдений.

Метод Lasso представляет собой L1-регуляризацию линейной регрессии. Таким образом, в процессе настройки параметров модели осуществляется одновременная минимизация не только стандартной функции потерь, которая выражается как сумма квадратов ошибок, но и суммы абсолютных значений коэффициентов. В математическом виде задача оптимизации имеет вид

$$\sum_{i=1}^n \left(y_i - \beta_0 + \sum_{j=1}^p x_{ij} \beta_j \right)^2 + \lambda \sum_{j=1}^p |\beta_j| \rightarrow \min, \quad (1)$$

где λ – параметр регуляризации.

Классическим способом настройки параметра λ является применение кросс-валидации [11]. Данный способ является трудоемким, что побуждает исследователей к поиску способов решения задачи без применения данного параметра. С целью исключения необходимости настройки параметра в данной работе задача (1) была преобразована в задачу условной оптимизации. В частности, было выполнено реформулирование (1) в виде одноточечной обратной задачи. В отличие от подхода условной оптимизации, описанного в работе [12], где минимизируется сумма квадратов ошибок с одновременным ограничением на сумму абсолютных значений параметров, в представленном варианте отсутствует необходимость устанавливать ограничение на значения параметров, что позволяет более гибко подходить к решению задач. Кроме того, полученная задача является более простой для численного решения.

Гибридный алгоритм

Предложенный алгоритм основан на реформулировании Lasso (1) в виде обратной задачи при минимизации суммы абсолютных значений коэффициентов [13–15]:

$$g(\beta) = \sum_{j=0}^p |\beta_j| \rightarrow \min, \quad (2)$$

$$f(\beta) = \sum_{i=1}^n (y_i - \hat{y}_i)^2 = y^*,$$

где \hat{y}_i – предсказанное i -е значение; y^* – целевое значение.

Задача (2) в представленных ранее алгоритмах решения обратной задачи [13, 14] решается итерационно до выполнения условия останова, которым в том числе служит факт достижения функцией f значения y^* . В данной работе считается, что целевое значение y^* является некоторым заранее неизвестным малым числом, которое не будет достигнуто, поэтому данное условие останова было исключено из алгоритма. Кроме того, в исходный алгоритм [13, 14] были внесены изменения для интеграции пошаговой регрессии.

Исходные данные, используемые в алгоритме, включают параметр α шага изменения аргумента, точность ϵ , а также значение индикатора \mathbf{u} , который характеризует возможность дальнейшего изменения аргумента и изначально принимается равным 1. Вместо определения точности ϵ можно задать максимальное количество итераций r_{\max} , которое может быть выполнено в процессе вычислений. Начальные значения элементов вектора параметров β регрессионной модели устанавливаются равными 0.

Перед применением алгоритма необходимо выполнить стандартизацию значений независимых переменных.

Алгоритм представлен на рис. 1.

Первый этап работы алгоритма включает в себя расчет необходимых величин в четырех начальных блоках. После этого, если выбранный для изменения параметр β_k имеет значение, равное нулю, производится оценка его значимости для модели с использованием установленного критерия отбора (IC). Это осуществляется путём построения модели как без исследуемого k -го признака, так и с его включением, после чего рассчитываются значения критериев для обоих случаев.

Если включение нового признака приводит к улучшению значения критерия модели по сравнению с моделью, в которую этот признак не входит, то данный признак добавляется в модель, и значение соответствующего параметра корректируется. В противном случае, если улучшения не происходит, признак исключается из дальнейших расчетов.

Таким образом, в процессе обучения модели проходит этап пошаговой регрессии по сравнению обученных моделей, при этом исследуются не все возможные для включения переменные, а только та, которая выбрана для изменения на текущей итерации.

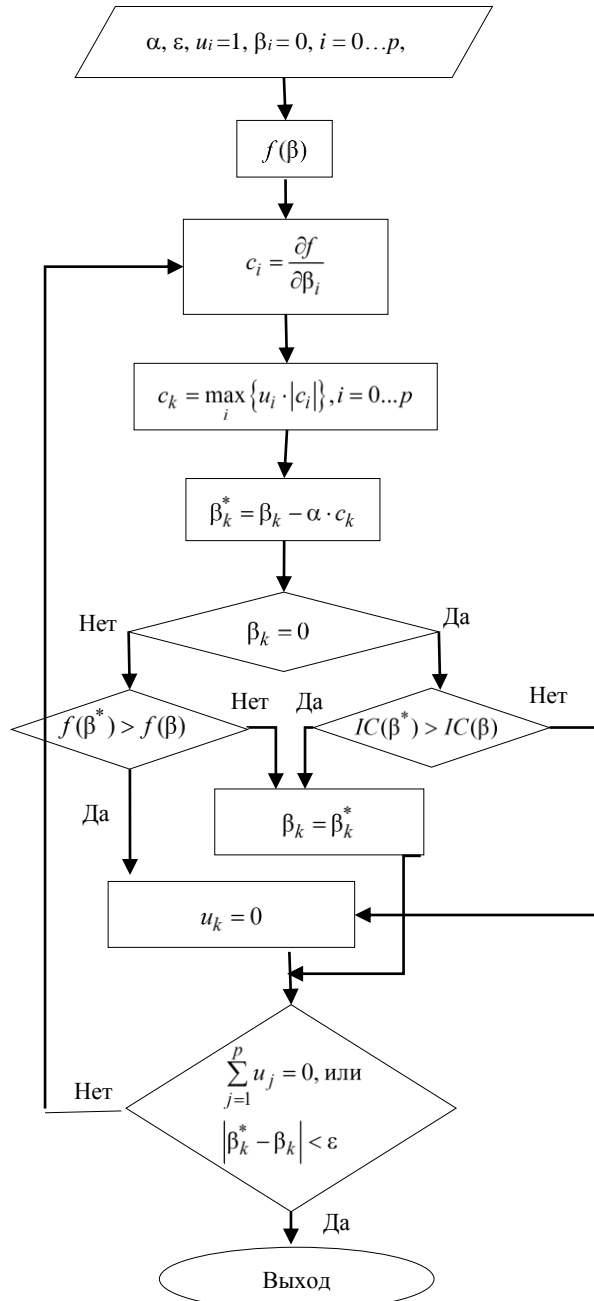


Рис. 1. Гибридный алгоритм построения разреженной регрессии

Результаты экспериментов

Построение регрессии выполнено с использованием разработанного алгоритма, а также пошаговой регрессии (Stepwise regression). Кроме того, в данной работе рассматриваются классическая линейная регрессия (LinearRegression), метод Lasso с применением кросс-валидации (LassoCV) и метод наименьших углов (Least-angle regression, Lars), который использует информационный критерий Акаике (AIC) для оценки модели (LassoLarsIC). LinearRegression, LassoCV и LassoLarsIC реализованы в библиотеке sklearn.linear_model, что обеспечивает удобство их применения для решения задач отбора признаков.

Реализация всех алгоритмов выполнена на языке Python, для методов LassoLarsIC, LinearRegression

использованы параметры по умолчанию. Для сравнения были использованы показатели: число выбранных признаков (p^*), фактор инфляции дисперсии (vif), критерий Маллоуса (C_p), AIC, байесовский критерий (BIC), показатель устойчивости (γ). Критерий Маллоуса, AIC и BIC отражают баланс между точностью и сложностью модели, при этом меньшее значение показателей соответствует лучшей модели.

Критерий Маллоуса был вычислен по формуле

$$C_p = \frac{r_a}{r} - n + 2p,$$

где r_a – сумма квадратов остатков модели с p признаками; r – сумма квадратов остатков для модели со всеми признаками.

Коэффициент vif характеризует мультиколлинеарность и определен как максимальный коэффициент по всем признакам

$$\text{vif} = \max_j \frac{1}{1 - R_j^2},$$

где R_j^2 – коэффициент детерминации j -го признака относительно всех остальных признаков, используемых в модели.

Считается, что значения vif, превышающие 10, указывают на значительные проявления мультиколлинеарности, которые могут повлечь за собой негативные последствия и привести к некорректным оценкам коэффициентов [16].

Показатель устойчивости был вычислен на основе числа обусловленности матрицы $\mathbf{x}^T \mathbf{x}$ (\mathbf{x} – матрица объясняющих переменных размера $n \times (p+1)$, первый столбец которой состоит из единиц). Более высокие значения этого показателя указывают на большую устойчивость модели к изменениям входных данных

$$\gamma = \ln \frac{\lambda_{\min}}{\lambda_{\max}},$$

где λ_{\max} и λ_{\min} – наибольшее и наименьшее собственное значение матрицы $\mathbf{x}^T \mathbf{x}$.

В табл. 1 представлены результаты решения задачи с использованием набора данных Auto-mpg, включающего характеристики автомобилей [17]. Набор содержит 7 признаков и 398 наблюдений. В качестве критерия отбора в методах был использован AIC. В модуле statsmodels данный показатель вычисляется по следующей формуле:

$$\text{AIC} = -2L + 2p,$$

$$L = -\frac{n}{2} \ln(2\pi) - \frac{n}{2} \ln \left(\frac{\sum_{i=1}^n (y_i - \bar{y}_i)^2}{n} \right) - \frac{n}{2}.$$

Для полученного уравнения регрессии также представлены значения MSE, скорректированного индекса детерминации R^2 , F-статистики (табл. 2).

Таблица 1
Решение задачи с использованием тестового набора
Auto-mpg

Метод решения	p^*	vif	C_p	BIC	AIC	γ
LinearRegression	7	21,9	-383	2 128	2 096	-4,9
LassoCV, λ изменяется от 0 до 5 с шагом 0,01	7	21,9	-383	2 128	2 096	-4,9
LarsIC	7	21,9	-383	2 128	2 096	-4,9
Stepwise regression	3	1,6	-389	2 112	2 097	-1,5
Гибридный алгоритм, $\alpha=0,0001$, $r_{\max}=10000$	3	1,6	-389	2 112	2 097	-1,5

Таблица 2
Решение задачи с использованием тестового набора
Auto-mpg: MSE, R^2 , F -статистика

Метод решения	MSE	F	R^2
LinearRegression	10,9	256	0,817
LassoCV, λ изменяется от 0 до 5 с шагом 0,01	10,9	256	0,817
LarsIC	10,9	256	0,817
Stepwise regression	11,1	588	0,816
Гибридный алгоритм, $\alpha = 0,0001$, $r_{\max} = 10000$	11,1	588	0,816

Согласно полученным значениям Stepwise regression и гибридный алгоритм обеспечили одинаковый результат, выполнив отбор 3 признаков (масса, год модели, происхождение) и обеспечив лучшие значения показателей vif, C_p , BIC и γ по сравнению со встроенными методами. Все значения скорректированного индекса детерминации являются значимыми на уровне $p < 0,001$.

На рис. 2 проиллюстрирована зависимость критерия AIC от параметра α гибридного алгоритма, максимальное число итераций не изменялось и равно 10000. Оптимальные значения AIC наблюдаются при $\alpha = 10^{-5} \dots 10^{-3}$. При больших значениях α метод не сходится к решению из-за того, что изменение параметра при большом шаге оказывается худшим решением по сравнению с его нулевым значением. Если α меньше 10^{-5} , то оптимальное решение не достигается за заданное число итераций из-за малого шага.

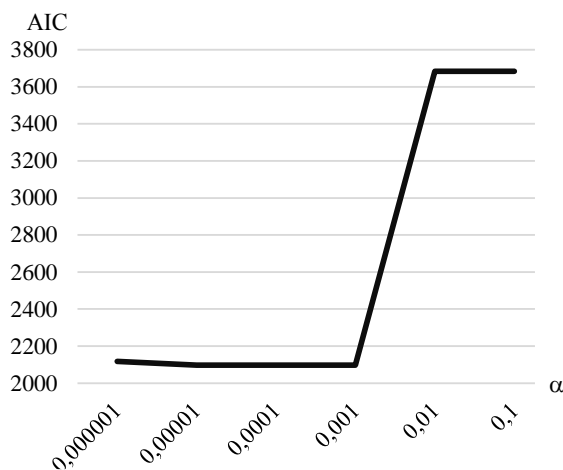


Рис. 2. Зависимость AIC от параметра α

В табл. 3 содержатся результаты, когда в качестве исходных данных использован случайно сгенерированный набор данных из 1 000 наблюдений и 299 признаков.

Сгенерированные данные имеют равномерный закон распределения на интервале от 0 до 1. Гибридный алгоритм обеспечил более низкое значение критерия AIC, а также меньшее количество отобранных признаков по сравнению с методом Stepwise regression. С помощью LassoCV получить результат за установленное по умолчанию число итераций не удалось из-за отсутствия сходимости метода оптимизации.

Таблица 3
Решение задачи с использованием случайно сгенерированных значений

Метод решения	p^*	vif	C_p	BIC	AIC	γ
LinearRegression	299	1,658	-401	2121	554,26	-11
LassoCV, λ изменяется от 0 до 5 с шагом 0,01	—	—	—	—	—	—
LarsIC	8	1,02	-983	136	332,97	-4,8
Stepwise regression	71	1,107	-855	561	231,30	-8,5
Гибридный алгоритм, $\alpha=0,0001$, $r_{\max}=100000$	66	1,096	-865	527	231,28	-8,4

Кроме того, было выполнено исследование случая наличия мультиколлинеарности. Для этого был сгенерирован синтетический набор данных в соответствии с процедурой, представленной в статье [18]: 100 переменных, высоко коррелированных с целевым вектором, 100 переменных, ортогональных целевому вектору, и 100 случайных переменных. В этой ситуации наблюдается высокая мультиколлинеарность, к устранению которой не приводит использование рассматриваемых методов (табл. 4). В частности, использование методов Stepwise regression и LinearRegression привело к тому, что индекс детерминации между выбранными признаками оказался равным единице, что, в свою очередь, вызвало бесконечное значение vif. Кроме того, в этом случае матрица $\mathbf{x}^T \mathbf{x}$ не является хорошо обусловленной, что приводит к невозможности определения показателя устойчивости, который стремится к минус бесконечности. При использовании разработанного гибридного алгоритма для решения данной задачи также возникла проблема мультиколлинеарности.

Таблица 4
Решение задачи при использовании синтетического набора данных с мультиколлинеарностью

Метод решения	p^*	vif	C_p	BIC	AIC	γ	t, c
LinearRegression	300	$+\infty$	-399	2073	-4 410	$-\infty$	35
LassoCV, λ изменяется от 0 до 5 с шагом 0,01	—	—	—	—	—	—	—
LarsIC	200	98,8	-599	1382	-4 610	-15	11
Stepwise regression	119	$+\infty$	-758,9	829	-4 713	$-\infty$	397
Гибридный алгоритм, $\alpha=0,0001$, $r_{\max}=10000$, $u = \mathbf{z}$	99	2,1	-795,4	693	-3 285	-7,8	51

В связи с этим была предложена модификация алгоритма: вместо использования начальных единичных значений признака u , начиная со второго эле-

мента, был применен вектор вероятностей \mathbf{z} , полученный в результате решения задачи квадратичного программирования, представленной в [19–20]:

$$\mathbf{z}^T \mathbf{Q} \mathbf{z} - \mathbf{b}^T \mathbf{z} \rightarrow \min, \\ \|\mathbf{z}\|_1 \leq 1,$$

где \mathbf{z} – искомый вектор ненормализованной вероятности для выбора признака; \mathbf{Q} – корреляционная матрица признаков; \mathbf{b} – вектор корреляции признаков и результирующего показателя.

В процессе решения данной задачи проводится уменьшение количества взаимозависимых переменных и увеличение числа релевантных переменных. Таким образом, для переменных, которые демонстрируют высокую корреляцию с целевым вектором и низкую корреляцию с остальными переменными, соответствующее значение элемента вектора \mathbf{z} будет максимальным. В результате был осуществлен отбор 99 переменных, коллинеарных целевому вектору, при этом значение коэффициента vif находится в допустимых пределах.

Также в табл. 4 представлено время (t), затраченное на решение задачи: встроенный метод LarsIC демонстрирует наивысшую скорость, в то время как метод Stepwise regression является наиболее ресурсоемким. Кроме того, был рассмотрен набор данных Communities and Crime, описание которого приводится по ссылке [21]. Данный набор включает 100 признаков и 1 994 наблюдения. В данном эксперименте было выполнено разделение выборки на обучающую и тестовую в пропорции 0,7 и 0,3 соответственно.

Согласно полученным результатам (табл. 5–7), гибридный алгоритм обеспечил наименьшее значение AIC на обучающей выборке, а гибридный алгоритм с использованием вектора вероятностей \mathbf{z} – наименьшее значение vif . На тестовой выборке наилучшие значения информационных критериев показал гибридный алгоритм с использованием вектора вероятностей \mathbf{z} .

Таблица 5

Решение задачи с использованием набора Communities and Crime, обучающая выборка

Метод решения	p^*	vif	C_p	BIC	AIC	γ
LinearRegression	100	964	–1 192	754	–1 604	–11
LassoCV, λ изменяется от 0 до 5 с шагом 0.01	100	964	–1 192	754	–1 604	–11
LarsIC	64	102	–1 266	486	–1 636	–8
Stepwise regression	25	28	–1 342	212	–1 656	–6
Гибридный алгоритм, $\alpha = 0,0001$, $r_{\max} = 10000$	40	44	–1 314	313	–1 671	–7
Гибридный алгоритм, $\alpha = 0,0001$, $r_{\max} = 10000$, $\mathbf{u} = \mathbf{z}$	14	13	–1 364	135	–1 568	–5

Необходимость отбора признаков может возникнуть не только в контексте линейных моделей; в рамках исследования было рассмотрено применение алгоритма для построения логистической регрессии.

Таблица 6

Решение задачи с использованием набора Communities and Crime, обучающая выборка: MSE, F-статистика, R^2

Метод решения	MSE	F	R^2
LinearRegression	0,016	31	0,68
LassoCV, λ изменяется от 0 до 5 с шагом 0,01	0,016	31	0,68
LarsIC	0,0165	48,75	0,69
Stepwise regression	0,0172	118,4	0,68
Гибридный алгоритм, $\alpha = 0,0001$, $r_{\max} = 10000$	0,0167	78,76	0,69
Гибридный алгоритм, $\alpha = 0,0001$, $r_{\max} = 10000$, $\mathbf{u} = \mathbf{z}$	0,018	190	0,65

Таблица 7

Решение задачи с использованием набора Communities and Crime, тестовая выборка

Метод решения	C_p	BIC	AIC	MSE	R^2
LinearRegression	–396	657	–470	0,0191	0,6
LassoCV, λ изменяется от 0 до 5 с шагом 0,01	–396	657	–470	0,0191	0,6
LarsIC	–470	421	–545	0,019	0,6
Stepwise regression	–546	200	–619	0,0196	0,62
Гибридный алгоритм, $\alpha = 0,0001$, $r_{\max} = 10000$	–518	301,2	–584	0,0193	0,61
Гибридный алгоритм, $\alpha = 0,0001$, $r_{\max} = 10000$, $\mathbf{u} = \mathbf{z}$	–568	120	–624	0,0196	0,63

В качестве встроенных методов решения был рассмотрен метод LogisticRegression с L1-регуляризацией, также входящий в библиотеку sklearn.linear_model и использующий решатели saga и liblinear. В наборе данных Auto-mpg зависимая переменная была преобразована в бинарный формат на основе медианного значения. В результате гибридный алгоритм выполнил отбор 4 признаков (табл. 8), обеспечив лучшие значения для всех критериев, включая среднеквадратичную ошибку (MSE). При этом значение критерия AIC меньше, чем при использовании пошаговой регрессии, в 6 раз.

Таблица 8

Решение задачи при логистической регрессии

Метод решения	p^*	vif	C_p	BIC	AIC	γ	MSE
LogisticRegression, saga	6	21,7	–383	76	164	–4,8	0,085
LogisticRegression, liblinear	6	21,7	–385	71	174	–3,5	0,088
Stepwise regression	5	8,7	–385	73	196	–4	0,093
Гибридный алгоритм, $\alpha = 0,0001$, $r_{\max} = 100000$	4	5,3	–387	55	33	–3,2	0,062

Заключение

Выполнена разработка гибридного алгоритма для построения разреженной регрессии, сочетающего в себе элементы встроенных методов и пошаговой регрессии. Алгоритм основан на реформулировании Lasso в виде обратной задачи и сравнения регрессий с разным числом признаков в ходе обучения модели.

Алгоритм был протестирован с применением как реальных, так и синтетических данных, и полученные результаты свидетельствуют о возможности его применения для решения задач отбора признаков. Результаты исследований могут быть использованы для улучшения регрессионных моделей, что, в свою очередь, может способствовать более эффективному решению практических проблем в различных областях.

Дальнейшие исследования будут сосредоточены на применении методов решения некорректных задач в таких областях машинного обучения, как обучение нейронных сетей и кластеризация данных.

Исследование выполнено при финансовой поддержке Российского научного фонда (проект № 25-21-00123).

Литература

1. Economic modeling of mechanized and semi-mechanized rainfed wheat production systems using multiple linear regression model / A.K. Mobin, R. Reza, E.-T. Mahdi, K.-M. Armaghan // *Information Processing in Agriculture*. – 2020. – Vol. 7, No. 1. – P. 30–40.
2. Using a linear regression approach to sequential inter-industry model for time-lagged economic impact analysis / H. Kehan, M. Zhifu, C. D'Maris, G. Dabo // *Structural Change and Economic Dynamics*. – 2022. – Vol. 62. – P. 399–406.
3. On sparse regression, Lp-regularization, and automated model discovery / J.A. McCulloch, S.R. St. Pierre, K. Linka, E. Kuhl // *International Journal for Numerical Methods in Engineering*. – 2024. – Vol. 125, No. 14. – P. e7481.
4. Upendra S. Multicollinearity in Multiple Linear Regression: Detection, Consequences, and Remedies / S. Upendra, R. Abbaiah, P. Balasiddamuni // *International Journal for Research in Applied Science and Engineering Technology*. – 2023. – Vol. 11, No. 9. – IJRASET55786.
5. Ojo O.O. Bayesian analysis of macroeconomic variables on national savings / O.O. Ojo, A.A. Adepoju // *Communications in Statistics: Case Studies, Data Analysis and Applications*. – 2021. – Vol. 7, No. 3. – P. 432–441.
6. Vukovic D.B. Predicting the Performance of Retail Market Firms: Regression and Machine Learning Methods / D.B. Vukovic, L. Spitsina, E. Gribanova, V. Spitsin, I. Lyzin // *Mathematics*. – 2023. – Vol. 11, No. 8. – P. 1916.
7. Terui N. Measuring large-scale market responses from aggregated sales – Regression model for high-dimensional sparse data / N. Terui, Y. Li // *Research Papers in Economics*. – 2019. – Vol. 38, No. 5. – P. 440–458.
8. Islamiyati A. Studi longitudinal pada analisis data gula darah pasien diabetes melalui principal component analysis / A. Islamiyati, S. Sahriman, S. Oktoni // *Jambura Journal of Mathematics*. – 2022. – Vol. 4, No. 1. – P. 41–49.
9. Phan T.-T.-H. Enhancing rice seed purity recognition accuracy based on optimal feature selection / T.-T.-H. Phan, L.H.B. Nguyen // *Ecological Informatics*. – 2025. – Vol. 86. – P. 103044.
10. Regularization methods for high-dimensional data as a tool for seafood traceability / C. Yokochi, R. Bispo, F. Ricardo, R. Calado // *Journal of Statistical Theory and Practice*. – 2023. – Vol. 17, No. 3. – P. 44.
11. Roozbeh M. Generalized cross-validation for simultaneous optimization of tuning parameters in ridge regression / M. Roozbeh, M. Arashi, N.A. Hamzah // *Iranian Journal of Science and Technology, Transactions A: Science*. – 2020. – Vol. 44. – P. 473–485.
12. Tibshirani R. Regression shrinkage and selection via the lasso // *Journal of the Royal Statistical Society, Series B*. – 1996. – Vol. 58. – P. 267–288.
13. Gribanova E. Elaboration of an algorithm for solving hierarchical inverse problems in applied economics / E. Gribanova // *Mathematics*. – 2022. – Vol. 10, No. 15. – P. 2779.
14. Gribanova E. Algorithm for solving the inverse problems of economic analysis in the presence of limitations // *EU-REKA: Physics and Engineering*. – 2020. – No. 1. – P. 70–78.
15. Грибанова Е.Б. Методы решения обратных задач экономического анализа с помощью минимизации приращений аргументов // *Доклады ТУСУР*. – 2018. – Т. 21, № 2. – С. 95–99.
16. Belsley D.A. Conditioning diagnostics: Collinearity and weak data in regression. – New York: John Wiley & Sons, 1991. – 396 p.
17. UC Irvine Machine Learning Repository. Auto MPG [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://archive.ics.uci.edu/dataset/9/auto+mpg>, свободный (дата обращения: 24.02.2025).
18. Katrutsa A.M. Stress test procedure for feature selection algorithms / A.M. Katrutsa, V.V. Strijov // *Chemometrics and Intelligent Laboratory Systems*. – 2015. – Vol. 142. – P. 172–183.
19. Katrutsa A. Comprehensive study of feature selection methods to solve multicollinearity problem according to evaluation criteria / A. Katrutsa, V. Strijov // *Expert Systems with Applications*. – 2017. – Vol. 76. – P. 1–11.
20. Грибанова Е.Б. Алгоритм выбора признаков линейной регрессии для решения проблемы мультиколлинеарности // *Искусственный интеллект и принятие решений*. – 2025. – № 1. – С. 95–104.
21. UC Irvine Machine Learning Repository. Community and crime [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://archive.ics.uci.edu/dataset/183/communities+and+crime>, свободный (дата обращения: 8.04.2025).

Грибанова Екатерина Борисовна

Д-р техн. наук, проф. каф. автоматизированных систем управления (АСУ) Томского государственного ун-та систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР)
Ленина пр-т, 40, г. Томск, Россия, 634050
ORCID: 0000-0001-6499-5893
Тел.: +7 (382-2) 70-15-36
Эл. почта: ekaterina.b.gribanova@tusur.ru

Герасимов Роман Сергеевич

Магистрант каф. АСУ ТУСУРа
Ленина пр-т, 40, г. Томск, Россия, 634050
Тел.: +7 (382-2) 70-15-36
Эл. почта: roman.s.gerasimov@tusur.ru

Поступила в редакцию: 25.02.2025.

Принята к публикации: 18.04.2025.

Gribanova E.B., Gerasimov R.S.

Hybrid sparse regression algorithm

A hybrid algorithm to construct sparse regression is proposed. The proposed algorithm was tested using real and synthetic data. The experimental results demonstrate the applicability of

the proposed algorithm to the tasks under consideration and show its efficiency compared to known methods.

Keywords: sparse regression, Lasso, feature selection, inverse problem.

DOI: 10.21293/1818-0442-2024-28-1-86-92

References

1. Mobin A.-K., Reza R., Mahdi E.-T., Armaghan K.-M. Economic modeling of mechanized and semi-mechanized rain-fed wheat production systems using multiple linear regression model. *Information Processing in Agriculture*, 2020, vol. 7, no. 1, pp. 30–40.
2. Kehan H., Zhifu M., D'Maris C., Dabo G. Using a linear regression approach to sequential interindustry model for time-lagged economic impact analysis. *Structural Change and Economic Dynamics*, 2022, vol. 62, pp. 399–406.
3. McCulloch J.A., St. Pierre S.R., Linka K., Kuhl E. On sparse regression, Lp-regularization, and automated model discovery. *International Journal for Numerical Methods in Engineering*, 2024, vol. 125, no. 14, p. e7481.
4. Upendra S., Abbaiah R., Balasiddamuni P. Multicollinearity in Multiple Linear Regression: Detection, Consequences, and Remedies. *International Journal for Research in Applied Science and Engineering Technology*, 2023, vol. 11, no. 9, IJRASET55786.
5. Ojo O.O., Adepoju A.A. Bayesian analysis of macroeconomic variables on national savings. *Communications in Statistics: Case Studies, Data Analysis and Applications*, 2021, vol. 7, no. 3, pp. 432–441.
6. Vukovic D.B., Spitsina L., Gribanova E., Spitsin V., Lyzin I. Predicting the performance of retail market firms: regression and machine learning methods. *Mathematics*, 2023, vol. 11, no. 8, p. 1916.
7. Terui N., Li Y. Measuring large-scale market responses from aggregated sales: regression model for high-dimensional sparse data. *Research Papers in Economics*, 2019, vol. 38, no. 5, pp. 440–458.
8. Islamiyati A., Sahriman S., Oktoni S. Studi longitudinal pada analisis data gula darah pasien diabetes melalui principal component analysis. *Jambura Journal of Mathematics*, 2022, vol. 4, no. 1, pp. 41–49.
9. Phan T.-T.-H., Nguyen L.H.B. Enhancing rice seed purity recognition accuracy based on optimal feature selection. *Ecological Informatics*, 2025, vol. 86, p. 103044.
10. Yokochi C., Bispo R., Ricardo F., Calado R. Regularization methods for high-dimensional data as a tool for seafood traceability. *Journal of Statistical Theory and Practice*, 2023, vol. 17, no. 3, p. 44.
11. Roozbeh M., Arashi M., Hamzah N.A. Generalized cross-validation for simultaneous optimization of tuning parameters in ridge regression. *Iranian Journal of Science and Technology, Transactions A: Science*, 2020, vol. 44, pp. 473–485.
12. Tibshirani R. Regression shrinkage and selection via the lasso. *Journal of the Royal Statistical Society, Series B*, 1996, vol. 58, pp. 267–288.
13. Gribanova E. Elaboration of an algorithm for solving hierarchical inverse problems in applied economics. *Mathematics*, 2022, vol. 10, no. 15, p. 2779.
14. Gribanova E. Algorithm for solving the inverse problems of economic analysis in the presence of limitations. *EUREKA: Physics and Engineering*, 2020, no. 1, pp. 70–78.
15. Gribanova E.B. [Methods for solving inverse problems of economic analysis by minimizing argument increments]. *Proceedings of TUSUR University*, 2018, vol. 21, no. 2, pp. 95–99 (in Russ.).
16. Belsley D.A. Conditioning diagnostics: Collinearity and weak data in regression. New York, John Wiley & Sons, 1991, 396 p.
17. UC Irvine Machine Learning Repository. Auto MPG. Available at: <https://archive.ics.uci.edu/dataset/9/auto+mpg> (Accessed: February 24, 2025).
18. Katrutsa A.M., Strijov V.V. Stress test procedure for feature selection algorithms. *Chemometrics and Intelligent Laboratory Systems*, 2015, vol. 142, pp. 172–183.
19. Katrutsa A., Strijov V. Comprehensive study of feature selection methods to solve multicollinearity problem according to evaluation criteria. *Expert Systems with Applications*, 2017, vol. 76, pp. 1–11.
20. Gribanova E.B. [An algorithm for selecting linear regression features to solve the multicollinearity problem]. *Artificial Intelligence and Decision Making*, 2025, no. 1, pp. 95–104 (in Russ.).
21. UC Irvine Machine Learning Repository. Community and crime. Available at: <https://archive.ics.uci.edu/dataset/183/communities+and+crime> (Accessed: April 08, 2025).

Ekaterina B. Gribanova

Doctor of Science in Engineering, Professor,
Department of Automated Control System (ACS),
Tomsk State University of Control Systems
and Radioelectronics (TUSUR)
40, Lenin pr., Tomsk, Russia, 634050
ORCID: 0000-0001-6499-5893
Phone: +7 (382-2) 70-15-36
Email: ekaterina.b.gribanova@tusur.ru

Roman S. Gerasimov

Master student, Department of ACS TUSUR
40, Lenin pr., Tomsk, Russia, 634050
Phone: +7 (382-2) 70-15-36
Email: roman.s.gerasimov@tusur.ru

Received: 25.02.2025.

Accepted: 18.04.2025.

УДК 004.934.2

Н.С. Репьюк, А.А. Конев

Программный комплекс для исследования речевых сигналов

Представлен программный комплекс, предназначенный для исследования особенностей параметров речевого сигнала. Данный комплекс планируется применить для разработки параметрического описания звуков и(или) групп звуков. Представленный комплекс создавался на основе алгоритмов, разработанных А.А. Коневым с учетом предъявленных требований для модификации предыдущей версии комплекса. Описаны структура, архитектура и основные блоки данного комплекса.

Ключевые слова: программный комплекс, речевой сигнал, фильтрация, сегментация.

DOI: 10.21293/1818-0442-2024-28-1-93-99

Речевые технологии распознают, анализируют и синтезируют человеческий голос. Имитация речи, восприятие смысла фраз, преобразование речи в текст, работа с голосом как биометрической характеристикой – все это разные виды речевых технологий. Распознавание речи – наиболее перспективное направление исследований, поскольку речь является естественным способом коммуникации. Распознавание слитной речи и идентификация человека по голосу – особенно сложные проблемы для открытого множества дикторов.

По данным Fortune Business Insights [1], в 2023 г. мировой рынок распознавания речи составил 12,62 млрд долл., по прогнозам, в 2024 г. – 15,45 млрд долл.

Существует множество программных комплексов для распознавания речи для различных языков. Комплексы бывают для распознавания отдельных слов, словосочетаний, слитной и спонтанной речи. При этом алгоритмы работы в этих комплексах чаще всего строятся на скрытых Марковских моделях или на различных нейронных сетях, или на их гибриде [2]. Современные системы для распознавания речи требуют больших наборов записей различных людей и условий [3], чтобы обучить систему и избавиться от такого недостатка, как дикторозависимость.

Для решения задач в области речевых технологий требуется детальный анализ структуры речевого сигнала. При этом важно, что он должен проводиться с учетом особенностей слухового восприятия человека. Поэтому возникает потребность в программном обеспечении, с помощью которого можно исследовать особенности параметров речевого сигнала, чтобы в дальнейшем разработать параметрическое описание звуков и(или) групп звуков.

Целью данной работы является повышение эффективности проведения исследований при помощи разработанного программного комплекса. Эффективная работа пользователя с интерфейсом разработанного программного комплекса позволяет повысить качество проведения исследований речевых сигналов. Модернизация комплекса позволяет ускорить работу существующего комплекса и улучшает интеграцию различных алгоритмов и функций с комплексом.

Обзор комплексов для изучения речевого сигнала

Создание параметрического описания звуков и(или) групп звуков требует подробного изучения параметров речи. Для изучения речевого сигнала существуют различные программные инструменты.

По запросу «acoustic analysis program» в исследовательской базе данных Mendeley была найдена 361 статья в различных журналах за последние три года (с 2022 по 2024 г.).

По запросу «acoustic analysis software» было найдено 628 статей за этот же период. При этом было найдено 493 статьи о применении комплекса Praat и 105 статей о применении Multi-Dimensional Voice Program (MDVP).

Еще одним из таких инструментов является программа для акустического анализа речевых сигналов WinPitchPro [4–6]. Данная программа работает не только с аудиофайлами различных форматов, но и с речевым сигналом в реальном времени.

MDVP [7–12] анализирует несколько параметров, таких как частота основного тона (ЧОТ), дрожание, мерцание, отношение шума к гармонике, индекс турбулентности голоса и индекс интенсивности амплитудного тремора.

Программное обеспечение Praat [7–13] используется для визуального представления речевого сигнала с помощью спектрограмм. Praat позволяет выполнять спектральный анализ, анализ высоты тона, формант и интенсивности, а также изучать дрожание, мерцание и голосовые разрывы. В данной программе есть функция автоматического распознавания текста по речевому сигналу и соотнесения текста и сигнала на графике.

Центр речевых технологий в России разрабатывает и производит программно-аппаратные и программные продукты для обработки речи и ее анализа. Один из таких продуктов – «ИКАР Лаб» [14]. Аппаратно-программный комплекс ИКАР Лаб 3 предназначен для проведения криминалистической экспертизы аудиозаписей и используется во внутренних силовых структурах.

Ранее в рамках диссертационной работы на соискание степени кандидата технических наук А.А. Коневым был разработан программный комплекс для изучения параметров речевого сигнала на языке Delphi [15, 16].

Ниже приведена сравнительная таблица программных средств для акустического анализа речевых сигналов.

Обзор и анализ рассмотренных программ для акустического анализа речевого сигнала выявил их главный недостаток, который не позволяет использо-

вать известные программные решения для исследования речевого сигнала, а именно, точность вычисления параметра ЧОТ. Комплекс А.А. Конева был взят

за основу для созданного программного комплекса, так как он имеет наименьшую погрешность вычисления ЧОТ.

Программные комплексы для анализа речевых сигналов

Программный комплекс	Работа в реальном времени	Функциональные возможности	Параметры	Определение ЧОТ	Формат построения графиков	Выделение отдельных сегментов	Источник
WinPitchPro	ПО позволяет в режиме реального времени анализировать и отображать просодические кривые (F0 и интенсивность) вместе с соответствующей спектрограммой	Для соответствующего сегмента можно ввести соответствующий символ из Unicode	ЧОТ, частота гармоник, интенсивность сигнала	AMDF, спектральная гребенка, спектральная кисть, автокорреляция и гребенка выбранных гармоник (5 методов). Процент грубых ошибок: 32,92% при частотах, близких к 500 Гц	Спектрографический анализ	Присутствует выделение слов, слогов, фонем	[4–6]
Praat	Нет	Для выделенного сегмента можно ввести метку с буквами, слогами и т.д. Есть автоматическое транскрибирование речи в текст	ЧОТ (F0), дрожание, мерцание, NHR (отношение шума к гармонике), VTI (индекс турбулентности голоса) и ATRI (индекс интенсивности амплитудного тренда)	Алгоритм, основанный на методе автокорреляции. Процент грубых ошибок: 3,96%	Спектрографический анализ, формантный анализ, анализ интенсивности	Присутствует выделение слов, слогов, фонем	[7–12]
MDVP	Нет	Для выделенного сегмента можно ввести метку с буквами, слогами и т.д.	ЧОТ (F0), дрожание, мерцание, NHR, VTI и ATRI	Алгоритм, основанный на методе автокорреляции. Процент грубых ошибок: 3,96%	Спектрографический анализ, формантный анализ, анализ интенсивности	Присутствует выделение слов, слогов, фонем	[7–13]
ИКАР Лаб3	Нет	Установление дословного содержания фонограммы с разделением по дикторам, идентификация диктора по фонограмме устной речи	ЧОТ	Спектральный анализ сигнала фонограммы. Процент грубых ошибок: 32,92% при частотах, близких к 500 Гц	Вейвлет-сонограмма, спектрографический анализ	Разделение графиков на сегменты	[14]
Основанный на математической модели слуховой системы человека (А.А. Конев)	Нет	Построение графиков ЧОТ, частот гармоник и интенсивности сигналов от временных отчетов	ЧОТ, частота гармоник, интенсивность сигнала	Погрешность определения ЧОТ составляет не более 0,6%	На координатной плоскости	Нет	[15, 16]

Еще одним недостатком всех рассмотренных систем является то, что рассмотренные комплексы не транскрибируют русскую речь и нет возможности указания меток на русском языке для выделенных сегментов

Требования по модернизации предыдущей версии комплекса

Комплекс А.А. Конева был взят за основу для создания программного комплекса, однако у ком-

плекса А.А. Конева есть существенные недостатки: система является монолитной, что затрудняет внедрение новых модулей или доработки уже имеющихся, графический интерфейс не включает в себя пофонемное выделение участков на графике, что затрудняет процесс исследования параметров отдельных фонем. Программа разделена на три модуля, и каждый модуль имеет свое отдельное окно в программе, что затрудняет работу с комплексом.

Для улучшения работы комплекса было решено его модифицировать. Для этого были выявлены следующие требования для правильной работы программы:

1. *Язык программирования.* Программа должна работать с аудиофайлами и некоторым набором фильтров, поэтому комплекс должен обрабатывать большой объем данных. Для оптимизированной работы с памятью и многопоточностью был выбран язык программирования C#.

2. *Структура программного обеспечения.* Структура комплекса должна быть построена таким образом, чтобы была возможность разрабатывать и внедрять новые модули в систему. Помимо этого, должна быть возможность модификации уже имеющихся модулей комплекса. Для внедрения новых модулей в программу была выбрана модульная структура комплекса. При этом модули системы состоят из нескольких классов.

3. *Графический интерфейс.* Для удобного взаимодействия пользователя с системой необходимо разработать интуитивно понятный графический интерфейс. Интерфейс не должен состоять из множества окон, в которых предлагается выбор соответствующего файла.

4. *Работа с графиками.* В предыдущей версии комплекса по итоговым графикам не определяются фонемы и нельзя выделить изучаемый участок графика, что затрудняет анализ полученного результата. Для разметки графиков необходимо разработать ручное выделение отдельных фрагментов графиков и присвоение им имен. Программа должна иметь возможность ручного выделения участка по временным отчетам для детального изучения отдельных частей аудиозаписи.

5. *Фреймворк.* В качестве среды разработки была выбрана Visual Studio 2022. Для разработки десктопных приложений используется интерфейс программирования Windows Forms. Но данный интерфейс не позволяет разрабатывать кроссплатформенные приложения. Поэтому для кроссплатформенности готового программного комплекса необходимо выбрать удобный фреймворк с множеством открытых библиотек.

Описание архитектуры программного комплекса

Согласно выделенным требованиям, было необходимо модифицировать программный комплекс для изучения речевого сигнала. Для оптимизации работы программного комплекса с большим объемом данных язык программирования был изменен с Delphi на C#.

Программный комплекс был разработан согласно модульной структуре с использованием классов. Модульная структура необходима для внедрения в будущем модулей, например, для создания фильтров, воспроизведения аудиозаписи и т.д.

Графический интерфейс программы состоит из двух окон: для выбора файла для обработки и для визуального представления построенных графиков. Архитектура комплекса представлена на рис. 1. Для

работы с графиками была добавлена функция ручного выделения участков графика.

Программный комплекс делится на три основных модуля: фильтрация, сегментация и построение графиков. В фильтрации данные из аудиофайла считываются в соответствующие переменные. Далее речевой сигнал сворачивается с двумя фильтрами и раскладывается на \sin и \cos составляющую. Следующим шагом рассчитываются интенсивности для 128 каналов для каждого отчета времени по заданной математической формуле. Все расчетные формулы представлены в [16]. В данном модуле после вычисления интенсивности вычисляется мгновенная частота и происходит одновременная маскировка с соответствующим фильтром.

Слуховая система человека обладает эффектом одновременной маскировки частот. Этот эффект возникает, когда рядом расположенные нейроны воспринимают две или более компоненты, частоты которых находятся недалеко друг от друга [17]. Процесс одновременной маскировки имитирует данный эффект.

После окончания работы модуля фильтрации обработанный сигнал переходит в модуль сегментации. Первый шаг в данном модуле заключается в вычислении канала ЧОТ. Далее производится сама сегментация сигнала, т.е. выделения вокализованных и невокализованных участков сигнала. Алгоритм сегментации представлен в [17].

После работы двух предыдущих модулей все полученные параметры поступают на вход процесса построения графиков. Графики представляют собой зависимость параметров от временных отчетов, например, мгновенной частоты от временных отчетов. На полученных графиках вручную можно разметить области и дать им название. Это сделано для ручного выделения фонем на графике для определения параметрического описания каждой фонемы.

Описание структуры программного комплекса

Структура комплекса представляет собой модули, которые состоят из классов, на рис. 2 представлена диаграмма классов в нотации UML. Модуль фильтрации включает в себя классы: `Header_Fltr`, `Fltr_flk`, `Fltrflt`, `File_Open`, `Header_Segm` и `Filter`. `Segm` – класс для сегментации сигнала, классы `Graph`, `Main_Window` и `Menu_Window` являются модулями для построения и отображения графиков.

Назначение классов программного комплекса:

- `Header_Fltr` – абстрактный класс, который содержит в себе структуру фильтров в виде атрибутов класса и также абстрактную функцию для считывания готовых фильтров.

- `Fltr_flk` и `Fltrflt` – классы для считывания \sin и \cos фильтров и фильтра для маскировки соответственно. Данные классы являются наследниками класса `Header_Fltr`.

- `File_Open` – класс для считывания данных из аудиофайла формата wav. При этом для работы с комплексом используется wav-файл со следующими параметрами: дискретизация – 12 кГц, качество звука – 16 бит, моносигнал.

- Header_Segm – класс для работы с вычисляемыми параметрами.
- Filter – в данном классе происходит фильтрация речевого сигнала.
- Segm – в данном классе происходит сегментация речевого сигнала на вокализованные и невокализованные участки.
- Graph – класс для вычисления координат для графиков.

– Main_Window и Menu_Window – окна для построения графиков и меню соответственно.

В настоящее время используются готовые фильтры, файлы с фильтрами были вшиты в программу для удобства использования. В дальнейшем в комплекс будет добавлен модуль по созданию фильтров, чтобы улучшить процесс фильтрации речевого сигнала. При этом структура фильтра останется той же.

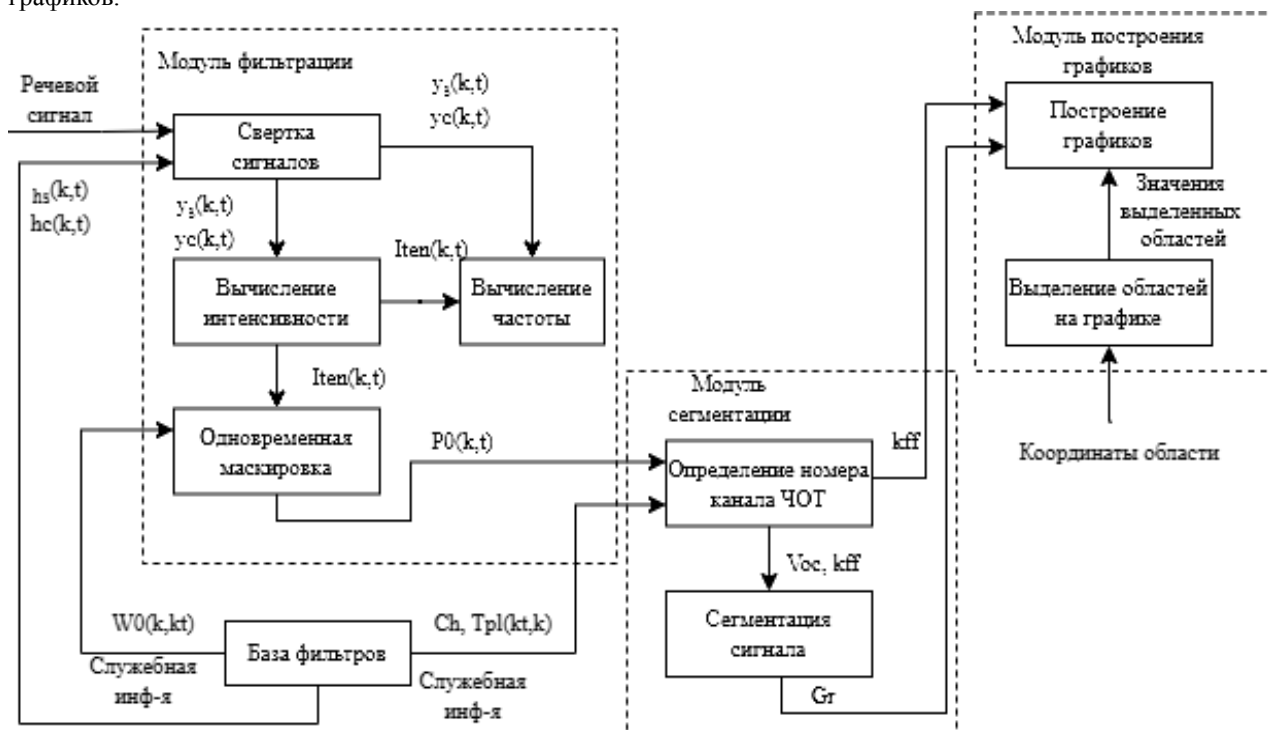


Рис. 1. Архитектура комплекса для исследования речевого сигнала

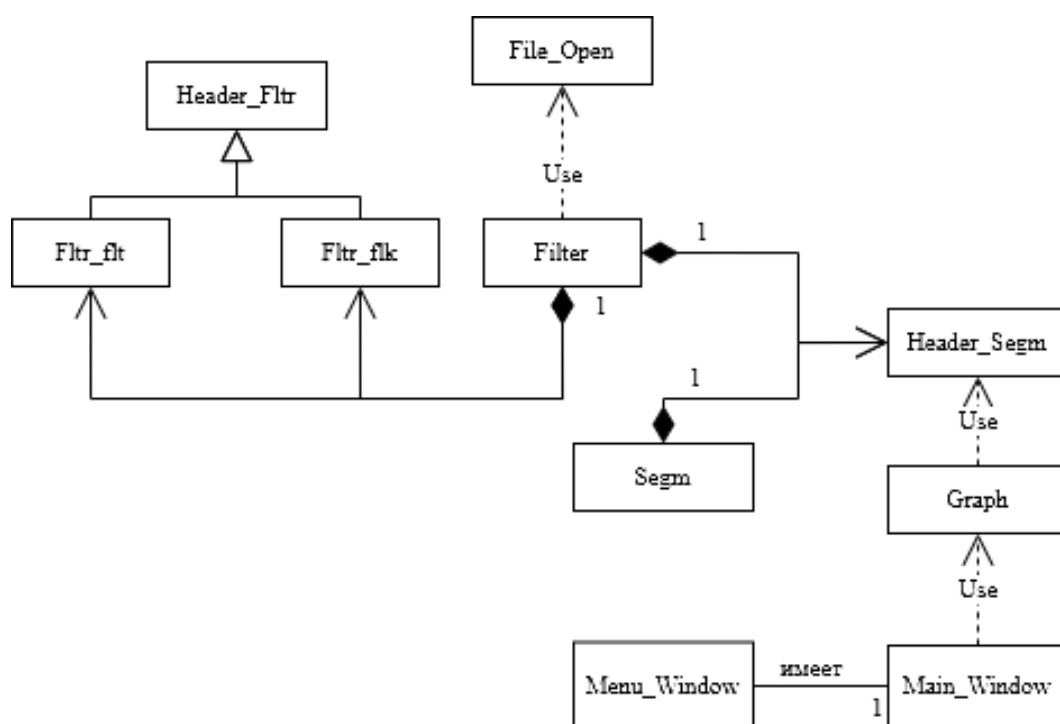


Рис. 2. Структура комплекса для исследования речевого сигнала

Структура фильтров:

```
public string sFlt; // "FLT ", "MFLT"
public short Channels; // количество каналов
public short SRate; // частота дискретизации
public short Fmin; // минимальная частота филь-
трации
public short Fmax; // максимальная частота филь-
трации
public short Qn; // добротность на нижней частоте
public short Qv; // добротность на верхней частоте
public short Qid; // тип задания добротности: 1 –
exp, 2 – линейно, 3 – по таблице
public char SinCos; // 'S'-синусная составляющая,
'C'-косинусная
public double a; // коэффициент точности для
нахождения длины окна
public short[] i; // количество выборок по оси вре-
мени / 2
public double[][] fltr; //массив для считывания
```

```
public string name { get; set; } // имя файла с филь-
тром
```

Представленная структура комплекса позволяет оптимально внедрять новые модули и модернизировать уже имеющиеся.

Графический интерфейс программного комплекса

Для разработки дружелюбного интерфейса и удобного взаимодействия с графиками был использован фреймворк Avalonia. В отличие от классического приложения Windows.Forms, Avalonia позволяет разрабатывать кроссплатформенные приложения в том числе и для операционных систем с ядром Linux. Также у Avalonia функциональных возможностей больше для работы с графиками, имеются множество готовых библиотек. Для построения графиков была использована библиотека ScottPlot. На рис. 3 представлен графический интерфейс для построения графиков.

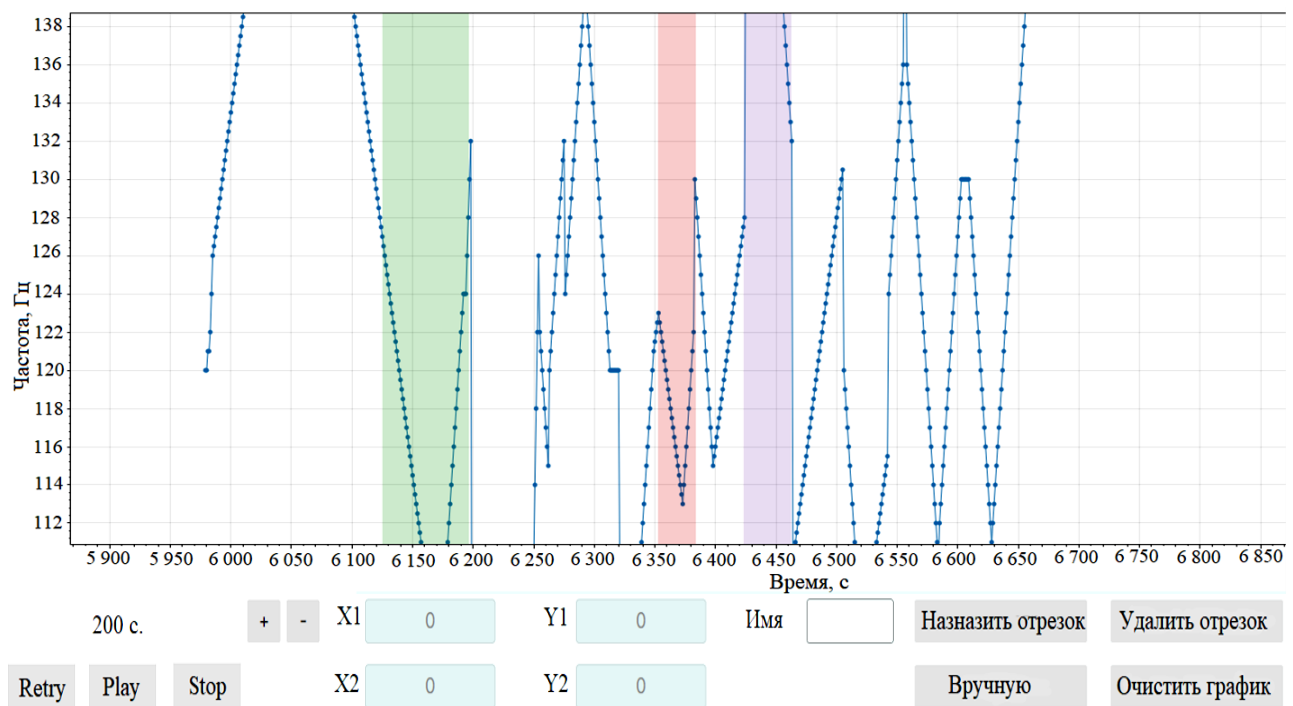


Рис. 3. Графический интерфейс для построения графиков: зависимость x от y

На построенных графиках можно выделить различными цветами необходимые участки графика и назначить им имена (метки), например, параметрическое значение той или иной фонемы. При этом значения координат для выделяемых участков можно ввести вручную. Для удобства просмотра значений при наведении на какую-либо точку на графике выводится ее значение координат.

Назначенные отрезки можно удалить с графика, также есть возможность очистить график от всех меток. В данной версии программы аудиофайл проигрывается без звуковой дорожки, но есть возможность поставить на паузу или же начать воспроизведение заново. График масштабируется либо специальными кнопками, либо с помощью компьютерной мыши.

Заключение

В работе описан программный комплекс для изучения параметров речевого сигнала, разработанный на основе работы [16]. Для модификации предыдущей версии комплекса были поставлены требования, с учетом которых разрабатывался данный комплекс. Подробно описаны архитектура, структура и графический интерфейс программы. Преимущества модернизированного программного комплекса от предыдущей версии – это модульная архитектура и графический интерфейс, который позволяет работать с графиками, в том числе вручную выделять области графика, что повышает эффективность взаимодействия пользователя с системой.

Дальнейшая модернизация программного комплекса предполагает внедрение новых модулей, описанных в данной работе, и доработку реализованных функций при выявлении ошибок в работе программы.

Работа выполнена при финансовой поддержке Министерства науки и высшего образования РФ в рамках базовой части государственного задания ТУСУРа на 2023–2025 гг. (проект № FEWM-2023-0015).

Литература

1. Анализ рынка речевых технологий и распознавания речи в мире [Электронный ресурс]: сайт Fortune Business Insights. – URL: <https://www.fortunebusinessinsights.com/industry-reports/speech-and-voice-recognition-market-101382>, свободный (дата обращения: 10.11.2024).
2. Bhatt S. Continuous Speech Recognition Technologies – A Review / S. Bhatt, A. Jain, A. Dev // *Recent Developments in Acoustics*. – 2021. – P. 85–94.
3. Катаев М.Ю. Методика распознавания речевых команд в школьных информационных системах // *Речевые технологии*. – 2024. – № 1. – С. 18–34.
4. Truslow E. KlattWare tools for acoustic analysis of speech signals / E. Truslow, H.M. Hanson // *The Journal of the Acoustical Society of America*. – 2010. – Vol. 128, No. 4. – P. 2290.
5. Martin P. WinPitchPro. A Tool for Text to Speech Alignment and Prosodic Analysis // *Speech Prosody*. – 2004. – P. 1–4.
6. Haubold A. Alignment of speech to highly imperfect text transcriptions / A. Haubold, J.R. Kender // *2007 IEEE International Conference on Multimedia and Expo*. – 2007. – P. 1–4. DOI: 10.1109/ICME.2007.4284627.
7. Mohammed A.A. Fundamental Frequency and Jitter Percent in MDVP and PRAAT / A.A. Mohammed, A. Nagy // *J. Voice*. – 2023. – Vol. 37, No. 4. – P. 496–503.
8. Oğuz H. Comparison of results in two acoustic analysis programs: Praat and MDVP / H. Oğuz, M.A. Kiliç, M.A. Şafak // *Turkish Journal of Medical Sciences*. – 2011. – Vol. 41, No. 5. – P. 835–841.
9. Voice disorders in severe obstructive sleep apnea patients and comparison of two acoustic analysis software programs: MDVP and Praat / M. Wei, J. Du, X. Wang, H. Lu, W. Wang, P. Lin // *Sleep Breath*. – 2021. – Vol. 25, No. 1. – P. 433–439.
10. Perturbation measures of voice: a comparative study between Multi-Dimensional Voice Program and Praat / Y. Maryn, P. Corthals, M. De Bodt, P. Van Cauwenberge, D. Deliyski // *Folia Phoniatr Logop*. – 2009. – Vol. 61, No. 4. – P. 217–226.
11. Ofer A. A clinical comparison between two acoustic analysis softwares: MDVP and Praat // *Biomedical Signal Processing and Control*. – 2009. – Vol. 4, No. 3. – P. 202–205.
12. Multidimensional Voice Program (MDVP) and amplitude variation parameters in euphonic adult subjects. Normative study / M. Nicastrì, G. Chiarella, L.V. Gallo, M. Catalano, E. Cassandro // *Acta otorhinolaryngol Ital*. – 2004. – Vol. 24. – P. 337–341.
13. A Comparison of Healthy and Disordered Voices Using Multi-Dimensional Voice Program, Praat, and TF32 / L.-C. Keung, K. Richardson, D. S. Matheron, V. Martel-Sauvageau // *Journal of Voice*. – 2024. – Vol. 38, No. 4. – P. 23–38.
14. Мырадов М.Т. Современные технологии распознавания речи / М.Т. Мырадов, С.Н. Назарова // *Наука и мирознание*. – 2024. – № 1 (23). – С. 301–305.
15. Якимук А.Ю. Программный комплекс для автоматизации моделирования сегментации речевых сигналов и вокальных исполнений / А.Ю. Якимук, А.А. Конев, А.О. Осипов // *Вестник Иркут. гос. техн. ун-та*. – 2017. – Т. 21, № 10 (129). – С. 53–64.
16. Конев А.А. Модель и алгоритмы анализа и сегментации речевого сигнала: автореф. дис. ... канд. техн. наук. – Томск, 2007. – 20 с.
17. Конев А.А. Сегментация речевых сигналов на вокализованные и невокализованные участки на основе одновременной маскировки / А.А. Конев, Р. В. Мещеряков, Е.Ю. Костюченко // *Автометрия*. – 2018. – Т. 54, № 4. – С. 51–57.

Репьюк Наталья Сергеевна

Аспирант каф. комплексной информационной безопасности электронно-вычислительных систем (КИБЭВС) Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР)
Ленина пр-т, 40, г. Томск, Россия, 634050
Тел.: +7 (382-2) 70-15-29
Эл. почта: rns@fb.tusur.ru

Конев Антон Александрович

Канд. техн. наук, доцент, доцент каф. КИБЭВС ТУСУРа
Ленина пр-т, 40, г. Томск, Россия, 634050
ORCID: 0000-0002-3222-9956
Тел.: +7 (382-2) 70-15-29
Эл. почта: kaa@fb.tusur.ru

Поступила в редакцию: 23.12.2024.

Принята к публикации: 21.04.2025.

Repyuk N.S., Konev A.A.

Software package for the study of speech signals

This paper presents a software package designed to study the characteristics of speech signal parameters. This complex is planned to be used to develop a parametric description of sounds and (or) groups of sounds. The presented complex was developed on the basis of algorithms developed by A.A. Konev, taking into account the requirements for modifying the previous version of the complex. The structure, architecture and main blocks of this complex are described.

Keywords: software package, speech signal, filtering, segmentation.

DOI: 10.21293/1818-0442-2024-28-1-93-99

References

1. *Analiz rynka rechevyh tehnologij i raspoznavanija rechi v mire* [Analysis of speech recognition technologies in the world]. Available at: <https://www.fortunebusinessinsights.com/industry-reports/speech-and-voice-recognition-market-101382> (Accessed: November 10, 2024).
2. Bhatt S., Jain A., Dev A. Continuous Speech Recognition Technologies – A Review. *Recent Developments in Acoustics*, 2021, pp. 85–94.
3. Kataev M.Ju. [Methods of speech command recognition in school information systems]. *Speech Technology*, 2024, No. 1, pp. 18–34 (in Russ.).

4. Truslow E., Hanson H.M. KlattWare tools for acoustic analysis of speech signals. *The Journal of the Acoustical Society of America*, 2010, vol. 128, No. 4, pp. 2290.
5. Martin P. WinPitchPro. A Tool for Text to Speech Alignment and Prosodic Analysis. *Speech Prosody*, 2004, pp. 1–4.
6. Haubold A., Kender J.R. Alignment of speech to highly imperfect text transcriptions. *2007 IEEE International Conference on Multimedia and Expo*, 2007, pp. 1–4. DOI: 10.1109/ICME.2007.4284627.
7. Mohammed A.A., Nagy A. Fundamental Frequency and Jitter Percent in MDVP and PRAAT. *Journal of Voice*, 2023, vol. 37, No. 4, pp. 496–503.
8. Oğuz H., Kiliç M.A., Şafak M.A. Comparison of results in two acoustic analysis pro-grams: Praat and MDVP. *Turkish Journal of Medical Sciences*, 2011, vol. 41, No. 5, pp. 835–841.
9. Wei M., Du J., Wang X., Lu H., Wang W., Lin P. Voice disorders in severe obstructive sleep apnea patients and comparison of two acoustic analysis software pro-grams: MDVP and Praat. *Sleep Breath*, 2021, vol. 25, No. 1, pp. 433–439.
10. Maryn Y., Corthals P., De Bodt M., Van Cauwenberge P., Deliyski D. Perturbation measures of voice: a comparative study between Multi-Dimensional Voice Program and Praat. *Folia Phoniatrica et Logopaedica*, 2009, vol. 61, No. 4, pp. 217–226.
11. Ofer A. A clinical comparison between two acoustic analysis softwares: MDVP and Praat. *Biomedical Signal Processing and Control*, 2009, vol. 4, No. 3, pp. 202–205.
12. Nicastrì M., Chiarella G., Gallo L.V., Catalano M., Cassandro E. Multidimensional Voice Program (MDVP) and amplitude variation parameters in euphonic adult subjects. Normative study. *ACTA Otorhinolaryngologica Italica*, 2004, vol. 24, pp. 337–341.
13. Keung L.-C., Richardson K., Matheron D.S., Martel-Sauvageau V. A Comparison of Healthy and Disordered Voices Using Multi-Dimensional Voice Program, Praat, and TF32. *Journal of Voice*, 2024, vol. 38, No. 4, pp. 23–38.
14. Muradov M.T., Nazarova S.N. [Modern speech recognition technologies]. *Science and Worldview*, 2024, No. 1(23), pp. 301–305 (in Russ.).
15. Jakimuk A.Ju., Konev A.A., Osipov A.O. [Program complex for speech signal and vocal performance segmentation modeling automation]. *Proceedings of Irkutsk State Technical University*, 2017, vol. 21, No. 10(129), pp. 53–64 (in Russ.).
16. Konev A.A. *Model i algoritmy analiza i segmentacii rechevogo signala*. [Speech signal analysis and segmentation model and algorithms], *Dissertation for the Candidate of Science degree*, Tomsk, 2007. 20 p. (in Russ.).
17. Konev A.A., Meshherjakov R.V., Kostjuchenko E.Yu. [Segmentation of speech signals into vocalized and non-vocalized areas based on simultaneous masking]. *Avtometriya*, 2018, vol. 54, no 4, pp. 51–57 (in Russ.).

Natalia S. Repyuk

Postgraduate student, Department of Complex Information Security of Computer Systems, Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics (TUSUR)
40, Lenin pr., Tomsk, Russia, 634050
Phone: +7 (382-2) 70-15-29
Email: rns@fb.tusur.ru

Anton A. Konev

Candidate of Sciences in Engineering, Assistant Professor, Department of Complex Information Security of Computer Systems, TUSUR
40, Lenin pr., Tomsk, Russia, 634050
ORCID: 0000-0002-3222-9956
Phone: +7 (382-2) 70-15-29
Email: kaa@fb.tusur.ru

Received: 23.12.2024.

Accepted: 21.04.2025.

УДК 004.822

И.А. Рыбаченко

Анализ технологий автоматизированного извлечения нарратива из текста социальных медиа

Социальные медиа играют ключевую роль в современной коммуникации. Основным элементом текстового контента в социальных медиа выступают нарративы, которые передают последовательность событий и отражают авторскую точку зрения. По мере роста объёма пользовательских данных задача автоматизированного извлечения нарративов из текста становится всё более востребованной. Целью статьи является сравнительный анализ существующих методов, подходов и инструментов для автоматизированного извлечения нарратива с последующей формализацией их структуры. Такая формализация необходима для алгоритмизации процесса извлечения нарратива с использованием NLP-инструментов (Natural Language Processing). В работе рассмотрены ключевые подходы к представлению нарративов, включая методы на основе мешка слов, семантических аннотаций, онтологий и векторных представлений (word embeddings). Проанализированы их ограничения и область применения. Особое внимание уделено возможностям адаптации этих методов для анализа коротких и фрагментированных текстов, характерных для социальных медиа (например, постов, твитов). Результаты исследования могут быть полезны для разработки алгоритмов анализа нарративов, что открывает новые перспективы для применения в маркетинговых исследованиях, анализе общественного мнения и психолингвистике.

Ключевые слова: нарратив, моделирование нарратива, вычислительная нарратология, компьютерная лингвистика, обработка естественного языка, анализ социальных медиа, обзор.

DOI: 10.21293/1818-0442-2024-28-1-100-107

Под нарративом понимают упорядоченную последовательность событий, представленную через призму восприятия рассказчика [1]. Нарратив может существовать в различных форматах: текстовом (например, романы, посты), графическом (комиксы) или аудиальном (подкасты). Его структура традиционно разделяется на фабулу (объективная хронология событий) и сюжет (субъективное изложение событий рассказчиком). В контексте социальных медиа текстовые нарративы, такие как посты или комментарии, обладают специфическими чертами:

- краткость (ограниченный объём текста);
- фрагментированность (связь между отдельными сообщениями через общую сюжетную линию);
- зависимость от контекста (необходимость привлечения внешней информации для интерпретации).

Развитие методов обработки естественного языка (NLP) открыло новые возможности для автоматизированного анализа нарративов. Современные алгоритмы позволяют преобразовывать текстовые данные в структурированные форматы, более удобные для алгоритмического анализа. Нарратив может быть представлен в форме графа событий, в виде векторного отображения документа или в стандартизированном формате онтологии. Формализованное представление нарратива полезно не только для алгоритмической обработки, но и для создания визуального представления текста. Автоматизированная обработка нарративов позволяет включать в анализ большие объёмы текстов, чем могли бы быть включены при ручной обработке. Также применение автоматизированных алгоритмов позволяет снизить человеческий фактор в анализе.

Автоматизированный анализ нарративов применяется в различных областях. Например, для построения психологического портрета рассказчика [2],

сравнительного анализа мнений социальных групп [3], генерации структурированных ответов в системах вопросно-ответного взаимодействия [4], улучшения поиска в цифровых библиотеках за счёт семантической индексации [5], а также для решения других задач.

Несмотря на существование обзоров по вычислительной нарратологии в зарубежной литературе (например, работы B. Santana [6], P. Ranade [7]), в русскоязычном научном пространстве подобные исследования отсутствуют (по результатам анализа базы данных eLibrary). Работы [6, 7] фокусируются на задачах обработки нарративов и передовых методах, но недостаточно раскрывают вопросы их формального представления. Исследования структуры дискурса, такие как статья J. Li [8], также не покрывают специфику нарративов, ограничиваясь общими лингвистическими моделями.

Целью данного обзора является систематизация методов автоматизированного извлечения и формализации нарративов, а также оценка их применимости к данным социальных медиа. В рамках работы поставлены следующие исследовательские вопросы:

B1. Какие формальные модели представления нарративов существуют в современной NLP-практике?

B2. Какие задачи связаны с автоматизированным извлечением нарративов?

B3. Какова степень решённости задач автоматизированного извлечения текстового нарратива?

Методы поиска и анализа литературы

Поиск публикаций проводился в международных сервисах (*google.com*, *sciencedirect.com*, *connectedpapers.com*), российской базе данных eLibrary.ru. Для расширения выборки применялся метод «снежного кома» (анализ списков литературы в найденных статьях).

Использовались ключевые слова на русском и английском языках, отражающие ключевые аспекты исследования:

- narrative detection,
- computational narratology,
- narrative representation,
- narrative analysis
- discourse modeling,
- цепочка событий,
- нарратив AND обзор,
- извлечение нарратива.

Включение источников в обзор осуществлялось экспертным путём по следующим критериям:

- наличие полнотекстового доступа,
- публикация на русском или английском языке,
- описание структуры нарратива.

Для управления библиографией использовался менеджер Zotero с созданием иерархических коллекций: форматы представления нарративов, методы извлечения, прикладные задачи. Каждая статья сопро-

вождалась заметкой с кратким содержанием, ключевыми терминами и методом обнаружения. На основе структурированных коллекций в Zotero были выделены ключевые формы представления нарративов и методы их автоматизированного построения.

В1. Модели представления нарратива

В табл. 1 систематизированы ключевые работы, выявленные в ходе анализа литературы. Источники разделены на обзорные (теоретический анализ методов) и практические (экспериментальные исследования).

Проведенный обзор литературы позволил выявить разнообразие подходов к формализации нарративов, однако выбор метода представления напрямую зависит от решаемой задачи, объёма данных и требований к интерпретируемости.

Для систематизации выявленных методов в контексте их применимости к анализу социальных медиа в табл. 2 представлена сравнительная характеристика подходов.

Таблица 1

Формы представления нарратива, используемые в научных публикациях

Название статьи	Год	Структура нарратива
1	2	3
<i>Обзорные статьи</i>		
Santana / A survey on narrative extraction from textual data [6]	2023	а) события + участники + время + место, б) онтология нарратива, в) AMR = универсальная онтология
Jiaqi Li / A survey of discourse parsing [8]	2022	а) RST = граф <узлы = блок текста; ребра = тип связи>, б) PDTB = список <объект + субъект + тип связи>
Priyanka Ranade / Computational Understanding of Narratives: A Survey [7]	2022	а) сущности + семантические связи, б) сюжет = экспозиция + завязка + кульминация + развязка + итог
Piper / Narrative Theory for Computational Narrative Understanding [9]	2021	а) рассказчик + слушатель + локация рассказчика + объект + действие + субъект + локация объекта + время + причина
Алгави / «Бедная русская мысль»: получим ли мы автоматизированное извлечение нарратива? [10]	2019	а) персонажи + функции персонажей
Mani / Computational Modeling of Narrative [11]	2012	а) онтология
Евстигнеева / Модели анализа нарратива [12]	2007	а) персонажи + функции персонажей
<i>Практические статьи</i>		
Chen / Clinical narrative-aware deep neural network for emergency department critical outcome prediction [13]	2023	а) векторные представления
Sevilla-Liu / The theoretical basis of a functional-descriptive approach to qualitative research in CBS: With a focus on narrative analysis and practice [2]	2023	а) сюжет + персонажи + мотивы
Hermwille / Of hopeful narratives and historical injustices – An analysis of just transition narratives in European coal regions [3]	2023	а) сюжет + персонажи + мотивы
Kumar / Gender Stereotypes in Hollywood Movies and Their Evolution over Time: Insights from Network Analysis [14]	2022	а) именованная сущность + мешок слов
Kroll / What a Publication Tells You – Benefits of Narrative Information Access in Digital Libraries [5]	2022	а) граф <узлы = объект/субъект; ребра = тип связи>
Zeldes / The DISRPT 2021 Shared Task on Elementary Discourse Unit Segmentation, Connective Detection, and Relation Classification [15]	2021	а) векторные представления
Kim / Crash narrative classification: Identifying agricultural crashes using machine learning with curated keywords [16]	2021	а) мешок слов
Lee / Modeling Human Mental States with an Entity-based Narrative Graph [17]	2021	а) граф <узлы = сущность + событие; ребра = связь между событиями>

1	2	3
Tang / From Discourse to Narrative: Knowledge Projection for Event Relation Extraction [18]	2021	а) граф <узлы = событие; ребра = связь между событиями>
Meghini / Representing narratives in digital libraries: The narrative ontology [19]	2020	а) фабула + повествование + сопоставление
Balali / Joint event extraction along shortest dependency paths using graph convolutional networks [20]	2020	а) векторные представления
Quaresma / Event Extraction and Representation: A Case Study for the Portuguese Language [21]	2019	а) онтология
Zhang / Long-tail Relation Extraction via Knowledge Graph Embeddings and Graph Convolution Networks [22]	2019	а) векторные представления
Yeung / A knowledge extraction and representation system for narrative analysis in the construction industry [23]	2014	а) рассказчик + цель + действие + результат б) объект + действие + субъект
Chambers / Unsupervised learning of narrative schemas and their participants [24]	2009	а) действие + субъект + объект + свойства

Таблица 2

Формальные модели представления нарратива

Модели	Ограничения	Применение
Мешок слов	Требуется снижения размерности, не учитывает связи между словами	Классификация текстов
Векторные представления	Требуют большого количества данных	Классификация текстов, вопросно-ответные системы
Семантические аннотации	Низкоуровневые связи между словами	Построение графа знаний
Функции Проппа	Ориентация на волшебные сказки	Сравнение сюжетных линий нарративов
Кортежи событий	Используют predetermined набор атрибутов события	Визуализация нарратива, построение графа знаний
Онтология	Использует predetermined набор сущностей и связей	Визуализация нарратива, построение графа знаний

Сравнительный анализ моделей выявил ключевые компромиссы между интерпретируемостью, масштабируемостью и адаптивностью к разнородным данным. Однако для понимания причин этих ограничений необходимо обратиться к внутренней логике каждого подхода.

В следующих разделах детально разобраны принципы работы выявленных методов, их структурные особенности и базовые допущения, которые лежат в основе ограничений.

Мешок слов (Bag-of-Words, BoW)

Модель «мешок слов» представляет собой базовую лингвистическую модель, в которой текст редуцируется до неупорядоченного набора лексем, игнорирующего синтаксические связи и контекстуальные зависимости. Каждая лексема рассматривается как независимая единица, а текст формализуется в виде вектора частот терминов (TF) или их взвешенных представлений (TF-IDF). Ключевое ограничение модели – отсутствие учёта семантических и прагматических отношений между словами. Также модель ограничена высокой размерностью пространства признаков, что обуславливает необходимость применения методов снижения размерности (например, Principal Component Analysis, Latent Semantic Analysis).

Несмотря на примитивность подхода, BoW сохраняет актуальность в задачах частотного анализа текстов [24] (выявление доминирующих тем, кластеризация документов) и построении линейных класси-

фикаторов (метод опорных векторов – SVM). Однако эффективность таких классификаторов критически зависит от качества предобработки текста (стемминг, удаление стоп-слов) и выбора метрики схожести векторов (косинусная мера, евклидово расстояние). Применительно к нарративам социальных медиа модель демонстрирует низкую релевантность из-за неспособности улавливать имплицитные сюжетные связи и контекстуальные отсылки.

Векторные представления

Векторные представления слов представляют собой усовершенствованный метод формализации текстовых данных, преодолевающий ограничения моделей, основанных на дискретных признаках. В данной парадигме каждое слово или фраза отображаются в плотный вектор вещественных чисел, где семантическая близость лексем кодируется через геометрическую близость векторов в многомерном пространстве.

Применительно к анализу нарративов социальных медиа векторные представления эффективны для задач кластеризации текстов по темам, но требуют интеграции с онтологическими подходами для реконструкции сюжетных линий.

Семантическая разметка

Символьный подход представляет связи между словами в более явном виде – кортежами «слово1 – слово2 – тип связи». Для семантической разметки могут использоваться различные схемы аннотирования. Популярными являются UD [25] и AMR [26]. Суще-

ствуют ответвления для конкретных языков и предметных областей.

Для семантической разметки применяется конвейер из классификаторов – для определения части речи, для определения связей между близко расположенными словами, для определения связей между далеко расположенными словами, для определения типа связи.

Размеченные таким образом нарративы могут быть обработаны графовыми сверточными сетями, преобразованы в эмбединги и переданы в большие языковых модели.

Для описания семантических связей могут использоваться аннотации в стиле RST и PDTB [15]. Первые подразумевают иерархичность событий, вторые описывают события плоским списком.

Функции Проппа

Функции Проппа позволяют описать развитие сюжета сказки в короткой и универсальной форме. Сюжет описывается как последовательность функций [27]. Под функцией понимается поступок действующего. Например, в сюжете сказки часто последовательно встречаются функции «запрет» и «нарушение». Для краткой записи функциям даются короткие символные обозначения. Помимо функций, Пропп выделяет такие элементы сказки, как связь функций, вспомогательные элементы при утрояниях и мотивировки персонажей. Шаблонные последовательности персонажей называются кругами действий, например, существует круг дарителя – «подготовка подарка» и «дарение». Развитие сюжета от завязки к развязке называется ходом.

Существуют работы по автоматизации выделения функций Проппа из сказки [28]. Для определения функций используются ключевые слова, а для выявления связей между функциями применяется семантический парсинг в AMR.

Сложность использования функций Проппа заключается в том, что не всегда получается однозначно их определить. Также ограничивающим фактором является заранее определенный список возможных функций, заточенный под народные сказки.

Кортежи «субъект-действие-объект»

События часто сохраняют в форме кортежа значений. Это могут быть тройки (действие, объект, субъект) или двойки (персонаж, действие) или более сложные кортежи [9].

При построения таких кортежей может применяться преобразование сложных предложений в простые [23]. В простых предложениях остается только один глагол, а остальные слова являются объектом, субъектом или атрибутами события.

Преобразование нарратива в список SVO является комплексной задачей и решается конвейером.

Онтология

Онтология позволяет описать объекты нарратива и их связи в стандартизированном машиночитаемом формате. Существуют общие онтологии, такие как OWL 2, и специализированные онтологии для нарративов, такие как NarrativeML [11] и TimeML [29].

Для преобразования нарратива в онтологическую форму используется конвейер из таких задач, как распознавание именованных сущностей, распознавание событий, и других задач [21].

На основе онтологии может быть построен граф знаний [22]. Граф знаний может использоваться для ответов на поисковые запросы.

В2. Задачи автоматизированного извлечения нарратива

Создание формального представления нарратива связано с целым комплексом задач. Также для некоторых задач можно обнаружить иерархическую структуру:

1. Семантический парсинг
 - 1.1. Разметка частей речи
 - 1.2. Выделение связанных групп
 - 1.3. Определение зависимостей между словами
 - 1.4. Разметка семантических ролей
 - 1.5. Определение нарративных связей
 2. Извлечение цепочек событий
 - 2.1. Извлечение событий
 - 2.1.1. Извлечение именованных сущностей
 - 2.1.1.1. Разрешение омонимов
 - 2.1.1.2. Сопоставление извлечённых именованных сущностей с внешними сущностями
 - 2.1.2. Извлечение отношений
 - 2.1.3. Построение иерархии событий
 - 2.2. Извлечение отношений между событиями
 - 2.2.1. Извлечение временных меток
 - 2.2.2. Построение временной линии
 3. Определение смены линии сюжета
 4. Разметка крупноблочных элементов нарратива.
- Далее приведено описание вышеуказанных задач.

Семантический парсинг (Semantic Parsing). Задача определения частей речи и семантических связей между словами.

Разметка частей речи (Part of speech tagging). Задача определения части речи. Традиционно решается классификаторами.

Выделение связанных групп (Chunking). Задача выделения сильносвязанных групп слов.

Определение зависимостей между словами (Dependency parsing). Задача определения связей между словами.

Разметка семантических ролей (Semantic role labeling). Задача определения роли слова.

Определение нарративных связей (Discourse relation parsing). Задача определения функциональной роли фразы в нарративе. Существует ограниченное количество ролей, например, причина, следствие, результат.

Извлечение именованных сущностей (Named Entity Recognition). Задача поиска слов, относящихся к конкретным классам. Чаще всего в качестве классов принимают личности, локации и даты. Наибольшее качество решения задачи NER достигается при помощи больших языковых моделей.

Разрешение омонимов (Coreference Resolution). Задача поиска ситуаций, когда одна и та же именованная сущность описана разными способами. Например, в одной части текста может использоваться имя,

а в другой – местоимение. Задача CR позволяет понять, что две именованные сущности – это один и тот же объект.

Сопоставление именованных сущностей с внешними сущностями (Entity Linking). Задача определения класса именованной сущности. Иногда бывает сложно однозначно определить класс именованной сущности. Например, Вашингтон может быть как городом, так и личностью.

Извлечение цепочек событий (Event Chain Construction). Задача построения хронологической последовательности событий.

Извлечение событий (Event Detection). Задача определения событий, которым посвящен нарратив. Например, посты в Твиттере могут быть посвящены выборам президента. Выборы президента являются событием, которое может быть выявлено в результате Event Detection.

Построение иерархии событий (Subevent Detection). Задача определения иерархии событий. Например, базовым событием может быть посещение выборов президента, а вложенным – получение бюллетеня для голосования.

Извлечение событий (Event Extraction). Задача определения событий и сущностей, связанных с ними.

Извлечение отношений между событиями (Relation Extraction). Задача поиска связей между событиями. Связи могут отражать хронологическую последовательность событий или причинно-следственную связь. Связи бывают явные и неявные. Наиболее сложно определять неявные связи, которые далеко удалены друг от друга в тексте. Например, в начале нарратива может быть сказано, что персонаж голоден, а в конце нарратива, что персонаж пошел в ресторан.

Извлечение временных меток (Temporal Information Extraction). Задача извлечения маркеров, указывающих на привязку событий ко времени.

Определение смены линии сюжета (Shift Detection). Задача определения переходов между сюжетными линиями.

Разметка крупноблочных элементов нарратива (Narrative Element Annotation). Задача определения крупных составных элементов нарратива, т.е. определение завязки, кульминации и развязки.

В3. Степень решенности задач автоматизированного извлечения нарратива

Для извлечения нарратива может использоваться конвейер задач [6, 21]. Каждая из отдельных задач решает проблему извлечения отдельного структурного элемента нарратива.

Для решения отдельных задач могут применяться следующие методы:

- Rule-Based [23]. Метод ручного составления правил обработки текста. Требует большого объема ручной работы и не может быть применен к новым неизвестным данным без ручной доработки.

- Классификатор [16]. Например, SVM, нейронные сети или наивный Байесовский классификатор. Используются для разметки частей речи и определения типа связей между событиями. Может применяться для обработки bag-of-words.

- LSTM [13]. Рекуррентные сети могут быть использованы для обработки текстов. Имеют ограниченное окно контекста и вытесняются большими языковыми моделями.

- Continuous Random Field [21]. Может использоваться для преобразования нарратива в онтологию.

- Graph Convolutional Network [20, 17]. Современный и популярный метод для обработки графа онтологии или графа событий. Позволяет преобразовать онтологию в эмбединги и использовать в большой языковой модели.

- Large Language Model [18]. Большие языковые модели показывают State-Of-The-Art результаты в большинстве задач обработки текста. При этом любая задача обработки текста может быть сведена к задаче преобразования text-to-text. Языковые модели предобучаются на огромных объемах размеченных данных, затем дообучаются решать конкретные задачи. Для предобучения может использоваться задача угадывания пропущенного слова. Для дообучения используется уже конкретная нужная задача.

Обсуждение

В контексте первого исследовательского вопроса (B1), посвященного формальным моделям представления нарративов, подтверждается, что выбор метода определяется балансом между интерпретируемостью и масштабируемостью. Онтологические схемы обеспечивают структурную прозрачность, но уступают нейросетевым подходам в обработке неструктурированных данных социальных медиа. Это противоречие частично разрешается гибридными архитектурами, где онтологии задают каркас, а векторные представления обогащают его контекстуальными связями.

При рассмотрении второго исследовательского вопроса (B2) было обнаружено значительное разнообразие задач, связанных с обработкой нарратива. Выявленные задачи позволяют извлекать составные элементы нарратива из текста.

Третий вопрос (B3), касающийся степени решенности задач, показывает, что наиболее передовыми инструментами для решения вышеобозначенных задач являются большие языковые модели и графовые сверточные сети.

Репрезентативность обзора ограничена преобладанием англоязычных источников, что искажает оценку применимости методов к другим языкам.

Заключение

Проведенный анализ методов формализации нарративов позволил выявить ключевые тенденции и методологические вызовы в области автоматизированной обработки текстовых данных социальных медиа.

Статистические модели, такие как мешок слов и TF-IDF, сохраняют актуальность для задач тематической кластеризации, но демонстрируют принципиальную неспособность реконструировать сюжетные связи. В то время как семантические аннотации (AMR, RST) и онтологические схемы (NarrativeML) обеспечивают структурную интерпретируемость, их применение ограничено трудоёмкостью ручной разметки и жёсткой схематизацией. Нейросетевые подходы, включая трансформеры и графовые сверточные

сети, демонстрируют наивысшую адаптивность к неструктурированным данным, но требуют интеграции с экспертно заданными правилами для моделирования нарративной хронологии.

Современные большие языковые модели (LLM) открывают новые возможности за счёт контекстуализированного анализа коротких текстов через механизмы внимания. Однако их эффективность в задачах извлечения нарративов напрямую зависит от разработки гибридных архитектур, сочетающих LLM с онтологическими графами знаний для устранения «галлюцинаций» и повышения точности.

Проведённый обзор моделей формализации нарративов создаёт методологическую основу для перехода к этапу проектирования и разработки программных решений их автоматизированного извлечения. Систематизация подходов, от базовых методов до нейросетевых архитектур, позволяет определить оптимальные комбинации инструментов для конкретных прикладных задач, таких как анализ общественного мнения или семантический поиск.

Перспективными направлениями развития обработки нарратива являются интеграция онтологии в большие языковые модели и формирование цельного контекста при обработке фрагментированных текстов.

Литература

1. Моштылёва Е.С. Модели наррации в современной русскоязычной интернет-коммуникации: лингво-прагматический и лингвостилистический анализ: автореф. дис. ... канд. филол. наук: 10.02.01. – Н. Новгород, 2021. – 22 с.
2. Sevilla-Liu A. The theoretical basis of a functional-descriptive approach to qualitative research in CBS: With a focus on narrative analysis and practice // *Journal of Contextual Behavioral Science*. – 2023. – Vol. 30. – P. 210–216. DOI: 10.1016/j.jcbs.2023.11.001.
3. Of hopeful narratives and historical injustices – An analysis of just transition narratives in European coal regions / L. Hermwille, M. Schulze-Steinen, V. Brandemann, M. Roelfes, Z. Vrontisi, E. Keskula, A. Anger-Kraavi, L. Trembaczowski, W. Mandrysz, R. Muster, A. Zygmunt-Ziemianek // *Energy Research & Social Science*. – 2023. – Vol. 104. – P. 103263. DOI: 10.1016/j.erss.2023.103263.
4. Complex Temporal Question Answering on Knowledge Graphs / Z. Jia, S. Pramanik, R.R. Saha, G. Wei-kum // *Proceedings of the 30th ACM International Conference on Information & Knowledge Management*. – 2021. DOI: 10.1145/3459637.3482416.
5. What a Publication Tells You – Benefits of Narrative Information Access in Digital Libraries / H. Kroll, F. Plötzky, J. Pirklbauer, W. Balke // *Proceedings of the 22nd ACM/IEEE Joint Conference on Digital Libraries*. – 2022. DOI: 10.1145/3529372.3530928.
6. A survey on narrative extraction from textual data / B. Santana, R. Campos, E. Amorim, A. Jorge, P. Silvano, S. Nunes // *Artificial Intelligence Review*. – 2023. – Vol. 56, Iss. 8. – P. 8393–8435. DOI: 10.1007/s10462-022-10338-7.
7. Computational Understanding of Narratives: A Survey / P. Ranade, S. Dey, A. Joshi, T. Finin // *IEEE Access*. – 2022. – Vol. 10. – P. 101575–101594. DOI: 10.1109/ACCESS.2022.3205314.
8. A survey of discourse parsing / J. Li, M. Liu, B. Qin, T. Liu // *Frontiers of Computer Science*. – 2022. – Vol. 16, Iss. 5. – P. 165329. DOI: 10.1007/s11704-021-0500-z.
9. Piper A. Narrative Theory for Computational Narrative Understanding / A. Piper, R.J. So, D. Bamman // *Proceedings of the 2021 Conference on Empirical Methods in Natural Language Processing*. – 2021. DOI: 10.18653/v1/2021.emnlp-main.26.
10. «Бедная русская мысль»: получим ли мы автоматизированное извлечение нарратива? / Л.О. Алгави, И.И. Волкова, Ш.Н. Кадырова, А. Масленникова, Н.Е. Расторгуева. – 2019. DOI: 10.13140/RG.2.2.33111.52640.
11. Mani I. Computational Modeling of Narrative // *Synthesis Lectures on Human Language Technologies*. – 2012. – Vol. 5, Iss. 3. – P. 1–142. DOI: 10.2200/S00459ED1V01Y201212HLT018.
12. Евстигнеева Н.В. Модели анализа нарратива / Н.В. Евстигнеева, О.А. Оберемко // *Южно-российский журнал социальных наук*. – 2007. – Вып. 4. – С. 95–107.
13. Clinical narrative-aware deep neural network for emergency department critical outcome prediction / M. Chen, T. Huang, T. Chen, P. Boonyarat, Y.C. Chang // *Journal of Biomedical Informatics*. – 2023. – Vol. 138. – P. 104284. DOI: 10.1016/j.jbi.2023.104284.
14. Gender Stereotypes in Hollywood Movies and Their Evolution over Time: Insights from Network Analysis / A.M. Kumar, J.Y.Q. Goh, T.H.H. Tan, C.S.Q. Siew // *Big data and cognitive computing*. – 2022. – Vol. 6 (50). DOI: 10.3390/bdcc6020050.
15. The DISRPT 2021 Shared Task on Elementary Discourse Unit Segmentation, Connective Detection, and Relation Classification / A. Zeldes, P. Muller, Y.J. Liu, C. Braud, M. Iruskieta, S. Badene // *Proceedings of the 2nd Shared Task on Discourse Relation Parsing and Treebanking (DISRPT 2021)*. – 2021. DOI: 10.18653/v1/2021.disrpt-1.1.
16. Crash narrative classification: Identifying agricultural crashes using machine learning with curated keywords / J. Kim, A.B. Trueblood, H. Kum, E.M. Shipp // *Traffic Injury Prevention*. – 2020. – Vol. 22, Iss. 1. – P. 74–78. DOI: 10.1080/15389588.2020.1836365.
17. Modeling Human Mental States with an Entity-based Narrative Graph / I. Lee, M.L. Pacheco, D. Goldwasser // *Proceedings of the 2021 Conference of the North American Chapter of the Association for Computational Linguistics: Human Language Technologies*. – 2021. DOI: 10.18653/v1/2021.naacl-main.391.
18. From Discourse to Narrative: Knowledge Projection for Event Relation Extraction / J. Tang, H. Lin, M. Liao, Y. Lu, X. Han, L. Sun, W. Xie, J. Xu // *Proceedings of the 59th Annual Meeting of the Association for Computational Linguistics and the 11th International Joint Conference on Natural Language Processing*. – 2021. DOI: 10.18653/v1/2021.acl-long.60.
19. Meghini C. Representing narratives in digital libraries: The narrative ontology / C. Meghini, V. Bartalesi, D. Metilli // *Semantic Web*. – 2021. – Vol. 12, Iss. 2. – P. 241–264. DOI: 10.3233/SW-200421.
20. Joint event extraction along shortest dependency paths using graph convolutional networks / A. Balali, M. Asadpour, R. Campos, A. Jatowt // *Knowledge-Based Systems*. – 2020. – Vol. 210. – P. 106492. DOI: 10.1016/j.knsys.2020.106492.
21. Event Extraction and Representation: A Case Study for the Portuguese Language / P. Quaresma, V.B. Nogueira, K. Raiyani, R. Bayot // *Information*. – 2019. – Vol. 10, Iss. 6. – P. 205. DOI: 10.3390/info10060205.
22. Long-tail Relation Extraction via Knowledge Graph Embeddings and Graph Convolution Networks / N. Zhang, S. Deng, Z. Sun, G. Wang, X. Chen, W. Zhang, H. Chen // *Proceedings of the 2019 Conference of the North*. – 2019. DOI: 10.18653/v1/N19-1306.
23. A knowledge extraction and representation system for narrative analysis in the construction industry / C.L. Yeung,

C.F. Cheung, W.M. Wang, E. Tsui // Expert Systems with Applications. – 2014. – Vol. 41, Iss. 13. – P. 5710–5722. DOI: 10.1016/j.eswa.2014.03.044.

24. Chambers N. Unsupervised learning of narrative schemas and their participants / N. Chambers, D. Jurafsky // Proceedings of the Joint Conference of the 47th Annual Meeting of the ACL and the 4th International Joint Conference on Natural Language Processing of the AFNLP. – 2009. DOI: 10.3115/1690219.1690231.

25. Universal Dependencies / M. Marneffe, J. Nivre, C.D. Manning, D. Zeman // Computational Linguistics. – 2021. – P. 1–54. DOI: 10.1162/coli_a_00402.

26. Damonte M. An Incremental Parser for Abstract Meaning Representation / M. Damonte, S.B. Cohen, G. Satta // Proceedings of the 15th Conference of the European Chapter of the Association for Computational Linguistics. – 2017. DOI: 10.18653/v1/E17-1051.

27. Пропп В.Я. Морфология волшебной сказки. – СПб.: Питер, 2021. – 256 с.

28. Droog-Hayes M. Automatic Detection of Narrative Structure for High-Level Story Representation / M. Droog-Hayes, G. Wiggins, M. Purver // AISB 2019 Convention: Computational Creativity 2019. – Falmouth: AISB, 2018 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: https://www.researchgate.net/publication/327579332_Automatic_Detection_of_Narrative_Structure_for_High-Level_Story_Representation, свободный (дата обращения: 01.04.2025).

29. TimeML Annotation Guidelines / S. Roser, J. Moszkowicz, B. Knippen, R. Gaizauskas, A. Setzer, J. Pustejovsky // TimeML Annotation Guidelines, Version 1. – 2006 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: https://www.researchgate.net/publication/248737128_TimeML_Annotation_Guidelines_Version_121, свободный (дата обращения: 04.04.2024).

Рыбаченко Иван Александрович

Аспирант инженерной школы информационных технологий и робототехники (ИШИТР) Национального исследовательского Томского политехнического ун-та (НИ ТПУ) Ленина пр-т, 30, г. Томск, Россия, 634050
Тел.: +7-903-914-80-20
Эл. почта: iar12@tpu.ru

Поступила в редакцию: 10.07.2024.

Принята к публикации: 08.04.2025.

Rybachenko I.A.

Technologies for social media narrative analysis: review

Social media play a pivotal role in modern communication. The primary element of textual content in social media is narratives, which convey sequences of events and reflect the author's perspective. As the volume of user-generated data grows, the task of automated narrative extraction from text is becoming increasingly critical. The goal of this article is to conduct a comparative analysis of existing methods, approaches, and tools for automated narrative extraction, followed by a formalization of their structure. Such formalization is essential for algorithmizing the narrative extraction process using NLP tools (Natural Language Processing). The study explores key approaches to narrative representation, including methods based on bag-of-

words, semantic annotations, ontologies, and vector representations (word embeddings). Their limitations and domains of application are analyzed. The special emphasis is placed on adapting these methods to analyze short, fragmented texts typical to social media (e.g., posts, tweets). The findings of this research useful for the development of narrative analysis algorithms, offering new opportunities for applications in marketing research, public opinion analysis, and psycholinguistics.

Keywords: narrative, narrative modeling, computational narratology, computational linguistics, natural language processing, social media analysis, review.

DOI: 10.21293/1818-0442-2024-28-1-100-107

References

1. Moshtyljova E.S. *Modeli narracii v sovremennoj russkojazynoj internet-kommunikacii: lingvo-pragmатический i lingvo-stilistический analiz*. Dis. kand. filol. nauk [The narrative model in modern Russian-language Internet communication: linguistic-pragmatic and linguistic-stylistic analysis. Dissertation for Candidate of Sciences degree in Philology]. Nizhny Novgorod, 2021, 22 p. (in Russ.).
2. Sevilla-Liu A. The theoretical basis of a functional-descriptive approach to qualitative research in CBS: With a focus on narrative analysis and practice. *Journal of Contextual Behavioral Science*, 2023, vol. 30, pp. 210–216. DOI: 10.1016/j.jcbs.2023.11.001.
3. Hermwille L., Schulze-Steinen M., Brandemann V., Roelfes M., Vrontisi Z., Keskula E., Anger-Kraavi A., Trembaczowski L., Mandrysz W., Muster R., Zygmunt-Ziemianek A. Of hopeful narratives and historical injustices – An analysis of just transition narratives in European coal regions. *Energy Research & Social Science*, 2023, vol. 104, p. 103263. DOI: 10.1016/j.erss.2023.103263.
4. Jia Z., Pramanik S., Saha R.R., Weikum G. Complex Temporal Question Answering on Knowledge Graphs. *Proceedings of the 30th ACM International Conference on Information & Knowledge Management*, 2021. DOI: 10.1145/3459637.3482416.
5. Kroll H., Plötzky F., Pirklbauer J., Balke W. What a Publication Tells You—Benefits of Narrative Information Access in Digital Libraries. *Proceedings of the 22nd ACM/IEEE Joint Conference on Digital Libraries*, 2022. DOI: 10.1145/3529372.3530928.
6. Santana B., Campos R., Amorim E., Jorge A., Silvano P., Nunes S. A survey on narrative extraction from textual data. *Artificial Intelligence Review*, 2023, vol. 56, no. 8, pp. 8393–8435. DOI: 10.1007/s10462-022-10338-7.
7. Ranade P., Dey S., Joshi A., Finin T. Computational Understanding of Narratives: A Survey. *IEEE Access*, 2022, vol. 10, pp. 101575–101594. DOI: 10.1109/access.2022.3205314.
8. Li J., Liu M., Qin B., Liu T. A survey of discourse parsing. *Frontiers of Computer Science*, 2022, vol. 16, no. 5. DOI: 10.1007/s11704-021-0500-z.
9. Piper A., So R.J., Bamman D. Narrative Theory for Computational Narrative Understanding. *Proceedings of the 2021 Conference on Empirical Methods in Natural Language Processing*, 2021. DOI: 10.18653/v1/2021.emnlp-main.26.
10. Algavi L.O., Volkova I.I., Kadyrova S.N., Maslennikova A., Rastorgueva N.E. «Bednaya russkaya mysl'»: poluchim li my avtomatiziro-vannoe izvlechenie narrativa? [«Poor Russian thought»: will we get automated narrative extraction?]. 2019. DOI: 10.13140/RG.2.2.33111.52640 (in Russ.).
11. Mani I. Computational Modeling of Narrative. *Synthesis Lectures on Human Language Technologies*, 2012, vol. 5, no. 3, pp. 1–142. DOI: 10.2200/s00459ed1v01y201212hlt018.

12. Evstigneeva N.V., Oberemko O.A. Modeli analiza narrative [Narrative analysis models]. *South-Russian Journal of Social Sciences*, 2007, no. 4, pp. 95–107 (in Russ.).
13. Chen M., Huang T., Chen T., Boonyarat P., Chang Y. Clinical narrative-aware deep neural network for emergency department critical outcome prediction. *Journal of Biomedical Informatics*, 2023, vol. 138, p. 104284. DOI: 10.1016/j.jbi.2023.104284.
14. Kumar A.M., Goh J.Y.Q., Tan T.H.H., Siew C.S.Q. Gender Stereotypes in Hollywood Movies and Their Evolution over Time: Insights from Network Analysis. – *Big Data and Cognitive Computing*, 2022, vol. 6(50). DOI: 10.3390/bdcc6020050.
15. Zeldes A., Muller P., Liu Y.J., Braud C., Iruskieta M., Badene S. The DISRPT 2021 Shared Task on Elementary Discourse Unit Segmentation, Connective Detection, and Relation Classification. *Proceedings of the 2nd Shared Task on Discourse Relation Parsing and Treebanking (DISRPT 2021)*, 2021. DOI: 10.18653/v1/2021.disrpt-1.1.
16. Kim J., Trueblood A.B., Kum H., Shipp E.M. Crash narrative classification: Identifying agricultural crashes using machine learning with curated keywords. *Traffic Injury Prevention*, 2020, vol. 22, no. 1, pp. 74–78. DOI: 10.1080/15389588.2020.1836365.
17. Lee I., Pacheco M.L., Goldwasser D. Modeling Human Mental States with an Entity-based Narrative Graph. *Proceedings of the 2021 Conference of the North American Chapter of the Association for Computational Linguistics: Human Language Technologies*, 2021. DOI: 10.18653/v1/2021.naacl-main.391.
18. Tang J., Lin H., Liao M., Lu Y., Han X., Sun L., Xie W., Xu J. From Discourse to Narrative: Knowledge Projection for Event Relation Extraction. *Proceedings of the 59th Annual Meeting of the Association for Computational Linguistics and the 11th International Joint Conference on Natural Language Processing*, 2021, vol. 1. DOI: 10.18653/v1/2021.acl-long.60.
19. Meghini C., Bartalesi V., Metilli D. Representing narratives in digital libraries: The narrative ontology. *Semantic Web*, 2021, vol. 12, no. 2, pp. 241–264. DOI: 10.3233/sw-200421.
20. Balali A., Asadpour M., Campos R., Jatowt A. Joint event extraction along shortest dependency paths using graph convolutional networks. *Knowledge-Based Systems*, 2020, vol. 210, p. 106492. DOI: 10.1016/j.knosys.2020.106492.
21. Quaresma P., Nogueira V.B., Raiyani K., Bayot R. Event Extraction and Representation: A Case Study for the Portuguese Language. *Information*, 2019, vol. 10, no. 6, p. 205. DOI: 10.3390/info10060205.
22. Zhang N., Deng S., Sun Z., Wang G., Chen X., Zhang W., Chen H. Long-tail Relation Extraction via Knowledge Graph Embeddings and Graph Convolution Networks. *Proceedings of the 2019 Conference of the North*, 2019. DOI: 10.18653/v1/n19-1306.
23. Yeung C.L., Cheung C.F., Wang W.M., Tsui E. A knowledge extraction and representation system for narrative analysis in the construction industry. *Expert Systems with Applications*, 2014, vol. 41, no. 13, pp. 5710–5722. DOI: 10.1016/j.eswa.2014.03.044.
24. Chambers N., Jurafsky D. Unsupervised learning of narrative schemas and their participants. *Proceedings of the Joint Conference of the 47th Annual Meeting of the ACL and the 4th International Joint Conference on Natural Language Processing of the AFNLP*, 2009, vol. 2 – ACL-IJCNLP '09. DOI: 10.3115/1690219.1690231.
25. Marneffe M., Manning C.D., Nivre J.D. Universal Dependencies. *Computational Linguistics*, 2021, pp. 1–54. DOI: 10.1162/coli_a_00402.
26. Damonte M., Cohen S.B., Satta G. An Incremental Parser for Abstract Meaning Representation. *Proceedings of the 15th Conference of the European Chapter of the Association for Computational Linguistics*, 2017, vol. 1. DOI: 10.18653/v1/e17-1051.
27. Propp V.Y. *Morfologija volshebnoj skazki* [The morphology of a fairy tale]. Sankt-Peterburg, Piter., 2021, 256 p. (in Russ.).
28. Droog-Hayes M., Wiggins G., Purver M. Automatic Detection of Narrative Structure for High-Level Story Representation. *AISB 2019 Convention: Computational Creativity 2019, AISB (Society for the Study of Artificial Intelligence and the Simulation of Behaviour)*, 2018. Available at: https://www.researchgate.net/publication/327579332_Auto-matic_Detection_of_Narrative_Structure_for_High-Level_Story_Representation, free (accessed: April 04, 2024).
29. Roser S., Moszkowicz J., Knippen B., Gaizauskas R., Setzer A., Pustejovsky J. TimeML Annotation Guidelines. *TimeML Annotation Guidelines Version 1*, 2006, vol. 2, p. 1. Available at: https://www.researchgate.net/publication/248737128_TimeML_Annotation_Guidelines_Version_121, free (accessed: April 04, 2024).

Ivan A. Rybachenko

Postgraduate student, Engineering School of Information Technologies and Robotics, Tomsk Polytechnic University
30, Lenin pr., Tomsk, Russia, 634050
Phone: +7-903-914-80-20
Email: iar12@tpu.ru

Received: 10.07.2024.

Accepted: 08.04.2025.

УДК 004.89

А.В. Куртукова

Интегрированный подход к идентификации вредоносных программ на основе динамического анализа и глубокого обучения

Представлен новый подход к идентификации вредоносных программ. В его основе лежит идея интеграции методов анализа поведения программ с современными алгоритмами машинного обучения. Процесс включает дизассемблирование программ, построение графа потока управления, выявление поведенческих паттернов в изолированной среде, извлечение метаданных и классификацию программ по 3 классам. Алгоритмической основой разработанного подхода является ансамбль из графовой и гибридной нейронных сетей. Целью графовой сети является анализ графа потока управления, а гибридной – анализ статических и динамических признаков, определенных Coscoo Sandbox, а также ассемблерного кода, полученного в результате реверс-инжиниринга. Подход на базе такого ансамбля демонстрирует точность 0,88 в классификации кода на легитимный, вредоносный и APT-вредоносный и 0,94 – на легитимный и вредоносный.

Ключевые слова: вредоносный код, APT, статический анализ, динамический анализ, вирус.

DOI: 10.21293/1818-0442-2024-28-1-108-113

С увеличением количества и сложности кибератак актуальным становится вопрос определения авторства вредоносного программного кода. Традиционные методы, такие как статический анализ кода или использование сигнатур, часто оказываются недостаточными для выявления злоумышленников, особенно когда речь идет о группировках авторов целевых продолжительных атак (APT-группировках). Такие группы, как Lazarus, Turla, Kimsuky и пр., используют сложные техники маскировки вредоносных признаков и обфускации программного кода, что делает их идентификацию еще более трудоемкой. Тем не менее программы, разрабатываемые такими APT-группировками, имеют отличительные признаки (архитектуру, технику обхода антивирусной защиты и алгоритмы шифрования), что подчеркивает возможность разграничения легитимного (наиболее вероятно «безопасного»), вредоносного и APT-вредоносного кода.

Таким образом, важной задачей является разработка подхода, позволяющего выполнять углубленный анализ программы на предмет ее вредоносности, с целью его последующего применения в процессе идентификации авторства программного кода.

Вопросу идентификации программы как вредоносной посвящены труды [1–6].

В исследовании [1] представлен алгоритм обнаружения вредоносного исходного кода с использованием трансформера (MSDT). Исследование авторов состоит из 4 этапов. Первый этап – формирование набора данных. Всего на данном этапе было собрано 670 тыс. образцов кода на Python с ресурса GitHub. В собранные образцы были искусственно внедрены вредоносные фрагменты из набора данных «The Backstabber’s Knife Collection» (BKC) [2].

Второй этап – векторизация набора данных при помощи энкодера на базе трансформера.

Третьим этапом является обнаружение аномалий при помощи плотностного алгоритма пространственной кластеризации с присутствием шума (DBSCAN):

именно этот этап позволяет выявлять инъектированные вредоносные фрагменты. На последнем этапе происходит ранжирование аномалий по расстоянию до ближайших точек кластера. Точность обнаружения вредоносных фрагментов в исходных кодах достигает 0,909 для 20 образцов кода.

Авторы работы [3] представляют подход CodeOntology. В его основе лежит идея моделирования элементов программного кода (классов, интерфейсов, методов и переменных) с помощью онтологической структуры. CodeOntology реализован на основе OWL2 [4], которая позволяет визуализировать взаимосвязи между элементами кода на языке Java. Для преобразования исходного кода в RDF-тройки используется специализированный парсер. RDF-тройки представляют собой структурированные данные, состоящие из трех компонентов: субъекта, предиката и объекта, что позволяет описывать отношения между различными элементами кода. Ключевым аспектом данного метода является выявление сигнатур кода – уникальных характеристик, таких как методы вызовов и доступ к определенным файлам. На основе этих сигнатур создаются классы и объекты в CodeOntology, что позволяет осуществлять поиск уязвимых участков кода. Результаты экспериментов продемонстрировали высокую эффективность данного подхода в обнаружении возможных угроз сетевой безопасности. Численные метрики авторами не приводятся.

В работе [5] рассматривается два ключевых вопроса. Во-первых, насколько эффективны трансформерные (CodeBERT, GraphCodeBERT, RoBERTa) модели для построения векторных представлений кода, во-вторых, насколько точно классификаторы (случайный лес (RF), наивный Байес, метод опорных векторов, перцептрон, k -ближайших соседей, DBSCAN), обученные на таких представлениях, способны выявлять вредоносные фрагменты кода. Для формирования экспериментального набора вредоносных образцов из датасета BKC было отобрано 1 402 файла на

языке JavaScript. Набор легитимных образцов получен с помощью запросов prn API4, всего в него вошло 26 067 исходных кодов. Лучший результат достигнут классификатором RF, обученным на CodeBERT/GraphCodeBERT-представлениях, F1 составила 0,98, точность – 1, полнота – 0,98.

Статья [6] посвящена подходу к определению вредоносного кода на основе классификатора графа потока управления (CFG). Авторы предлагают классифицировать векторизованный при помощи мешка слов программный код нейронной сетью (НС) адаптивно-резонансной теории. Для оценки подхода было сгенерировано 2 класса состояний CFG по 6 тыс. образцов каждый. Генерация вредоносных образов выполнялась за счет незакрытого сетевого сокета и неосвобожденного файлового дескриптора. Точность определения легитимного кода составила 0,95, вредоносного – 0,97. Разница в точности обусловлена случайными факторами в процессе генерации.

Большинство современных исследований сосредоточено на определении того, содержит ли программный код блоки с признаками вредоносности. Предлагаемые методы представляют ценность для решения задач информационной безопасности: анализа сетевого трафика и выявления вирусного программного обеспечения. Лежащие в основе исследований идеи и отдельные элементы методов могут служить отправной точкой для разработки подхода к идентификации вредоносных программ.

Таким образом, целью данного исследования является разработка нового подхода к идентификации вредоносных программ и программного модуля на его основе.

Новый подход основан на интеграции метода анализа поведения программы с современными алгоритмами машинного обучения и включает несколько этапов:

- 1) дизассемблирование программы и построение CFG на основе ассемблерного кода;
- 2) выявление поведенческих паттернов в процессе работы вредоносной программы в изолированной среде (динамических признаков);
- 3) извлечение метаинформации о программе (статических признаков);
- 4) определение класса, к которому относится программа, ее классификация как легитимной, вредоносной или APT-вредоносной.

Набор данных

Формирование набора данных для обучения и оценки классификаторов являлось наиболее сложной и важной составляющей исследования. Это обусловлено спецификой данных, которая требует осторожности при работе с ними, и их труднодоступностью.

Существует ряд открытых ресурсов, позволяющих собрать разнообразный набор данных, среди которых можно выделить: Virus Total [7], Malware Bazaar [8], GitHub [9], Kaggle [10] и Cyber Science Lab. [11]. Часть образцов вредоносного кода была получена из датасета ВКС.

Информация о сформированном наборе данных представлена в табл. 1.

Таблица 1

Статистика набора данных

Характеристика	Легитимные	Вред.	APT-вред.
Общее число авторов	167	–	12
Общее число файлов	5 932	457	2 821
Число файлов с изв. автором	5 661	–	2 821
Число обфусц. файлов	–	35	–
Макс. число файлов автора	51	–	241
Мин. число файлов автора	20	–	43
Ср. число строк кода на автора	1 677	–	1 987

Несколько важных аспектов:

- легитимные файлы были собраны в рамках предшествующих исследований [12–14];
- недостаток информации об авторстве вредоносных файлов обусловлен тем, что большинство таких программ разрабатываются анонимно;
- для APT-вредоносных программ под автором подразумевается конкретная группа программистов из числа группировок: DarkHotel, Energetic Bear, Equation Group, Gorgon Group, Winnti, BlackTech, Kimsuky, Turla, а также ряд группировок без названия (APT1, APT3, APT28, APT40).

Интегрированный подход к идентификации вредоносных программ на основе динамического анализа и глубокого обучения

Процесс работы программного модуля, основанного на подходе к идентификации вредоносных программ, представлен на рис. 1. Основная идея состоит в использовании для обучения НС непосредственно дизассемблированного кода, CFG, построенного на его основе, а также статических и динамических признаков из отчета, формируемого Cockoo Sandbox [15] по результатам запуска программы в изолированной среде. Представленный процесс состоит из 4 основных этапов.

На этапе 1 происходит процесс сбора и подготовки данных, описанный выше.

На этапе 2 производится запуск исполняемых файлов в изолированной среде выполнения Cockoo Sandbox, развернутой внутри виртуальной машины с операционной системой Linux. В процессе выполнения файла Cockoo Sandbox фиксирует различные аспекты его поведения: системные вызовы, сетевые соединения, изменения в файловой системе и реестре, создание потоков и процессов и пр. Результатом работы Cockoo Sandbox является подробный отчет в json-формате, содержащий статические и динамические характеристики программы. В отдельных случаях Cockoo Sandbox делает собственное заключение о вредоносности за счет интеграции с обширной базой знаний о вредоносном ПО.

На этапе 3 производится дизассемблирование программы при помощи инструмента реверс-инжи-

ниринга IDA Pro [16]. Результатом этого процесса являются ассемблерный код, который возможно анализировать по аналогии с исходными кодами на высокоуровневых языках программирования [12, 13], и CFG – ориентированный граф, узлы которого соответствуют базовым блокам, а ребра – возможным путем выполнения этих блоков.

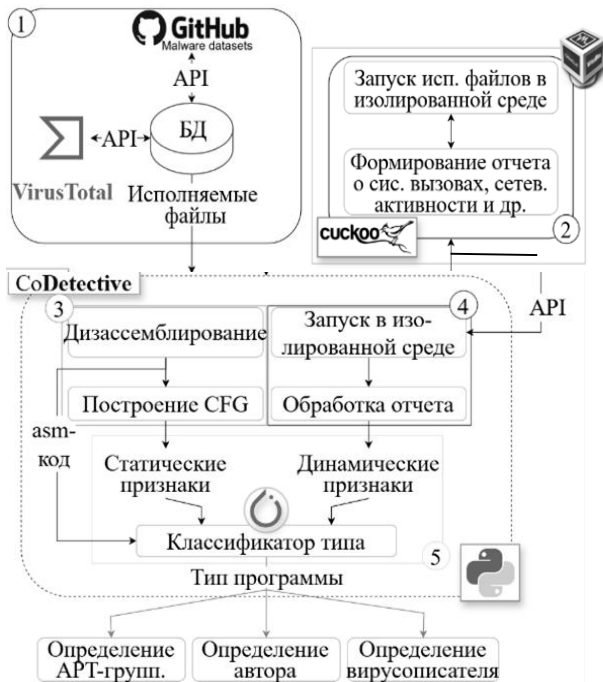


Рис. 1. Модуль идентификации вредоносных программ

На последнем этапе признаки, полученные на 2-м и 3-м этапах, передаются в классификатор, определяющий, является ли код легитимным, вредоносным или АРТ-вредоносным. Исходя из результата работы классификатора, выносится решение о том, какой из ранее разработанных алгоритмов [12–14] будет использоваться для определения автора программы.

Классификация программного кода как легитимного, вредоносного или АРТ-вредоносного

Для обеспечения эффективности работы программного модуля необходимо, чтобы алгоритмическая составляющая демонстрировала высокую точность классификации. Поэтому важной частью исследования являлся выбор архитектуры, способной выполнять точный анализ статических и динамических признаков, полученных от IDA Pro и Cuckoo Sandbox. В качестве таких архитектур рассмотрены:

- GNN – графовая НС для эффективной обработки CFG, реализованная с помощью библиотеки PyTorch Geometrics [17];
- HNN – гибридная архитектура Inception и двуправленных управляемых рекуррентных блоков [13];
- BERT с классификационным слоем – трансформерная модель, обученная на естественно-языковых текстах на различных языках;
- CodeBERT с классификационным слоем – трансформерная модель, обученная на естественно-

языковых текстах и исходных кодах программ на различных языках;

– новый ансамбль GNN (2 последовательных GCNConv слоя + линейный слой) и HNN с классификационным слоем, объединяющим выходы обеих НС (процесс обучения представлен UML-диаграммой активности на рис. 2).

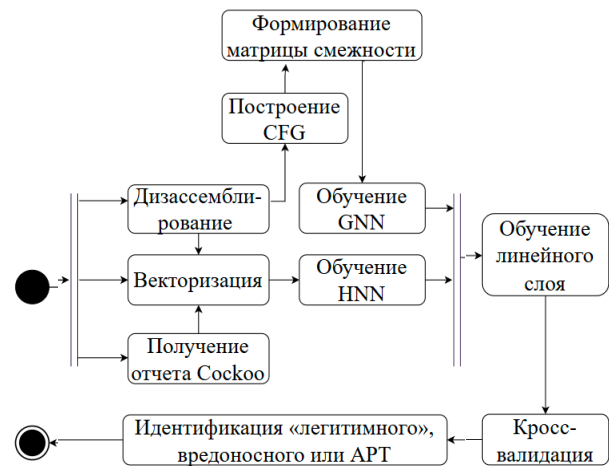


Рис. 2. UML-диаграмма обучения ансамбля

В рамках эксперимента оценивалась эффективность классификации для 3 случаев:

1. 3 класса: легитимный, вредоносный и АРТ.
2. 2 класса: легитимный и объединенные в общий класс вредоносный и АРТ.
3. 2 класса: вредоносный и АРТ.

Метрики точности, полноты, правильности и F1 по результатам процедуры кросс-валидации по 10-фолдам представлены в табл. 2.

Таблица 2

Результаты экспериментов				
Мо- дель	Метрика	Лег. – вред. – АРТ-вред.	Лег. – вред и – АРТ-вред.	Вред. – АРТ-вред.
GNN	Точность	0,85±0,02	0,915±0,02	0,69±0,01
	Полнота	0,86±0,01	0,92±0,02	0,69±0,02
	Правил.	0,85±0,02	0,91±0,01	0,7±0,04
	F1	0,85±0,01	0,92±0,01	0,7±0,015
HNN	Точность	0,845±0,03	0,93±0,02	0,65±0,02
	Полнота	0,85±0,01	0,94±0,04	0,67±0,03
	Правил.	0,84±0,015	0,93±0,02	0,65±0,01
	F1	0,845±0,01	0,94±0,02	0,66±0,03
BERT	Точность	0,77±0,02	0,88±0,03	0,635±0,02
	Полнота	0,785±0,02	0,88±0,01	0,85±0,04
	Правил.	0,78±0,04	0,88±0,03	0,83±0,03
	F1	0,78±0,03	0,88±0,02	0,83±0,03
Code- BERT	Точность	0,865±0,01	0,93±0,02	0,73±0,02
	Полнота	0,86±0,05	0,935±0,02	0,75±0,03
	Правил.	0,87±0,03	0,93±0,03	0,73±0,01
	F1	0,87±0,04	0,935±0,02	0,735±0,02
GNN+ HNN	Точность	0,88±0,01	0,94±0,02	0,745±0,02
	Полнота	0,9±0,02	0,96±0,04	0,75±0,03
	Правил.	0,88±0,02	0,95±0,05	0,75±0,02
	F1	0,89±0,02	0,95±0,04	0,75±0,03

Для всех 3 рассмотренных случаев были проведены тесты, направленные на определение статистической значимости полученных результатов точности. Непараметрический тест Фридмана был направлен на выявление общих различий между результатами моделей на основе измерений, полученных на каждом из фолдов кросс-валидации. В случае, если тест Фридмана указывал на значимые различия, применялся тест Немени. С его помощью выполнялось попарное сравнение всех моделей, чтобы выявить, между какими моделями наблюдаются статистически значимые различия. Так как для всех 3 случаев нулевая гипотеза (различия результатов статистически незначимы) была отвергнута, была проведена серия тестов Немени. Результаты для всех случаев классификаций представлены на рис. 3–5. Значения, выделенные непрерывной линией, – p -значения в диапазоне от 0,7 до 1, пунктирной линией – от 0,35 до 0,7, другие – от 0 до 0,35.

GNN	1,0	0,436	0,002	0,999	0,618
HNN	0,436	1,0	0,276	0,618	0,016
BERT	0,002	0,276	1,0	0,006	0,000
Code-BERT	0,999	0,618	0,006	1,0	0,436
GNN+HNN	0,618	0,016	0,000	0,436	1,0

GNN HNN BERT Code-BERT GNN+HNN

Рис. 3. Классификация на 3 класса

GNN	1,0	1,0	0,081	0,980	0,860
HNN	1,0	1,0	0,081	0,980	0,860
BERT	0,081	0,081	1,0	0,276	0,004
Code-BERT	0,980	0,980	0,276	1,0	0,526
GNN+HNN	0,860	0,860	0,004	0,526	1,0

GNN HNN BERT Code-BERT GNN+HNN

Рис. 4. Классификация на легитимные и вредоносные

Лучшие метрики во всех случаях получены ансамблем моделей GNN, обученной на CFG, и HNN, обученной на дизассемблированных кодах и признаках, извлеченных из отчета Cuckoo Sandbox. Такой результат обусловлен высокой эффективностью каждой из архитектур применительно к отдельно взятым признакам. Второй по эффективности результат демонстрирует CodeBERT. Несмотря на конкурентную эффективность CodeBERT, важно отметить, что она имеет в 10 раз больше параметров, чем ансамбль GNN+HNN, и требует больших вычислительных и временных ресурсов для обучения.

GNN	1,0	0,211	0,010	0,860	0,526
HNN	0,211	1,0	0,790	0,016	0,002
BERT	0,010	0,790	1,0	0,000	0,000
Code-BERT	0,860	0,016	0,000	1,0	0,980
GNN+HNN	0,526	0,002	0,000	0,980	1,0

GNN HNN BERT Code-BERT GNN+HNN

Рис. 5. Классификация на вредоносные и APT-вредоносные

Наибольшую сложность для всех моделей представляет случай с разграничением вредоносных и APT-вредоносных программ. Это связано с тем, что такие программы демонстрируют схожие поведенческие паттерны в изолированной среде. Полученная точность 0,745 в дальнейшем может быть повышена за счет аугментации набора данных вредоносных программ.

Обученный ансамбль GNN+HNN с классификационным слоем стал алгоритмической основой программного модуля идентификации вредоносного программного кода (см. рис. 1), входящего в состав программного комплекса «CoDetective» [18].

Заключение

В рамках данного исследования были разработаны подход и программный модуль для идентификации вредоносного программного кода. Подход позволяет идентифицировать программный код как легитимный, вредоносный или APT-вредоносный.

В основе разработанного подхода лежит интеграция динамического анализа поведения программы и методов глубокого обучения. Динамический анализ реализуется за счет использования сведений из отче-

тов Cockoo Sandbox в то время, как глубокие НС обучаются на данных, полученных в результате реверс-инжиниринга – ассемблерном коде и CFG. В рамках проведенных экспериментов доказана особая эффективность ансамблевой архитектуры, сочетающей GNN и HNN. Такая модель позволяет добиться точности 0,88 для 3-классовой классификации, 0,94 – для случая разграничения легитимного и вредоносного кода и 0,745 – для случая разграничения вредоносного и АРТ-вредоносного кода.

В продолжение данного исследования будет выполнено внедрение подхода к идентификации вредоносных программ и программного модуля на его основе в программный комплекс CoDetective. Усовершенствованный программный комплекс будет апробирован для решения задач идентификации автора-программиста, вирусписателя или АРТ-группировки, создавшего или создавшей программный код.

Исследование выполнено при финансовой поддержке Министерства науки и высшего образования РФ в рамках базовой части государственного задания ТУСУРа на 2023–2025 гг. (проект № FEWM-2023-0015).

Литература

1. Tsfaty C. Malicious Source Code Detection Using Transformer / C. Tsfaty, M. Fire // arXiv preprint. – arXiv: 2209.07957. – 2022. – URL: <https://arxiv.org/abs/2209.07957>, свободный (дата обращения: 09.02.2025).
2. The Backstabber's Knife Collection [Электронный ресурс]. – URL: <https://dasfreak.github.io/Backstabbers-Knife-Collection>, свободный (дата обращения: 09.02.2025).
3. Navid S.Z. Static Detection of Malicious Code in Programs Using Semantic Techniques / S.Z. Navid, P. Dey, S. Hasan, M. Ali // 2020 11th International Conference on Electrical and Computer Engineering (ICECE). – 2020. – P. 327–330. DOI: 10.1109/ICECE51571.2020.9393121.
4. OWL2. – URL: <https://www.w3.org/TR/owl2-overview>, свободный (дата обращения: 09.02.2025).
5. Using Pre-trained Transformers to Detect Malicious Source Code Within JavaScript Packages / M. Klein, D. Krupka, C. Winter, M. Gergeleit, L. Martin // Informatik. Lecture Notes in Informatics (LNI). – 2024. – P. 529–538. DOI: 10.18420/inf2024.
6. Буханов Д.Г. Выявление вредоносного программного обеспечения на основе классификации графов потоков исходных кодов / Д.Г. Буханов, Д.В. Сулохин // Доклады ТУСУР. – 2018. – Т. 21, № 3. – С. 30–34. DOI: 10.21293/1818-0442-2018-21-3-30-34.
7. Virus Total [Электронный ресурс]. – URL: <https://www.virustotal.com>, свободный (дата обращения: 09.02.2025).
8. Malware Bazaar. – URL: <https://bazaar.abuse.ch>, свободный (дата обращения: 09.02.2025).
9. SourceFinder: Finding Malware Source-Code from Publicly Available Repositories / O.F. Rokon, R. Islam, A. Darki, E.E. Papalexakis, M. Faloutsos // arXiv preprint. – arXiv: 2005.14311. – 2020. – URL: <https://arxiv.org/abs/2005.14311>, свободный (дата обращения: 09.02.2025).
10. Kaggle. – URL: <https://www.kaggle.com/>, свободный (дата обращения: 09.02.2025).
11. Cyber Science Lab. APT Malware dataset. – URL: <https://cybersciencelab.com/advanced-persistent-threat-apt-malware-dataset/>, свободный (дата обращения: 09.02.2025).
12. Kurtukova A. Source Code Authorship Identification Using Deep Neural Networks / A. Kurtukova, A. Romanov, A. Shelupanov // Symmetry. – 2020. – Vol. 12. – P. 2044. – DOI:10.3390/sym12122044.
13. Complex Cases of Source Code Authorship Identification Using a Hybrid Deep Neural Network / A. Kurtukova, A. Romanov, A. Shelupanov, A. Fedotova // Future Internet. – 2022. – Vol. 14. – P. 287. DOI: 10.3390/fi14100287.
14. Куртукова А.В. Разработка методики идентификации авторства бинарных и дизассемблированных кодов программы на основе ансамбля современных методов обработки естественного языка / А.В. Куртукова, А.С. Романов, А.А. Шелупанов // Доклады ТУСУР. – 2023. – Т. 26, № 4. – С. 53–60. DOI: 10.21293/1818-0442-2023-26-4-53-60.
15. Cockoo Sandbox [Электронный ресурс]. – URL: <https://cuckoosandbox.org/index.html>, свободный (дата обращения: 09.02.2025).
16. IDA Pro [Электронный ресурс]. – URL: <https://hex-rays.com/ida-pro>, свободный (дата обращения: 09.02.2025).
17. PyTorch Geometrics [Электронный ресурс]. – URL: <https://pytorch-geometric.readthedocs.io>, свободный (дата обращения: 09.02.2025).
18. Св-во о гос. регистр. программы для ЭВМ № 2021681140. Система для идентификации автора исходного кода программы «CoDetective» / А.В. Куртукова, А.С. Романов. – Заявка №2021667210. Дата поступления: 26 октября 2021. Зар. в Реестре программ для ЭВМ 17 декабря 2021 г.

Куртукова Анна Владимировна

Аспирант каф. комплексной информационной безопасности электронно-вычислительных систем (КИБЭВС) Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР) Ленин пр-т, 40, г. Томск, Россия, 634050
Тел.: +7-905-991-67-13
Эл. почта: av.kurtukova@gmail.com

Поступила в редакцию: 14.02.2025.

Принята к публикации: 04.04.2025.

Kurtukova A.V.

An Integrated Approach to Malware Identification Based on Dynamic Analysis and Deep Learning

The article presents a new approach to malware identification. It is based on the idea of integrating program behavior analysis methods with modern machine learning algorithms. The process includes program disassembly, control flow graph construction, behavioral patterns detection in an isolated environment, meta-information extraction and program classification into 3 classes. The algorithmic basis of the developed approach is an ensemble of graph and hybrid neural networks. The purpose of the graph network is to analyze the control flow graph, and the hybrid network is to analyze static and dynamic features defined by Cockoo Sandbox, as well as assembly code obtained as a result of reverse engineering. The approach based on such an ensemble demonstrates an accuracy of 0.88 in classifying code into legitimate, malicious and APT malware and 0.94 - into legitimate and malicious.

Keywords: malware, APT, static analysis, dynamic analysis, virus.

DOI: 10.21293/1818-0442-2024-28-1-108-113

References

1. Tsfaty C., Fire M. Malicious Source Code Detection Using Transformer. *arXiv preprint*, arXiv: 2209.07957, 2022. Available at: <https://arxiv.org/abs/2209.07957>, free (Accessed: February 09, 2025).
2. The Backstabber's Knife Collection. Available at: <https://dasfreak.github.io/Backstabbers-Knife-Collection>, free (Accessed: February 09, 2025).
3. Navid S.Z., Dey P., Hasan S., Ali M. Static Detection of Malicious Code in Programs Using Semantic Techniques. *2020 11th International Conference on Electrical and Computer Engineering (ICECE)*, 2020, pp. 327–330. DOI: 10.1109/ICECE 51571.2020.9393121.
4. OWL2. Available at: <https://www.w3.org/TR/owl2-overview>, free (Accessed: February 09, 2025).
5. Klein M., Krupka D., Winter C., Gergeleit M., Martin L. Using Pre-trained Transformers to Detect Malicious Source Code Within JavaScript Packages. *Informatik, Lecture Notes in Informatics (LNI)*, 2024, pp. 529–538. DOI: 10.18420/inf2024.
6. Bukhanov D.G., Sulokhin D.V. [Detection of malware based on the classification of source code graphs]. *Proceedings of TUSUR University*, 2018, vol. 21 no. 3, pp. 30–34. DOI: 10.21293/1818-0442-2018-21-3-30-34 (in Russ.).
7. Virus Total. Available at: <https://www.virustotal.com>, free (Accessed: February 09, 2025).
8. Malware Bazaar. Available at: <https://bazaar.abuse.ch>, free (Accessed: February 09, 2025).
9. Rokon O.F., Islam R., Darki A., Papalexakis E.E., Faloutsos M. SourceFinder: Finding Malware Source-Code from Publicly Available Repositories. *arXiv preprint*, arXiv: 2005.14311, 2020. Available at: <https://arxiv.org/abs/2005.14311> (Accessed: February 09, 2025).
10. Kaggle. Available at: <https://www.kaggle.com>, free (Accessed: February 09, 2025).
11. Cyber Science Lab. APT Malware dataset. Available at: <https://cybersciencelab.com/advanced-persistent-threat-apt-malware-dataset>, free (Accessed: February 09, 2025).
12. Kurtukova A., Romanov A., Shelupanov A. Source Code Authorship Identification Using Deep Neural Networks. *Symmetry*, 2020, vol. 12, 2044. DOI:10.3390/sym12122044.
13. Kurtukova A., Romanov A., Fedotova A., Shelupanov A. Complex Cases of Source Code Authorship Identification Using a Hybrid Deep Neural Network. *Future Internet*, 2022, vol. 14, 287. DOI: 10.3390/fi14100287.
14. Kurtukova A., Romanov A., Shelupanov A. [Development of a methodology for identifying the authorship of binary and disassembled program codes based on an ensemble of modern natural language processing methods]. *Proceedings of TUSUR University*, 2023, vol. 26, no. 4, pp. 53–60. DOI: 10.21293/1818-0442-2023-26-4-53-60. (In Russ.).
15. Cockoo Sandbox. Available at: <https://cuckoosandbox.org/index.html>, free (Accessed: February 09, 2025).
16. IDA Pro. Available at: <https://hex-rays.com/ida-pro>, free (Accessed: February 09, 2025).
17. PyTorch Geometrics. Available at: <https://pytorch-geometric.readthedocs.io>, free (Accessed: February 09, 2025).
18. Kurtukova A.V., Romanov A.S. *Sistema dlya identifikatsii avtora iskhodnogo koda programmy «CoDetective»* [System for identifying the author of the source code of the program «CoDetective»]. Rosreestr RF, no. 2021667210, 2021.

Anna V. Kurtukova

Postgraduate student, Department of Complex Information Security of Electronic Computer Systems (KIBEVS), Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics (TUSUR)
40, Lenin pr., Tomsk, Russia, 634050
Phone: +7-905-991-67-13
Email: av.kurtukova@gmail.com

Received: 14.02.2025.

Accepted: 04.04.2025.

УДК 04.032.26

Г.Д. Дюдюн, М.А. Лапина, М.Г. Бабенко

Исследование новых сценариев состязательных атак на нейронные сети распознавания образов в контексте поиска новых методов защиты

Нейронные сети (НС) являются эффективным инструментом решения трудно формализуемых задач, что сделало их незаменимым инструментом для их решения. Однако методики информационной защиты в данной области всё ещё не имеют достаточного уровня защиты, что делает их уязвимыми для киберпреступников. В данной статье исследуются состязательные атаки на НС, их особенности, а также предлагается новая методика обнаружения состязательных атак.

Ключевые слова: нейронные сети, машинное обучение, информационная безопасность, состязательные атаки.

DOI: 10.21293/1818-0442-2024-28-1-114-118

В настоящее время для распознавания изображений используются глубокие нейронные сети (DNN). Глубокие нейронные сети восприимчивы к шуму во входных данных. Шум, незаметный для человеческого глаза, может привести к сбоям в работе глубоких нейронных сетей. Атаки, основанные на зашумлении обучающей выборки, называют состязательными атаками, а искаженные или специально сгенерированные для них данные – состязательными примерами. В современном мире состязательные атаки (Adversarial attacks) становятся все более распространенным и опасным явлением, в данной работе мы рассматриваем влияние состязательной атаки на сверточные нейронные сети и предлагаем новый метод их обнаружения.

Постановка задачи

На данный момент ученые выделяют три основных типа состязательных атак (рис. 1).

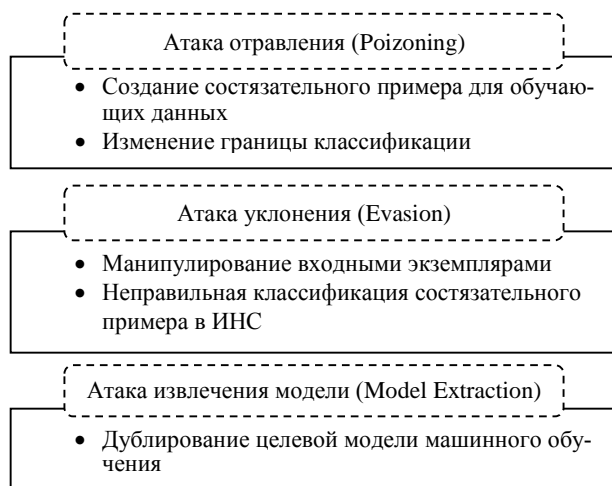


Рис. 1. Типы состязательных атак

В основе всех трех типов состязательных атак используется подход, основанный на внесении незначительных изменений в исходные данные, за счёт чего можно добиться существенного изменения результата классификации. Состязательные атаки стали активно изучаться в контексте различных задач машинного обучения и искусственного интеллекта [11].

В настоящее время существуют различные алгоритмы и модификации состязательных атак, включая FGSM (Fast Gradient Sign Method), DeepFool, C&W (Carlini & Wagner) и др., представленные в табл. 1.

Таблица 1

Методики проведения состязательных атак

Тип атаки	Название атаки
Атака уклонения	FGSM
	DeepFool
	JSMA
	PGD
	BIM
Атака отравления	Carlini & Wagner
	Feature collision
	SWM Poisoning
	Backdoor Attack
Атака извлечения модели	Knock off Nets
	MiFace
	Copycat CNN

В 2013 г. C.C. Szegedy et al. [1] доказали влияние незаметных глазу искажений на результат распознавания данных нейронной сетью.

I.J. Goodfellow, J. Shlens, C. Szegedy в 2014 г. исследуют влияние состязательных атак на модели машинного обучения и предлагают методы противодействия, являющиеся неактуальными к настоящему моменту [2].

В 2016 г. N. Papernot et al. [3] формализуют пространство злоумышленников против НС и представляют алгоритм создания состязательных примеров на основе сравнения входных и выходных данных НС.

В 2017 г. A. Madry et al. [4] представляют методику создания глубоких моделей, устойчивых к состязательным атакам. Они предлагают новый подход к обучению моделей, который предусматривает множество сценариев проведения атаки и способствует повышению устойчивости модели к ним. Минус данного подхода в его статичности: с появлением новых сценариев состязательных атак данный метод защиты будет нуждаться в улучшении и доработке.

Таким образом, решение проблемы противодействия состязательным атакам имеет важное значение

при обеспечении информационной безопасности систем машинного обучения. Разработка методов защиты является актуальной задачей из-за недостаточной эффективности существующих методик. Исходя из всего вышесказанного, особую актуальность приобретает решение задачи разработки методов обнаружения состязательных атак и защиты от них в условиях динамически изменяемой среды.

Предлагаемое решение

Большинство современных подходов к защите от состязательных атак основаны на повышении устойчивости нейронных сетей (НС) к состязательным атакам. Однако не менее важным является возможность своевременного устранения последствий атаки. Наша методика основана на гипотезе, что НС, которая была обучена на данных, подвергшихся искажению при состязательной атаке, будет совершать большее количество ошибок при распознавании неискаженных данных. При этом большинство ошибок будет совершено на правильных элементах, которые подвергались искажению при атаке. Таким образом, суть нашей методики заключается в проведении тестирования нейронной сети, на которую предварительно была совершена состязательная атака, подсчете «забракованных ответов» и определении характера искажения и самих искаженных данных для скорейшей минимизации последствий.

Моделирование

Для проведения моделирования нами была выбрана наиболее простая по своей структуре свёрточная нейронная сеть распознавания образов на основе базы данных изображений рукописных цифр MNIST.

Структурная схема моделирования предложенного метода представлена на рис. 2.

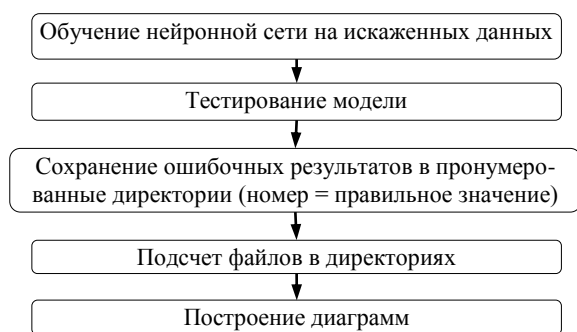


Рис. 2. Алгоритм проведения эксперимента на доказательство методики

По результатам подсчета количества элементов в каждой из конечных директорий, отмеченных цифрами соответствующих элементов, были построены диаграммы (рис. 3, 4).

Для диаграмм на рис. 3 по горизонтальной оси отложен номер директории, а по вертикальной – количество файлов в директории.

Из диаграммы на рис. 3 видно, что наибольшее количество ошибок совершено именно при распознавании изображений цифры «4», из чего неосведом-

ленный об атаке наблюдатель сможет сделать вывод, что в результате атаки пострадала только 1 категория данных, и вовремя исправит ошибку. Таким образом, наша гипотеза верна, а значит, предлагаемая методика является применимой. В качестве проверки и окончательного доказательства теории необходимо также проверить гипотезу о том, что состязательная атака на любой элемент датасета окажет одинаковое влияние на общую работу нейросети. Для этого последовательно произведем атаку на каждый тип элементов и сверим показатели общей точности работы модели на тесте.

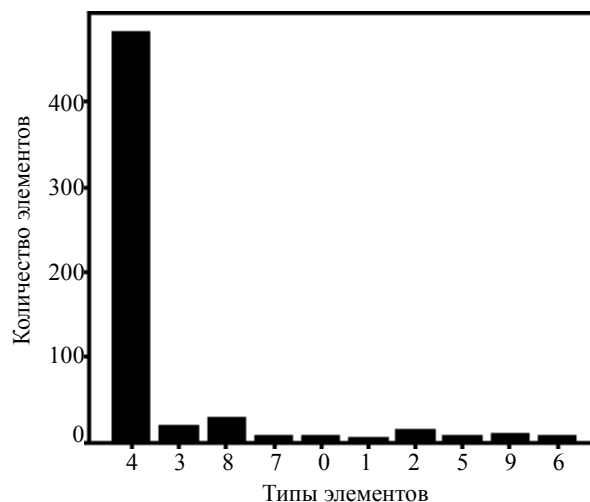


Рис. 3. Диаграмма результатов эксперимента (с элементом «4»)

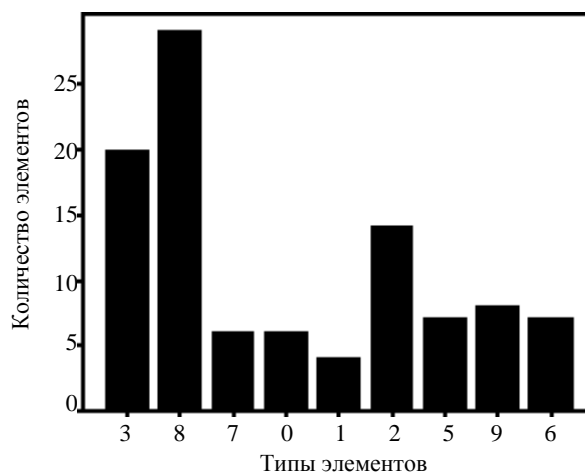


Рис. 4. Диаграмма результатов эксперимента (без элемента «4»)

Результаты замеров точности представлены в табл. 2. Названия строк – это атакуемые элементы, а названия столбцов – новые значения идентифицирующих меток, используемые для замены. Как видно из таблицы, значения точности различаются не более чем на 0,02%, следовательно, можно считать, что атаки оказали одинаковое воздействие на работу нейросети и что выбор элемента для атаки не влиял на результат основного эксперимента.

Таблица 2

Значения общей точности при атаках										
	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
0	0,980	0,871	0,874	0,872	0,874	0,875	0,877	0,876	0,871	0,876
1	0,868	0,980	0,863	0,870	0,867	0,865	0,862	0,865	0,867	0,865
2	0,879	0,877	0,980	0,884	0,882	0,879	0,878	0,881	0,879	0,878
3	0,880	0,878	0,880	0,980	0,879	0,881	0,879	0,879	0,879	0,878
4	0,886	0,887	0,885	0,883	0,980	0,887	0,882	0,886	0,885	0,885
5	0,894	0,892	0,891	0,893	0,895	0,980	0,893	0,893	0,894	0,888
6	0,880	0,880	0,882	0,880	0,880	0,877	0,980	0,877	0,876	0,878
7	0,879	0,875	0,878	0,880	0,880	0,879	0,875	0,980	0,879	0,876
8	0,884	0,884	0,882	0,887	0,884	0,886	0,883	0,884	0,980	0,886
9	0,879	0,882	0,880	0,884	0,886	0,883	0,879	0,882	0,881	0,980

Методика образцов

Исходя из данных прошлого эксперимента, становится понятно, что атакованный элемент можно определить по резко возросшему количеству ошибок, совершаемых нейронной сетью при распознавании данного элемента на тесте. Однако данный подход обладает двумя существенными недостатками:

– Не все нейросети поддерживают возможность сравнения ответов нейронной сети с идентифицирующими метками элементов.

– Для предотвращения доступа злоумышленника к тестовым данным необходимо выделять часть данных для изолированного хранения.

С нашей точки зрения, оптимальным вариантом является использование обучаемой на неискаженных данных искусственной нейронной сети-образца (ИНС-образца), с высокой вероятностью дающей объективно правильные ответы. При этом обучение образца на полном объеме данных будет невыгодным и времязатратным, поэтому перед нами встает задача определения эффективного объема данных, необходимых для обучения такого ИНС-образца.

Для решения данной задачи используется ранее обученная на искаженных данных нейросеть распознавания образов. На основе данных о её архитектуре была сделана программная копия данной нейронной сети, после чего данная копия была обучена на постепенно увеличиваемом объеме данных. Для простоты максимальное количество используемых данных ограничено 10% с шагом в 1% для каждого нового теста (табл. 3).

Таблица 3

Количество ошибок распознавания в зависимости от процента использованных обучающих данных

		Количество использованных обучающих данных (%)								
		1	2	3	4	5	6	7	8	9
Элементы (цифры)	0	4	4	0	3	3	2	1	1	0
	1	6	3	3	2	3	3	2	2	1
	2	19	12	15	13	18	16	8	8	8
	3	22	21	27	17	12	17	14	9	12
	4	92	104	104	105	102	104	103	107	105
	5	24	19	21	11	22	12	13	10	8
	6	8	9	7	6	8	5	5	5	5
	7	13	15	15	25	18	12	11	16	11
	8	19	22	16	15	13	15	13	14	12
	9	17	12	10	12	6	11	7	7	8

После завершения эксперимента была построена диаграмма количества «отбракованных» элементов в зависимости от процента использованных в обучении ИНС-образца данных (рис. 5, 6).

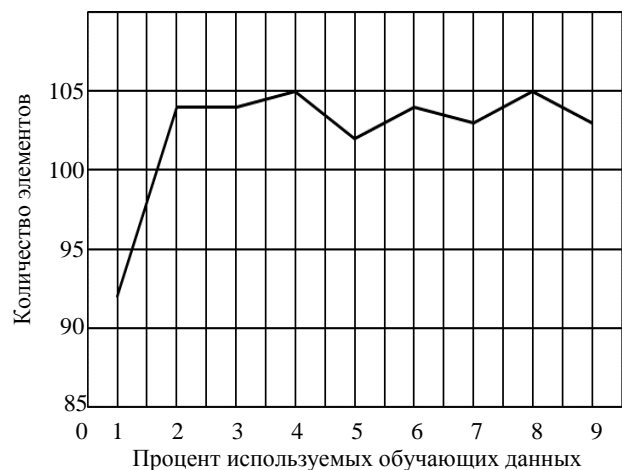


Рис. 5. График изменения количества отбракованных элементов вида «4» от процента обучающих данных

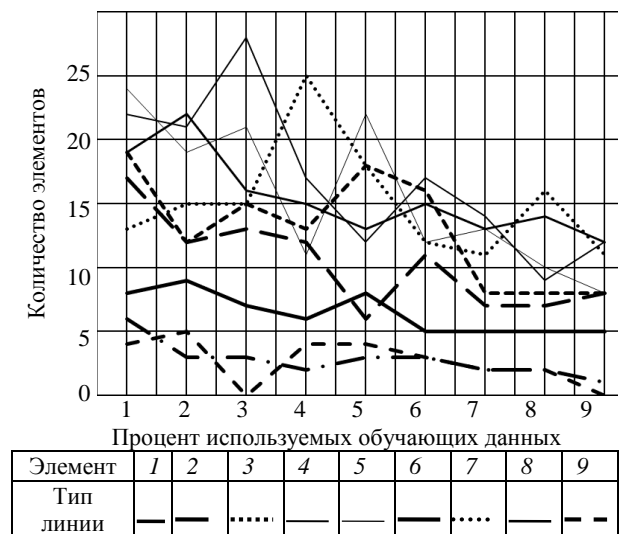


Рис. 6. График изменения количества неатакованных отбракованных элементов от процента обучающих данных

Из таблицы видно, что наибольшее количество искаженных элементов было «отбраковано» при использовании 8 и 9% ИНС-образцов. Поскольку мы пытаемся детектировать атакованный элемент на

основе анализа ошибок нейронной сети и этим же способом определять влияние совершенной атаки на не атакованные элементы, то 9% ИНС-образец является наиболее подходящим благодаря четкой контрастности результатов, полученных при его использовании. Также использование столь малого количества данных позволит добиться высокой скорости подготовки образца к проверке и низкой загруженности вычислительных ресурсов.

Таким образом, метод детектирования состязательной атаки с использованием ИНС-образца способен показывать положительные результаты при детектировании состязательной атаки и определении её влияния на работу нейронной сети.

Выводы

По результатам эксперимента выяснено, что определение характера состязательной атаки на основе анализа ответов атакованной нейронной сети возможно и данная методика имеет право на существование. Однако требуется продолжение исследований в данной области, в частности, апробация методики на более сложных моделях нейронных сетей и использование для атаки более специфических и комплексных искажений обучающих данных.

Литература

1. Intriguing properties of neural networks / C. Szegedy, W. Zaremba, I. Sutskever, J. Bruna, D. Erhan, I. Goodfellow, R. Fergus // arXiv preprint arXiv:1312.6199.2013.
2. Explaining and harnessing adversarial examples / I.J. Goodfellow, J. Shlens, C. Szegedy // arXiv preprint arXiv:1412.6572.2014.
3. The limitations of deep learning in adversarial settings / N. Papernot, P. McDaniel, S. Jha, M. Fredrikson, Z.B. Celik, S. Ananthram // 2016 IEEE European symposium on security and privacy (EuroS&P). – IEEE. – 2016. – P. 372–387.
4. Towards deep learning models resistant to adversarial attacks / A. Madry, A. Makelov, L. Schmidt, D. Tsipras, A. Vladu // arXiv preprint arXiv:1706.06083.2017.
5. Adversarial attacks and defenses in images, graphs and text: A review / H. Xu, Y. Ma, H. Liu, D. Deb, H. Liu, J. Tang, A.K. Jain // International Journal of Automation and Computing. – 2020. – Vol. 17. – P. 151–178.
6. Multi-column deep neural network for traffic sign classification / D. Ciresan, U. Meier, J. Masci, J. Schmidhuber // Neural Networks. – 2012. – Vol. 32. – P. 333–338.
7. Ivanyuk V.A. Neural networks and their analysis // Chronoeconomics. – 2021. – № 4 (32) [Электронный ресурс]. – URL: <https://cyberleninka.ru/article/n/neyronnye-seti-i-ih-analiz>, свободный (дата обращения: 28.09.2023).
8. Neuron networks – development prospects / K.S. Kachagina, A.D. Safarova // E-Scio. – 2021. – No. 2 (53) [Электронный ресурс]. – URL: <https://cyberleninka.ru/article/n/neyronnye-seti-perspektivy-razvitiya>, свободный (дата обращения: 28.09.2023).
9. Investigation of adversarial attacks on pattern recognition neural networks / D.V. Kotlyarov, G.D. Dyudyun, N.V. Rzhetskaya, M.A. Lapina, M.G. Babenko // Proceedings of the Institute for System Programming of the RAS. – 2023. – Vol. 35, No. 2. – P. 35–48 [Электронный ресурс]. – URL: http://syrcose.ispras.ru/2023/submissions/SYRCOSE_2023_paper_1044.pdf, свободный (дата обращения: 15.01.2025).
10. Особенности организации атак на нейронные сети для распознавания образов / М.А. Лапина, Н.В. Ржевская, Д.В. Котляров, Г.Д. Дюдюн // Auditorium. – 2023. – № 2 (38). – С. 97–103 [Электронный ресурс]. – URL: <https://www.elibrary.ru/item.asp?id=54117348>, свободный (дата обращения: 28.09.2023).
11. Анализ методов обнаружения состязательных атак на глубокие нейронные сети / М.А. Лапина, Г.Д. Дюдюн, Д.В. Котляров // Матер. VIII Междунар. науч.-практ. конф. «Дистанционные образовательные технологии», «ДОТ-2023», 19–21 сентября 2023 г., Ялта. – С. 345–348 [Электронный ресурс]. – URL: <http://elibrary.ru/item.asp?id=54606341>, свободный (дата обращения: 28.09.2023).
12. Analysis of an existing method for detecting adversarial attacks on deep neural networks / M.A. Lapina, G.D. Dudun, D.V. Kotlyarov, N.V. Rjevskaya, S.J. Subramanian // Current Problems of Applied Mathematics and Computer Systems. CPAMCS 2023. Lecture Notes in Networks and Systems, – Vol. 1044. – Springer, – Cham [Электронный ресурс]. – URL: https://doi.org/10.1007/978-3-031-64010-0_29, свободный (дата обращения: 28.09.2023).

Дюдюн Глеб Дмитриевич

Студент каф. информационной безопасности автоматизированных систем
Северо-Кавказского федерального университета (СКФУ)
Пушкина ул., 1, г. Ставрополь, Россия, 355017
ORCID: 0009-0008-1256-0204
Тел.: +7-906-467-86-36
Эл. почта: gleb.dudun@gmail.com

Лапина Мария Анатольевна

Канд. физ.-мат. наук, доцент каф. вычислительной математики и кибернетики фак-та математики и компьютерных наук им. проф. Н.И. Червякова СКФУ
Пушкина ул., 1, г. Ставрополь, Россия, 355017
ORCID: 0000-0001-8117-9142
Тел.: +7-918-761-00-38
Эл. почта: mlapina@ncfu.ru

Бабенко Михаил Григорьевич

Науч. рук., д-р ф.-м.н. доцент, зав. каф. вычислительной математики и кибернетики фак-та математики и компьютерных наук им. проф. Н.И. Червякова СКФУ
Пушкина ул., 1, г. Ставрополь, Россия, 355017
ORCID: 0000-0001-7066-0061
Тел.: +7-906-440-02-19
Эл. почта: mgbabenko@ncfu.ru

Поступила в редакцию: 27.11.2024.

Принята к публикации: 17.04.2025.

Dyudyun G.D., Lapina M.A., Babenko M.G.

Exploring new scenarios of adversarial attacks on pattern recognition neural networks in the context of finding new defense methods

Neural networks (NNs) are an effective tool for solving hard-to-formalize problems, which has made them indispensable tools for solving them. However, information defense techniques in this area still lack sufficient protection, making them vulnerable to cybercriminals. This paper investigates adversarial attacks on neural networks, their characteristics, and proposes a new technique for detecting adversarial attacks.

Keywords: Neural networks, machine learning, information security, adversarial attacks.

DOI: 10.21293/1818-0442-2024-28-1-114-118

References

1. Szegedy C., Zaremba W., Sutskever I., Bruna J., Erhan D., Goodfellow I., Fergus R. Intriguing properties of neural networks arXiv preprint arXiv:1312.6199.2013.
2. Goodfellow I.J., Shlens J., Szegedy C. Explaining and harnessing adversarial examples. arXiv preprint arXiv:1412.6572.2014.
3. Papernot N., McDaniel P., Jha S., Fredrikson M., Celik Z.B., Ananthram Swami. The limitations of deep learning in adversarial settings. *2016 IEEE European symposium on security and privacy (EuroS&P)*, IEEE, 2016, pp. 372–387.
4. Madry A., Makelov A., Schmidt L., Tsipras D., Vladu A. Towards deep learning models resistant to adversarial attacks. arXiv preprint arXiv:1706.06083.2017.
5. Xu H., Ma Y., Liu H., Deb D., Liu H., Tang J., Jain A.K. Adversarial attacks and defenses in images, graphs and text: A review. *International Journal of Automation and Computing*. 2020. vol. 17, pp. 151–178.
6. Ciresan D., Meier U., Masci J., Schmidhuber J. Multi-column deep neural network for traffic sign classification *Neural Networks*, vol. 32, 2012, pp. 333–338.
7. Ivanyuk V.A. Neural networks and their analysis. *Chronoeconomics*. 2021, no. 4 (32). URL: <https://cyberleninka.ru/article/n/neyronnye-seti-i-ih-analiz>, free (Accessed: September 28, 2023).
8. Kachagina K.S., Safarova A.D. Neuron networks – development prospects. *E-Scio*. 2021, no. 2 (53). URL: <https://cyberleninka.ru/article/n/neyronnye-seti-perspektivy-razvitiya>, free (Accessed: September 28, 2023).
9. Kotlyarov D.V., Dyudyun G.D., Rzhetskaya N.V., Lapina M.A., Babenko M.G. Investigation of adversarial attacks on pattern recognition neural networks. *Proceedings of the Institute for System Programming of the RAS*, – 2023, vol. 35, no. 2, pp. 35–48. URL: http://syrcoise.ispras.ru/2023/submissions/SYRCOSE_2023_paper_1044.pdf, free (Accessed: September 28, 2023).
10. Lapina M.A., Rzhetskaya N.V., Kotlyarov D.V., Dyudyun G.D. Features of organization of attacks on neural networks for pattern recognition. *Auditorium*. 2023, no. 2 (38). pp. 97–103 (in Russ.). URL: <https://www.elibrary.ru/item.asp?id=54117348>, free (Accessed: September 28, 2023).
11. Lapina M.A., Dyudyun G.D., Kotlyarov D.V. Analysis of methods for detecting adversarial attacks on deep neural networks. *Proceedings of the VIII International Scientific and Practical Conference «Distance Education Technologies», «DET-2023»*, section «Information Security and Cyber Resistance», September 19–21, 2023, Yalta, pp. 345–348. (in Russ.) URL: <http://elibrary.ru/item.asp?id=54606341>, free (Accessed: September 28, 2023).
12. Lapina M.A., Dyudyun G.D., Kotlyarov D.V., Rzhetskaya N., Subramanian S.J. Analysis of an existing method for detecting adversarial attacks on deep neural networks. *Current Problems of Applied Mathematics and Computer Systems*. CPAMCS 2023. Lecture Notes in Networks and Systems, vol. 1044. Springer, Cham. URL: https://doi.org/10.1007/978-3-031-64010-0_29, free (Accessed: September 28, 2023).

Gleb D. Dyudyun

Student, Department of Information Security of Automated Systems, North Caucasus Federal University 1, Pushkin st., Stavropol, Russia, 355017
 ORCID: 0009-0008-1256-0204
 Phone: +7-906-467-86-36
 Email: gleb.dudun@gmail.com

Maria A. Lapina

Candidate Sciences in Physics and Mathematics, Associate Professor, Department of Computational Mathematics and Cybernetics, Faculty of Mathematics and Computer Sciences named after professor N.I. Chervakov, North Caucasus Federal University, Associate Professor 1, Pushkin st., Stavropol, Russia, 355017
 ORCID: 0000-0001-8117-9142
 Phone: +7-918-761-00-38
 Email: mlapina@ncfu.ru

Mikhail G. Babenko

Supervisor, Doctor of Physical and Mathematical Sciences, Head of the Department of Computational Mathematics and Cybernetics, Faculty of Mathematics and Computer Sciences named after professor N.I. Chervakov, North Caucasus Federal University, Associate Professor 1, Pushkin st., Stavropol, Russia, 355017
 ORCID: 0000-0001-7066-0061
 Phone: +7-906-440-02-19
 Email: mgbabenko@ncfu.ru

Received: 27.11.2024.

Accepted: 17.04.2025.

УДК 004.838

А.В. Поначугин, В.Д. Степанов, А.С. Базуева

Перспективы использования искусственного интеллекта в информационно-телекоммуникационных сетях

Актуальность статьи обусловлена современными требованиями к обработке больших объёмов данных, которые привели к значительному повышению уровня информационных технологий и появлению технологии искусственного интеллекта. В настоящее время технология искусственного интеллекта широко используется при построении, оптимизации и эксплуатации информационно-телекоммуникационных сетей. Цель статьи – обоснование влияния технологии искусственного интеллекта на задачи, решаемые с помощью информационно-телекоммуникационных сетей. Объект исследования – технология искусственного интеллекта. Предмет исследования – технология искусственного интеллекта в информационно-телекоммуникационных сетях. Научная новизна – обоснование использования технологии искусственного интеллекта для обеспечения производительности и безопасности информационно-телекоммуникационных сетей в различных областях.

Ключевые слова: искусственный интеллект, сеть, сетевые технологии, информационно-телекоммуникационные сети.

DOI: 10.21293/1818-0442-2024-28-1-119-123

Актуальность темы статьи обусловлена активным развитием информационно-телекоммуникационных сетей с использованием интеллектуальных систем. Комплекс технологических решений, позволяющий имитировать когнитивные функции человека, называют искусственным интеллектом (ИИ).

Система, состоящая из объектов, которые осуществляют функции генерации, преобразования, хранения и потребления какого-либо продукта (узлы сети) и коммуникационных линий, осуществляющих передачу вышеуказанного продукта между этими узлами, является телекоммуникационной сетью. Передаваться могут следующие продукты: масса, энергия или информация. Таким образом, различают вещественные, энергетические и информационные сети. Под информационно-телекоммуникационной сетью (ИТС) принято подразумевать такую коммуникационную сеть, в которой генерируется, перерабатывается, хранится и используется какая-либо информация.

В настоящее время наибольшее распространение получают интегральные информационные сети, передающие в едином канале звук, изображение и данные. Доступ к информации может осуществляться исключительно при условии использования средств вычислительной техники. Процесс управления и контроля сетевых ресурсов в целях обеспечения эффективной и надёжной передачи данных принято рассматривать как управление сетями связи.

В статье рассмотрены технологии и методы, использующиеся в области передачи данных. Для лучшего понимания пользы от использования данных технологий в управлении ИТС рассмотрено применение их в реальных ситуациях.

Основные понятия ИИ

К ИИ можно отнести разработку и отлаживание программных продуктов, которые способны решать задачи, требующие способностей соответствующих или хотя бы близких к интеллектуальным способностям человека. Для этого пытаются создать такие

компьютерные системы, которые в состоянии самообучаться, принимать решения и справляться с проблемами, которые пока улаживаются людьми [7].

Одним из основных методов ИИ является машинное обучение. Именно машинное обучение позволяет системам, обслуживающим ИТС, учиться прогнозировать поведение устройств и пользователей, что приводит к расширению функциональности и росту эффективности этих систем [9,10,12]. Ниже на рис. 1 представлено контролируемое машинное обучение на основании поиска шаблонов.

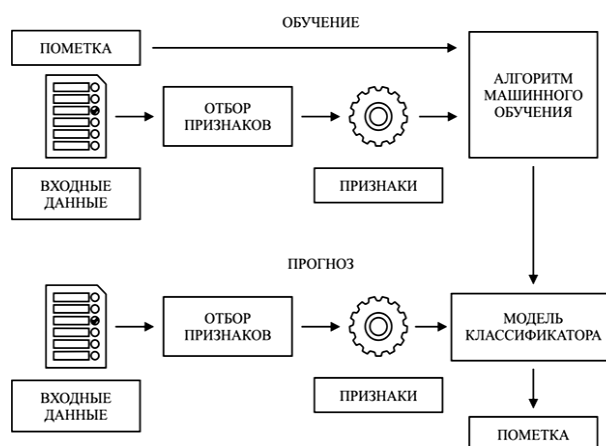


Рис. 1. Контролируемое машинное обучение

Важным для определения основных понятий ИИ является и применение эволюционных алгоритмов для обучения искусственной нейронной сети.

Нейроэволюционный подход к обучению и настройке нейронной сети использует абстракцию естественной эволюции – эволюционные алгоритмы для построения абстракций биологических нейронных сетей. Использование комбинации искусственных нейронных сетей и эволюционных алгоритмов позволяет организовывать системы, способные к разумному поведению, совмещая гибкость настройки искусственных нейронных сетей и адаптивность

эволюционных алгоритмов. Большинство методов нейроэволюции следует циклу «сгенерировать-и-протестировать».

Применение ИИ в ИТС автоматизирует процессы передачи данных и управление ИТС, что в итоге приводит к улучшению качества жизни.

Современное состояние и масштабы внедрения ИИ свидетельствуют о росте экономики России, о чем на пленарной сессии форума «Digital Almaty – 2024» заявил премьер-министр России М. Мишустин. Внедрение технологий искусственного интеллекта в России к 2030 г. добавит экономике страны 6%, или более 10 трлн руб. М. Мишустин также подчеркнул, что Россия входит в тройку мировых лидеров по цифровым компетенциям. Он также выделил три приоритетных направления развития информационных технологий в стране:

- запуск крупных проектов технологического суверенитета, так называемых мегапроектов;

- усиление подготовки инженерных команд;

- внедрение цифровых технологий.

Информационно-телекоммуникационные сети

Управление ИТС должно решать следующие задачи:

- планирование и проектирование сети (на этом этапе определяются технические требования к сети, выбирается архитектура сети, разрабатываются схемы сети и распределения ресурсов);

- установка и настройка оборудования (на этом этапе производится физическая установка оборудования, настройка и конфигурирование его параметров для правильной работы);

- наблюдение за состоянием и управление сетью (на этом этапе непрерывно мониторятся процессы, происходящие в сети, обнаруживаются и устраняются проблемы, определяется оптимальная пропускная способность сети, что приводит к росту качества обслуживания);

- обеспечение безопасности сети (на этом этапе сеть должна быть защищена от несанкционированного доступа, вирусов и прочих угроз, здесь же производится резервное копирование и восстановление утерянных данных);

- улучшение и оптимизация сети (на этом этапе анализируется производительность сети, выявляются «узкие» места и проблемы, вносятся изменения и улучшения, что приводит к увеличению эффективности работы и повышению надёжности ИТС).

Применение ИИ в управлении ИТС

Рассмотрим особенности применения ИИ в управлении ИТС соответственно основным задачам, обозначенным выше [4, 5]:

- при планировании и проектировании ИТС при помощи ИИ могут быть решены задачи по определению приоритетности инвестиций в пропускную способность ИТС на основании анализа данных работы участка сети на уровне клиентов. На этом же этапе ИИ может использоваться для анализа типов приложений и поведения пользователей, что создаёт возможности оператору сети по планированию и мас-

штабированию сети для удовлетворения растущих пользовательских потребностей;

- при настройке оборудования ИИ используется для анализа больших объёмов данных о состоянии сети и о прошлых событиях, что предоставляет способность предсказывать возможные сбои и проблемы. Принимаемые на основании этих знаний оператором сети меры по предупреждению и предотвращению сбоев способствуют более надёжной работе сети, минимизируя время простоя;

- при мониторинге и управлении сетью ИИ используется для анализа и оптимизации потоков данных в сети, управления трафиком и балансировки нагрузки между различными узлами сети, что позволяет обеспечивать более высокую пропускную способность и более стабильное и высококачественное соединение для пользователей, что повышает качество обслуживания;

- для обеспечения безопасности работы ИТС ИИ применяется при анализе данных о сетевой активности и обнаружении аномальных процессов, которые могут быть вызваны вредоносными программами или кибератаками. Такой анализ позволяет оператору сети своевременно среагировать на вызовы и принять меры по обеспечению безопасности и защите ИТС как от внешних атак, так и от внутренних нарушений безопасности в режиме реального времени. Кроме того, управляемые ИИ системы способны обрабатывать большие объёмы данных для обнаружения закономерностей, свидетельствующих о злонамеренной деятельности [11];

- при улучшении и оптимизации сети ИИ не заменяет для автоматизации сетевых операций, связанных с мониторингом работы сети, выявлением и устранением сбоев, настройкой, конфигурированием и оптимизацией сетевых устройств, управлением пропускной способностью и маршрутизацией трафика, что позволяет сократить время, затрачиваемое на управление ИТС и повысить её производительность и надёжность.

Отдельно хотелось бы сказать о некоторых других технологиях ИИ, которые могут быть использованы для улучшения и оптимизации работы ИТС:

- генетические алгоритмы, используемые для решения оптимизационных задач маршрутизации, задач по планированию ресурсов, задач по управлению пропускной способностью;

- обработка естественного языка, использующаяся для анализа и понимания естественного языка. В управлении ИТС может использоваться для анализа и классификации таких текстовых данных, как поступающие отчёты о рабочих ошибках и полученная обратная связь от пользователей;

- распознавание образов, использующееся в управлении ИТС для анализа и оптимизации сетевой инфраструктуры, а также при предотвращении атак и сбоев [13].

ИТС и интернет вещей

Развитие ИТС с внедрением ИИ привело к возможности возникновения интернета вещей (ИВ),

который представляет собой сеть подключённых к интернету устройств, обменивающихся данными и взаимодействующих между собой без участия человека. ИВ включает в себя физические устройства, датчики, программное обеспечение и сетевую инфраструктуру.

ИИ в таких ИТС позволяет учиться системам ИВ и прогнозировать поведение устройств и пользователей. Также алгоритмы ИИ в ИВ помогают определить подозрительные действия и предвосхитить возможные атаки или взломы и нейтрализовать угрозы [3].

Области применения ИТС, управляемых ИИ

Далее рассмотрены некоторые сферы применения ИТС с использованием ИИ [1, 6, 14]:

- интернет-голосовой ввод в интернет-переводчиках и голосовых помощниках, поиск картинок по голосовым запросам;

- в медицине ИИ может использоваться для мониторинга состояния пациентов, предсказания возможных заболеваний и рекомендации методов лечения;

- в области транспорта ИИ используется для создания беспилотных автомобилей;

- в области логистики ИИ применяется при доставке заказов при помощи беспилотников;

- ИИ позволяет определить оптимальные сценарии управления энергопотреблением и ресурсами на основе анализа данных о температуре окружающей среды и энергопотреблении;

- в области финансов ИИ поддерживает безопасность платёжных систем;

- в области охранных систем ИИ позволяет распознавать лица и идентифицировать личности, а также находить опасные предметы и вещества;

- в области спорта системы ИИ не только прогнозируют результаты спортивных матчей, но и учитывают индивидуальные способности каждого спортсмена при наборе игроков в команду;

- в области сельского хозяйства с помощью беспилотников с системами ИИ сельскохозяйственные угодья опрыскиваются опасными химикатами;

- в области промышленности технологии ИИ помогают автоматизировать сборочное производство.

Проблемы внедрения ИИ в ИТС

Чтобы обеспечить успешное внедрение ИИ в управление ИТС, необходимо решить несколько задач [15]:

- интеграция существующих ИТС с новыми технологиями на основе ИИ, т.е. системы ИИ не должны нарушать работу уже существующих сетей;

- обеспечение точности в работе систем ИИ, поскольку с течением времени они должны будут принимать надёжные решения на основании точных прогнозов. Для этого системы ИИ должны тщательно тестироваться;

- необходимость и возможность реагировать на изменяющиеся условия в ИТС;

- поскольку сами системы ИИ уязвимы для вредоносных атак, важно устранить любые потенциальные уязвимости до её развёртывания;

- высокая стоимость технологий ИИ;

- наличие обученных кадров;

- адресность ответственности за возможные инциденты (разработчики или пользователи);

- «предвзятость» систем с ИИ из-за невозможности представления общей картины ситуации;

- отсутствие чувств живого человека (сострадание, сочувствие, моральная поддержка), что особенно важно в медицине;

- сингулярность – момент, когда человек не сможет считаться самым умным субъектом на планете.

Заключение

В статье дано понятие искусственного интеллекта, проанализированы задачи, решаемые с помощью информационно-телекоммуникационных сетей, выявлены особенности применения искусственного интеллекта в управлении ИТС, рассмотрено влияние ИИ на возможность возникновения интернета вещей, отмечены современные сферы применения ИТС с использованием ИИ, а также выявлены проблемы внедрения ИИ в ИТС.

В заключение можно сказать, что для развития современного общества огромную роль сыграли компьютерные сетевые технологии, однако в реальных условиях будет возникать огромное количество проблем с безопасностью [7].

Литература

1. Игнатъева Э.А. Анализ практики применения креативных технологий в образовании // Вестник Мининского ун-та. – 2024. – Т. 12, № 1. – С. 1–20. DOI: 10.26795/2307-1281-2024-12-1-2.
2. Молотков М.С. Эволюционный подход к настройке и обучению нейронной сети / М.С. Молотков, А.К. Новиков // Молодой ученый. – 2016. – № 10 (114). – С. 69–71.
3. Официальный сайт Высшей школы экономики. Перспективы интернета вещей [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://issek.hse.ru/news/808983139.html>, свободный (дата обращения: 16.04.2024).
4. Поначугин А.В. Искусственный интеллект: тенденции развития / А.В. Поначугин, В.А. Краснопецев, А.А. Михайлов // Фундаментальные и прикладные исследования в области высоких технологий: сб. науч. трудов. – Калининград, 2023. – С. 58–64.
5. Садуллаев С.М. Искусственный интеллект и его применение в банковской сфере / С.М. Садуллаев, С.Д. Шакаршвили, О.В. Захарова // Финансовые рынки и банки. – 2023. – № 12. – С. 125–127.
6. Самерханова Э.К. Совместная сетевая деятельность как форма самостоятельной работы будущих учителей технологического профиля / Э.К. Самерханова, К.Р. Круподёрова // Вестник Мининского ун-та. – 2023. – Т. 11, № 4. – С. 1–5. DOI: 10.26795/2307-1281-2023-11-4-5.
7. Искусственный интеллект для принятия решений / В.В. Субботина, М.Д. Назаренко, Е.С. Нерпин, Т.В. Сафонова, А.В. Мокряк // Информационные технологии и системы: управление, экономика, транспорт, право. – 2023. – № 4 (48). – С. 35–41.
8. Сюндюкова Е.В. Применение искусственного интеллекта в компьютерных сетевых технологиях // Экономика и качество систем связи. – 2023. – № 1. – С. 58–64.
9. Explainable artificial intelligence (xai): what we know and what is left to attain trustworthy artificial intelligence / S. Ali, T. Abuhmed, Sh. El-Sappagh, Kh. Muhammad,

J.M. Alonso-Moral, R. Confalonieri, R. Guidotti, Ja. Del Ser, N. Díaz-Rodríguez, F. Herrera // *Information Fusion*. – 2023. – Vol. 99. – P. 101805.

10. A survey on XAI and natural language explanations / E. Cambria, L. Malandri, F. Mercurio, M. Mezzanzanica, N. Noban // *Information Processing and Management*. – 2023. – No. 60 (1). – P. 103111. DOI: 10.1016/j.ipm.2022.103111.

11. Counterfactuals and causability in explainable artificial intelligence: Theory, algorithms, and applications / Y.-L. Chou, C. Moreira, P. Bruza, Ch. Ouyang, J. Jorge // *Information Fusion*. – 2022. – No. 81. – P. 59–83.

12. Guidotti R. Counterfactual explanations and how to find them: literature review and benchmarking // *Data Min. Knowl. Discov.* – 2022. – No. 1. – DOI: 10.1007/s10618-022-00831-6.

13. Interpretable deep learning: interpretation, interpretability, trustworthiness, and beyond / X. Li, H. Xiong, X. Li, X. Wu, X. Zhang, J. Liu, J. Bian, D. Dou // *Knowledge and Information Systems*. – 2022. – No. 64 (12). – P. 3197–3234.

14. Exploring healthcare professionals' perceptions of artificial intelligence: piloting the shinners artificial intelligence perception tool / L. Shinners, S. Grace, S. Smith, A. Stephens, Ch. Aggar // *Digital Health*. – 2022. – Vol. 8. DOI: 10.1177/20552076221078110.

15. Tiddi I. Knowledge graphs as tools for explainable machine learning: A survey / I. Tiddi, S. Schlobach // *Artificial Intelligence*. – 2022. – No. 302. – P. 103627.

Поначугин Александр Викторович

Канд. экон. наук, доцент, зав. каф. информационных систем и цифровых сервисов в управлении Нижегородского гос. педагогического ун-та им. К. Минина Ульянова ул., 1, г. Нижний Новгород, Россия, 603005
ORCID: 0000-0001-5518-5565
Тел.: 8-903-602-21-21
Эл. почта: Ponachygin_AV@mininuniver.ru

Степанов Владислав Денисович

Студент каф. информационных систем и цифровых сервисов в управлении Нижегородского гос. педагогического ун-та им. К. Минина Ульянова ул., 1, г. Нижний Новгород, Россия, 603005
Тел.: 8-831-262-20-44
Эл. почта: dance603@mail.ru

Базуева Александра Сергеевна

Студентка каф. информационных систем и цифровых сервисов в управлении Нижегородского гос. педагогического ун-та им. К. Минина Ульянова ул., 1, г. Нижний Новгород, Россия, 603005
Тел.: 8-831-262-20-44
Эл. почта: bazueva_sasha@mail.ru

Поступила в редакцию: 07.02.2024.

Принята к публикации: 24.04.2025.

Ponachugin A.V., Stepanov V.D., Bazueva A.S.

Prospects for the use of artificial intelligence in information and telecommunication networks

The relevance of the article is ensured by modern requirements for processing large amounts of data, that led to a significant increase in the level of information technology and the emer-

gence of artificial intelligence technology. Currently, artificial intelligence technology is widely used for the construction, optimization and operation of information and telecommunication networks. The purpose of the article is to substantiate the influence of artificial intelligence technology on tasks solved using information and telecommunication networks. The research is focused on artificial intelligence technology in information and communication systems. The scientific novelty consists in the rationale for the use of artificial intelligence technology to ensure the performance and security of information and telecommunication networks.

Key words: artificial intelligence, network, network technologies, information and telecommunication networks.

DOI: 10.21293/1818-0442-2024-28-1-119-123

References

1. Ignatyeva E.A. *Analiz praktiki primeneniya kreativnykh tekhnologiy v obrazovanii* [Analysis of the practice of applying creative technologies in education]. *Vestnik of Minin University*, 2024, vol. 12, no. 1, pp. 1–20. DOI: 10.26795/2307-1281-2024-12-1-2 (in Russ.).

2. Molotkov M.S., Novikov A.K. *Evolucionnyy podhod k nastroyke i obucheniyu neyronnoy seti* [Evolutionary approach to setting up and training a neural network]. *Young Scientist*, 2016, no. 10 (114), pp. 69–71 (in Russ.).

3. *Officialnyy sayt Vyshej shkoly ekonomiki. Perspektivy interneta veshhej* [Official website of the Higher School of Economics. Prospects for the Internet-of-Things]. Available at: <https://issek.hse.ru/news/808983139.html>, free (Accessed: April 16, 2024) (in Russ.).

4. Ponachugin A.V., Krasnopevtsev V.A., Mikhailov A.A. *Iskusstvennyy intellekt: tendencii razvitiya. In the Collection: Fundamental and Applied Research in the Field of High Technologies. Collection of Scientific Papers*. Kaliningrad, 2023, pp. 58–64 (in Russ.).

5. Sadullaev S.M., Shakarishvili S.D., Zakharova O.V. *Iskusstvennyy intellekt i ego primeneniye v bankovskoy sfere* [Artificial intelligence and its application in the banking sector]. *Financial Markets and Banks*, 2023, no. 12, pp. 125–127 (in Russ.).

6. Samerkhanova E.K., Krupoderova K.R. *Sovmestnaya setevaya deyatel'nost' kak forma samostoyatel'noy raboty budushchih uchitelej tekhnologicheskogo profilya* [Collaborative network activity as a form of independent work of future technology teachers]. *Vestnik of Minin University*, 2023, vol. 11, no. 4, pp. 1–5. DOI: 10.26795/2307-1281-2023-11-4-5 (in Russ.).

7. Subbotina V.V., Nazarenko M.D., Nerpina E.S., Safonova T.V., Mokryak A.V. *Iskusstvennyy intellekt dlya prinyatiya reshenij* [Artificial intelligence for decision making] // *Information Technologies and Systems: Management, Economics, Transport, Law*, 2023, no. 4 (48), pp. 35–41 (in Russ.).

8. Syundyukova E.V. *Primeneniye iskusstvennogo intellekta v komp'yuternykh setevykh tekhnologiyah* [Application of artificial intelligence in computer network technologies]. *Economics and Quality of Communication Systems*, 2023, no. 1, pp. 58–64 (in Russ.).

9. Ali S., Abuhmed T., El-Sappagh Sh., Muhammad Kh., Alonso-Moral J.M., Confalonieri R., Guidotti R., Del Ser Ja., Díaz-Rodríguez N., Herrera F. Explainable artificial intelligence (xai): what we know and what is left to attain trustworthy artificial intelligence. *Information Fusion*, 2023, vol. 99, p. 101805.

10. Cambria E., Malandri L., Mercurio F., Mezzanzanica M., Noban N. A survey on XAI and natural language explanations. *Information Processing and Management*, 2023, no. 60 (1), p. 103111. DOI: 10.1016/j.ipm.2022.103111.

11. Chou Y.-L., Moreira C., Bruza P., Ouyang Ch., Jorge J. Counterfactuals and causability in explainable artificial intelligence: Theory, algorithms, and application. *Information Fusion*, 2022, No. 81, pp. 59–83.

12. Guidotti R. Counterfactual explanations and how to find them: literature review and benchmarking. *Data Mining and Knowledge Discovery*, 2022, no. 1. DOI: 10.1007/s10618-022-00831-6.

13. Li X., Xiong H., Li X., Wu X., Zhang X., Liu J., Bian J., Dou D. Interpretable deep learning: interpretation, interpretability, trustworthiness, and beyond. *Knowledge and Information Systems*, 2022, no. 64 (12), pp. 3197–3234.

14. Shinnars L., Grace S., Smith S., Stephens A., Aggar Ch. Exploring healthcare professionals' perceptions of artificial intelligence: piloting the shinnars artificial. *Digital Health*, 2022, vol. 8. DOI: 10.1177/20552076221078110.

15. Tiddi I., Schlobach S. Knowledge graphs as tools for explainable machine learning: a survey. *Artificial Intelligence*, 2022, no. 302, p. 103627.

Vladislav D. Stepanov

Student, Department of Information Systems and Digital Services in Management, Minin Nizhny Novgorod State Pedagogical University
1, Ulyanov st., Nizhny Novgorod, Russia, 603005
Phone: +7-831-262-20-44
Email: dance603@mail.ru

Aleksandra S. Bazueva

Student, Department of Information Systems and Digital Services in Management, Minin Nizhny Novgorod State Pedagogical University
1, Ulyanov str., Nizhny Novgorod, Russia, 603005
Phone: +7-831-262-20-44
Email: bazueva_sasha@mail.ru

Received: 07.02.2024.

Accepted: 24.04.2025.

Alexander V. Ponachugin

Candidate of Sciences in Economics, Associate Professor,
Head of the Department of Information Systems and Digital Services in Management, Minin Nizhny Novgorod State Pedagogical University
1, Ulyanov st., Nizhny Novgorod, Russia, 603005
ORCID: 0000-0001-5518-5565
Phone: +7-903-602-21-21
Email: Ponachugin_AV@mininuniver.ru

ЭЛЕКТРОТЕХНИКА

УДК 621.396.41

А.И. Бартенев, В.Д. Семенов

Разработка и исследование прямоходового преобразователя напряжения для аппаратуры радиосвязи

Работа посвящена особенностям разработки высокочастотного прямоходового преобразователя напряжения для аппаратуры радиосвязи. Рассмотрены основные способы реализации активного ограничения коммутационных перенапряжений при применении планарных трансформаторов и высокой частоте преобразования. При компьютерном моделировании обнаружены недостатки известных способов реализации активного клампа с управлением от обмотки трансформатора и предложены способы их устранения и уменьшения их влияния. Макетирование предложенных решений подтвердило их работоспособность и эффективность.

Ключевые слова: прямоходовой преобразователь, преобразователь для аппаратуры радиосвязи, активный кламп, планарный трансформатор, коммутационные перенапряжения, энергетическая эффективность.

DOI: 10.21293/1818-0442-2024-28-1-127-133

Интенсивно развивающиеся системы радиосвязи и телекоммуникаций являются катализатором развития всех смежных направлений радиоэлектронной промышленности. Согласно данным карт возобновляемой энергетики (Renewable Energy Map, Remap), подготовленных Международным агентством по возобновляемой энергетике (International Renewable Energy Agency, IRENA), к 2050 г. электричество станет главным источником энергии, увеличив свою долю в мировом энергетическом балансе с 19 до 49%. С этой точки зрения развитие аппаратуры радиосвязи в направлении снижения энергопотребления с одновременным увеличением передаваемого трафика является актуальным. Увеличение передаваемого трафика в условиях ограниченного частотного ресурса требует повышения спектральной эффективности.

Одним из основных способов повышения спектральной эффективности является повышение индекса квадратурной модуляции, что совместно с требованием высокой линейности усилителя мощности и стабильности опорных генераторов и синтезаторов частот требует высокого качества электропитания и низкой шумовой обстановки в целом.

С целью исключения рисков попадания основной гармоники импульсных преобразователей в шумовую полосу генераторов и синтезаторов частот рабочие частоты преобразователей стремятся вывести за пределы полосы петлевых фильтров (100–400 кГц) фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ) генераторов, управляемых напряжением (ГУН) [1].

К аппаратуре радиосвязи применяются внутриотраслевые стандарты, в соответствии с которыми определен входной диапазон рабочего напряжения питания с номиналом 24, 48 и 60 В, что соответствует 2, 4 и 5 АКБ в буферном режиме [2]. В части промышленных радиопомех требования диктует ГОСТ 30429–96 [3]. В настоящее время энергетически высокоэффективными преобразователями для телекоммуникационной аппаратуры с номинальной выходной мощностью около 50 Вт считаются преобразователи, которые обладают КПД порядка от 0,9 до 0,92, однако излучаемые ими радиопомехи имеют высокий

уровень, что требует применения сложных фильтров импульсных радиопомех и экранирования. Основными причинами формирования импульсных радиопомех в импульсных преобразователях являются пульсирующие ток и напряжение, являющиеся следствием коммутации транзисторов.

Процесс коммутации транзисторов сопровождается высокой скоростью изменения тока di/dt и напряжения du/dt , что приводит к коммутационным колебаниям и перенапряжениям, амплитудные и частотные характеристики которых определяются паразитными индуктивностями трансформаторов и емкостями сток-исток силовых транзисторов [4].

Ограничение коммутационных перенапряжений в импульсных преобразователях является вынужденной мерой и направлено на их снижение до приемлемого уровня. Применение пассивных демпфирующих цепей приводит к дополнительным потерям мощности и снижению КПД, причем с ростом частоты коммутации увеличивается и мощность потерь. Повышение рабочей частоты и повторяемости параметров коммутационных перенапряжений преобразователей (при их серийном производстве) требует применения современных и перспективных схемотехнических решений, таких как планарный трансформатор [5] и активное ограничение коммутационных перенапряжений (активный кламп) [6].

Активный кламп является наиболее перспективным и эффективным решением при ограничении коммутационных перенапряжений, не снижающим энергетическую эффективность импульсных преобразователей [7–11]. В однотактных преобразователях это достигается за счет квазирезонансного режима переключения силового транзистора инвертора в широком диапазоне входных и выходных параметров, в результате чего снижается тепловыделение и повышается КПД преобразователя [6].

Применение активного клампа во вторичной цепи однотактных преобразователей малой мощности не получило широкого распространения вследствие незначительного улучшения КПД, повышения стоимости изделия и его усложнения. Однако исследование активного клампа во вторичной цепи с

целью реализации высокоэффективных преобразователей с низким уровнем импульсных радиопомех в комбинации с современными и перспективными схемотехническими решениями является актуальной задачей для силовой электроники.

Постановка задач и выбор методов решения

При разработке приёмопередающего устройства, входящего в состав возимого комплекса аппаратуры радиосвязи, определены основные требования к изолированному преобразователю напряжения: напряжение входное номинальное 48 В; диапазон изменения входного напряжения от 36 до 72 В; напряжение выходное номинальное 10 В; мощность выходная номинальная 50 Вт; мощность выходная максимальная не менее 60 Вт; рабочая частота номинальная 500 кГц; КПД не менее 0,92 при номинальных параметрах и не менее 0,90 при номинальной нагрузке во всём рабочем диапазоне входного напряжения.

Для реализации преобразователя с заданными характеристиками двухтактные схемы преобразователей, на наш взгляд, избыточны. Из однотактных изолированных преобразователей наибольшей простотой в реализации обладает схема обратноходового преобразователя. Однако обратноходовой преобразователь имеет недостаток в виде удвоенного уровня импульсного тока через вторичную обмотку трансформатора и выпрямитель, что негативно сказывается как на уровне пульсаций выходного напряжения, так и на уровне излучаемых радиопомех [6].

Прямоходовой преобразователь с активным клампом [6] (рис. 1, а) имеет несколько более сложную схему реализации силовой части, но при этом ток дросселя во вторичной цепи имеет непрерывную форму, что косвенно свидетельствует о меньшем уровне поля радиопомех.

Заданная высокая частота работы преобразователя с высокими требованиями к КПД, ЭМС и повторяемости при серийном производстве также требует применения планарного трансформатора, синхронного выпрямителя и активного клампа не только в первичной цепи, но и во вторичной [12–15]. При этом параметры паразитных индуктивностей определяются не только индуктивностями рассеяния обмоток трансформатора, но зависят от особенностей трассировки печатной платы, что приводит к тому, что при моделировании они могут быть оценены только ориентировочно. Способ реализации управления синхронным выпрямителем от силовой обмотки трансформатора обосновывается низкими активными потерями в режиме непрерывного тока и простотой реализации.

Выбор схемы реализации активного клампа во вторичной цепи высокочастотного прямоходового преобразователя имеет наибольший практический интерес ввиду малой длительности рабочего цикла преобразователя, низкой индуктивности рассеяния обмоток трансформатора и высокой частоты резонансного контура, образованного индуктивностью рассеяния вторичной обмотки трансформатора и ёмкостями сток-исток транзисторов синхронного

выпрямителя. Вследствие низкой индуктивности рассеяния обмоток трансформатора скорости нарастания тока di/dt в силовых цепях крайне высоки, поэтому формируемые сигналы управления активным клампом не должны приводить к появлению импульсных токов высокой частоты, ухудшающих электромагнитную совместимость.

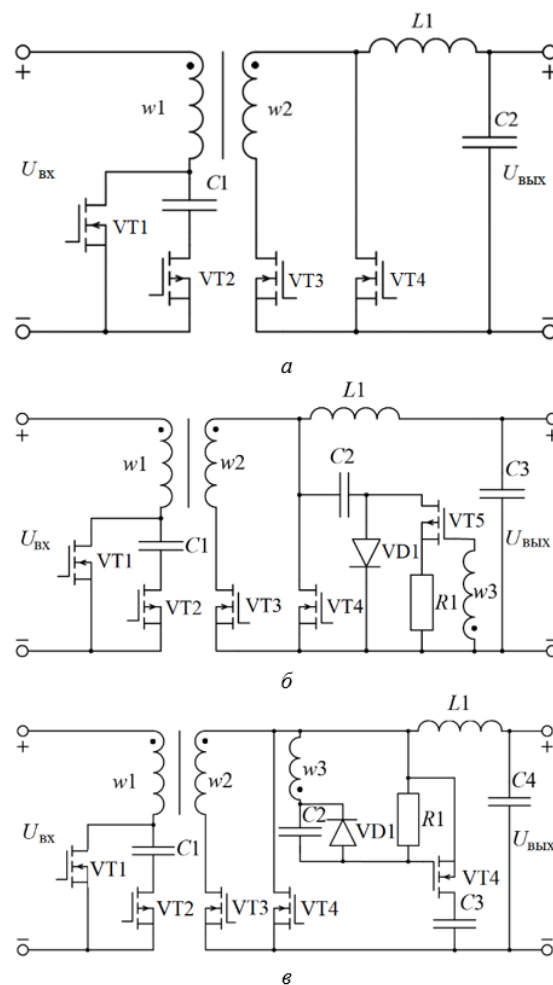


Рис. 1. Прямоходовой преобразователь с активным клампом: а – в первичной цепи и синхронным выпрямителем; во вторичной цепи на транзисторах: б – *p*-типа; в – *n*-типа

Применение схемы активного ограничения коммутационных перенапряжений во вторичной цепи прямоходового преобразователя на основе транзистора *p*-типа (см. рис. 1, б) [12–15] при крайне высоких частотах и малых индуктивностях рассеяния вторичной обмотки трансформатора ограничено сравнительно низким быстродействием транзистора *p*-типа и, несомненно, требует улучшения.

Реализация активного клампа на транзисторах *n*-типа вследствие большего быстродействия транзисторов, более широкой номенклатуры и компактных размеров выглядит более перспективно. При применении прямого управления транзистором активного клампа во вторичной цепи прямоходового преобразователя от обмотки трансформатора (см. рис. 1, в) воз-

никают сложности, заключающиеся в оптимальности выбора количества витков обмотки управления w_3 .

Одно из предлагаемых решений заключается во введении в цепь управления транзистора активного клампа VT5 проходного конденсатора C2, который является составной частью емкостного делителя напряжения, образованного ёмкостью сток-исток этого транзистора. С целью исключения положительного смещения нулевого рабочего уровня параллельно проходному конденсатору включается диод VD1, направленный анодом к затвору транзистора. Для реализации защитного интервала, который формируется сигналом управления транзистором активного клампа VT4 и обеспечивает его запираание до начала спада напряжения сток-исток, применен резистор R1, который включен между затвором и истоком транзистора активного клампа VT5 [16]. Описанное техническое решение по реализации активного клампа во вторичной цепи прямоходового преобразователя с синхронным выпрямителем [16] ориентировано на импульсные преобразователи сравнительно низкой частоты на основе трансформатора, обмотки которого выполненымоточным проводом.

Применение описанного подхода для ограничения рабочего времени транзистора при реализации высокочастотного преобразователя с широким диапазоном входного напряжения затруднено коротким интервалом рабочего цикла, особенно при высоком входном напряжении, где длительность рабочего такта составляет порядка 0,5 мкс.

Компьютерное моделирование

Построение имитационной модели преобразователя и исследование коммутационных процессов и энергетических характеристик произведено в среде моделирования LTspice. Имитационная модель прямоходового преобразователя с активным клампом во вторичной цепи, управление которым реализовано от дополнительной обмотки силового трансформатора, построенная в соответствии с рис. 1, в и [16], исследовалась при следующих параметрах: VT1, VT5 типа Si3437DV, VT2 типа BSZ520N15NS3, VT3, VT4 типа BSZ065N06LS5, C1 = 3 нФ, C2 = 10 нФ, C3 = 0,3 мкФ, VD1 типа BAT46WJ, R1 = 1 кОм. Трансформатор с обмотками w_1 , w_2 , w_3 .

Индуктивности обмоток трансформатора и коэффициент связи между ними рассчитывались в зависимости от конструкции планарного трансформатора и рабочей частоты 200 кГц. Входное напряжение $U_{вх}$ изменялось в пределах от 36 до 72 В с номинальным напряжением 48 В. При частоте до 300 кГц и моточном трансформаторе с индуктивностями ($L_{w1} = 192$ мкГн, $L_{w2} = 48$ мкГн, $L_{w3} = 3$ мкГн) и коэффициенте связи между обмотками, равном 0,996, разработанная имитационная модель показывала результаты, адекватные результатам, приведенным в [16]. Однако при повышении рабочей частоты до 500 кГц и снижении индуктивностей обмоток трансформатора до соответствующих расчётных величин ($L_{w1} = 128$ мкГн, $L_{w2} = 32$ мкГн, $L_{w3} = 2$ мкГн), а также при повышении коэффициента связи до ожидаемой величины (0,998),

характерной для планарного трансформатора, в преобразователе возникли сквозные токи неприемлемой величины (рис. 2, з).

При этом осциллограммы напряжения сток-исток на транзисторе VT1 (см. рис. 2, а) и VT4 (см. рис. 2, б) имели ожидаемую форму, близкую к прямоугольной с низким уровнем «звона» и коммутационных перенапряжений. Формируемый сигнал управления транзистором VT5 (типа IRLML2060) (см. рис. 2, в) не превышает допустимую амплитуду (± 16 В).

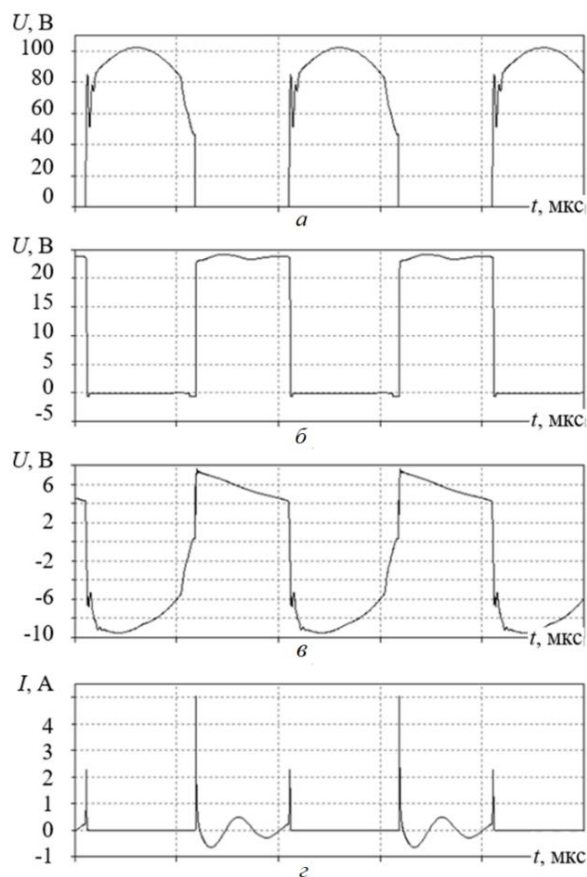


Рис. 2. Результаты моделирования: а – напряжение сток-исток силового транзистора VT1; б – напряжение сток-исток транзистора VT4 синхронного выпрямителя; в – напряжение затвор-исток транзистора активного клампа; з – ток сток-исток транзистора VT5 активного клампа при входном напряжении 48 В

Упомянутые сквозные токи наблюдаются на фронте нарастания и спада импульсов напряжения на транзисторе синхронного выпрямителя. На интервале нарастания напряжения сток-исток транзистора синхронного выпрямителя наблюдается ток, возникающий вследствие преждевременного открытия транзистора активного клампа за счёт нарастания управляющего сигнала во время протекания квазирезонансного процесса. Протекание сквозного тока при спадающем фронте является недостатком непосредственного способа управления от обмотки трансформатора, усиливающимся вследствие низких индуктивностей рассеяния, увеличивающих скорость нарастания тока и напряжения.

С целью устранения обнаруженных недостатков нами была предложена корректировка схемы, включающая введение ограничения тока заряда затвора с целью задержки момента открытия транзистора (резистор $R1$ последовательно с конденсатором $C2$), а для ускорения процесса запираания транзистора активного клампа и ограничения его сквозного тока введена отрицательная обратная связь с помощью сопротивления $R3$ (рис. 3). Для достижения минимальной и достаточной задержки открытия транзистора VT5, исключающей протекание сквозного тока, была определена величина резистора $R1 = 50$ Ом. Величина наименьших потерь и достаточный уровень отрицательной обратной связи обеспечивались при $R3 = 0,5$ Ом.

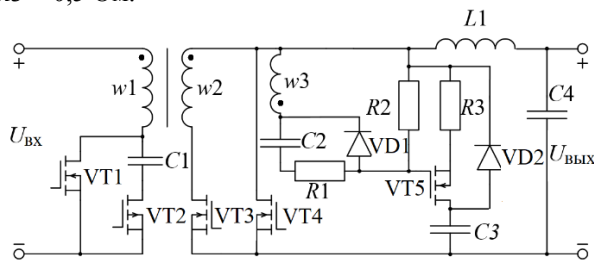


Рис. 3. Прямоходовой преобразователь со скорректированной цепью активного клампа на транзисторе n -типа во вторичной цепи

В результате модернизации и изменения схемы управления активным клампом был не только снижен уровень «звона» при отключении транзистора VT1 (рис. 4, *а*), устранен сквозной ток на нарастающем фронте и приблизительно в 2 раза снижен уровень сквозного тока на спадающем фронте через канал сток-исток транзистора VT5 и конденсатора $C3$ (см. рис. 4, *з*), но и попутно получен небольшой (около 1%) прирост КПД, что подтверждает эффективность предложенной схемы.

Напряжения на транзисторе VT4 (см. рис. 4, *б*) имеют форму, близкую к прямоугольной, без коммутационных перенапряжений. Формируемый сигнал управления транзистором VT5 (см. рис. 4, *в*) не превышает допустимую амплитуду (± 16 В). Добротность резонансного контура цепи активного клампа (см. рис. 4, *в*) снижена вследствие введения активного сопротивления $R3$ и затухает за один период.

Экспериментальная проверка результатов моделирования

Макет разрабатываемого преобразователя был реализован на основе серийного образца преобразователя с рабочей частотой 300 кГц, активный кламп во вторичной цепи которого выполнен на транзисторе p -типа [15]. Схема управления реализована на ШИМ-контроллере LM5025MTC с двумя интегрированными драйверами для основного транзистора и транзистора активного клампа. Используемые силовой транзистор VT1 типа BSZ520N15NS3 и транзистор активного клампа VT2 типа Si3437DV рассчитаны на рабочее напряжение сток-исток не более 115 В из предельных 150 В. Синхронный выпрямитель реализован на транзисторах VT3, VT4 типа

CSD18563Q5A с максимальным напряжением сток-исток 60 В и сопротивлением открытого канала сток-исток 5,7 мОм. Трансформатор реализован на сердечнике типа ELP18 в конфигурации E+I из материала N49.

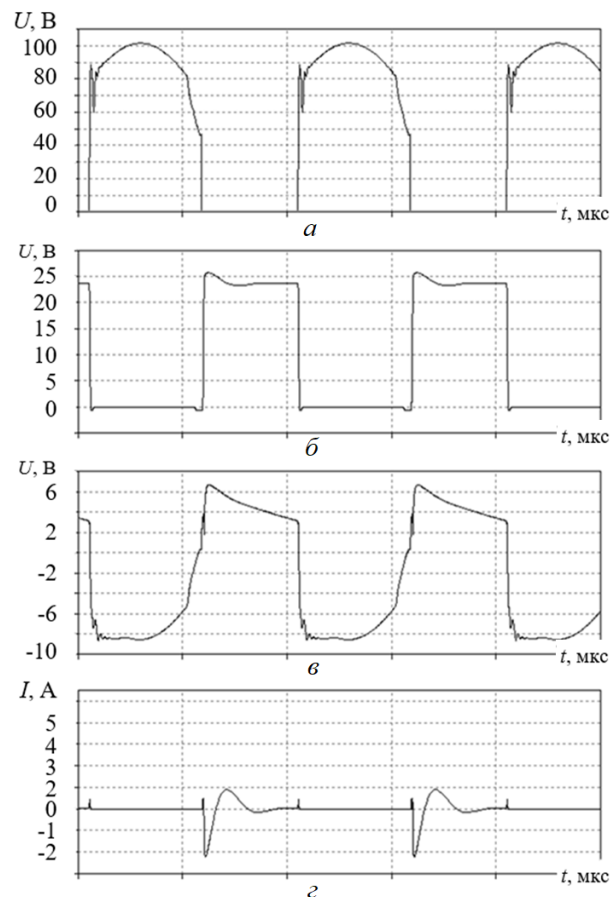


Рис. 4. Результаты моделирования преобразователя со скорректированной цепью активного клампа: *а* – напряжение сток-исток силового транзистора; *б* – напряжение сток-исток транзистора синхронного выпрямителя; *в* – напряжение затвор-исток транзистора активного клампа; *з* – ток сток-исток транзистора активного клампа при входном напряжении 48 В

Для изготовления экспериментального макета (рис. 5) были выполнены необходимые доработки: увеличена рабочая частота до 500 кГц, модернизирована цепь управления активного клампа в соответствии с рис. 3, заменён транзистор активного клампа.

На изготовленном экспериментальном макете были исследованы динамические процессы коммутации транзисторов синхронного выпрямителя и энергетические характеристики. На осциллограмме (рис. 6), полученной при входном напряжении 48 В, уровень коммутационных перенапряжений на транзисторе VT4 не превышает 3 В. Результаты, полученные при компьютерном моделировании (см. рис. 4, *б*) и на макете (см. рис. 6), качественно одинаковы.

Экспериментальное исследование энергетических характеристик макета преобразователя проведено при мощностях нагрузки 30, 40, 60 Вт, а его ре-

зультаты представлены на рис. 7. Видно, что достигнуты показатели КПД более 93%, что доказывает хорошее соответствие экспериментального макета основным техническим требованиям.

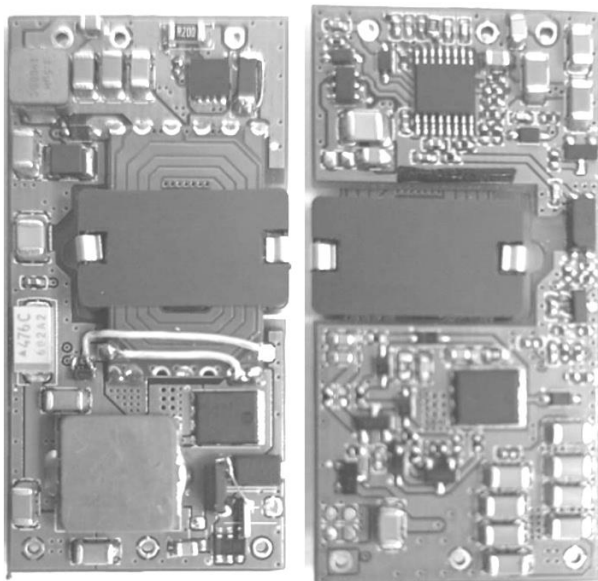


Рис. 5. Макет преобразователя

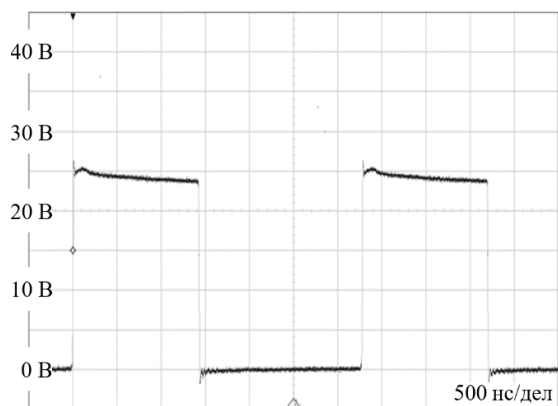


Рис. 6. Осциллограмма напряжения на выпрямителе с активным клампом при входном напряжении 48 В

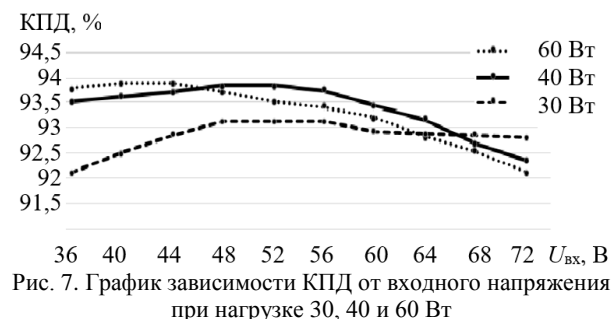


Рис. 7. График зависимости КПД от входного напряжения при нагрузке 30, 40 и 60 Вт

Заключение

Исследована схема прямоходового преобразователя с активным клампом в первичной цепи и синхронным выпрямителем, предназначенная для питания аппаратуры радиосвязи и использованная при применении комбинации следующих новых схемотехнических решений:

- планарного трансформатора для повышения частоты и повторяемости параметров и характеристик преобразователя при серийном производстве;
- активного клампа во вторичной цепи с управлением от дополнительной обмотки трансформатора для ограничения коммутационных колебаний и перенапряжений на силовых транзисторах без снижения энергетической эффективности и улучшения ЭМС.

Исследования, проведенные на разработанной имитационной модели выбранного преобразователя, выявили, что известные схемотехнические решения по реализации активного клампа во вторичной цепи с управлением от дополнительной обмотки трансформатора не позволяют поднять частоту преобразования без значительного снижения энергетической эффективности.

Предложенная модернизация схемотехнического решения по реализации активного клампа во вторичной цепи прямоходового преобразователя с применением транзисторов *n*-типа позволила устранить или уменьшить коммутационные перенапряжения и достигнуть прироста КПД более 1%.

Результаты исследования энергетических характеристик преобразователя на изготовленном макете экспериментально подтвердили способность преобразователя выполнить все заявленные технические требования.

По результатам испытания изготовленного макета преобразователя аппаратуры радиосвязи сделаны выводы о пригодности и работоспособности предложенного схемотехнического решения в составе аппаратуры радиосвязи и запущена работа по его внедрению в производство.

Литература

1. Усов А. Синтезатор частот на основе ФАПЧ // Электронные компоненты. – 2017. – № 12. – С. 50–53.
2. Белоусов О.А. Электропитание систем радиосвязи: учеб. пособие / О.А. Белоусов, Д.Ю. Муромцев. – Тамбов: ТГТУ, 2016. – 85 с.
3. ГОСТ 30429–96. Совместимость технических средств электромагнитная. – Введ. 1998. – М.: Госстандарт России, 1998. – 31 с.
4. Taranovich S. How to Reduce EMI in Switching Power Supplies // Electronic Design. – 2021 [Электронный ресурс]. – URL: <https://www.electronicdesign.com/technologies/power/whitepaper/21171453/electronic-design-how-to-reduce-emi-in-switching-power-supplies>, свободный (дата обращения: 08.05.2024).
5. Верхулевский К. Планарные трансформаторы Rayton Planar Magnetics для малогабаритных высоконадежных применений // Силовая электроника. – 2015. – № 4. – С. 9–13.
6. King B. Incorporating active-clamp technology to maximize efficiency in flyback and forward designs / B. King, D. Strasser // Power Supply Design Seminar. – 2010 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: https://e2e.ti.com/cfs-file/_key/communityserver-discussions-components-files/234/slup262.pdf, свободный (дата обращения: 14.11.2024).
7. Ghaderloo R.A. A high frequency active clamp forward converter with coreless transformer / R.A. Ghaderloo, A.P. Sirat, A. Shoulaie // 2023 North American Power Symposium (NAPS). – IEEE. – 2023. – P. 1–6.

8. Lee D.W. A high-power-density active-clamp converter with integrated planar transformer / D.W. Lee, J.H. Lim, D.I. Lee, H.S. Youn // *Energies*. – 2022. – № 15. – 5609 p.

9. Gupta S. Analysis of resonant PWM active-clamp Cuk DC/DC converter / S. Gupta, S.K. Mazumder // *IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*. – IEEE. – 2023. – P. 2170–2176.

10. Zhu B. Buck-based active-clamp circuit for current-fed isolated DC-DC converters / B. Zhu, H. Wang, Y. Zhang, S. Chen // *IEEE Transactions on Power Electronics*. – 2021. – Vol. 37, No. 4. – P. 4337–4345.

11. Tran T.N.T. Development of Active-Clamp Flyback Converter for Improving Light Load Efficiency / T.N.T. Tran, H.Y. Xu, J.M. Wang // *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*. – 2024. – Vol. 12, No. 3. – P. 2456–2469.

12. Барте́нев А.И. Анализ эффективности применения активного клампа во вторичной цепи прямоходового преобразователя с синхронным выпрямителем / А.И. Барте́нев, Н.С. Легостаев // Междуна́р. науч.-техн. конф. студентов, аспирантов и молодых ученых «Научная сессия ТУСУР–2020», 13–30 мая 2020 г.: в 3 ч. – Томск: В-Спектр, 2020. – Ч. 1. – С. 175–178.

13. Барте́нев А.И. Исследование помехоэмиссии прямоходового преобразователя с синхронным выпрямителем и активным клампом во вторичной цепи / А.И. Барте́нев, Н.С. Легостаев // Матер. междуна́р. науч.-техн. конф. студентов, аспирантов и молодых ученых «Научная сессия ТУСУР–2020», 13–30 мая 2020 г.: в 3 ч. – Томск: В-Спектр, 2020. – Ч. 1. – С. 178–180.

14. Барте́нев А.И. Пути повышения энергетической эффективности обратногоходового преобразователя / А.И. Барте́нев, В.Д. Семенов, Н.С. Легостаев // Электронные средства и системы управления: матер. докладов междуна́р. науч.-практ. конф.: в 2 ч. – Томск: В-Спектр, 2020. – Ч. 1. – С. 180–183.

15. Патент № 2743574 Российская Федерация, МПК H 02 M 3/335 (2006.01). Прямоходовой преобразователь с синхронным выпрямлением и активным ограничением перенапряжений: № 2020129889: заявл. 10.09.2020: опубл.: 20.02.2021 / Барте́нев А.И., Барте́нев Д.И., Су́слов А.Г. – 12 с.

16. Xiong Y., Ke Z., Zhang A.J. Active snubber for synchronous rectifier. Patent US, No. 6 771 521, 2004. – 18 с.

Barternev A.I., Semenov V.D.

Development and study of a forward power converter for radio communication systems

The work is devoted to the features of developing circuit solutions for a high-frequency power converter for a radio communication system. The authors analyze the features of application and operation that require a specific approach to converter design and define the main technical requirements. The main methods to implement an active clamp are considered. When constructing and studying computer models, the shortcomings of known methods for implementing an active clamp with control from a transformer winding were discovered and the methods to eliminate them and to reduce their impact were proposed. The proposed solutions were modeled and their operability and efficiency were confirmed.

Keywords: forward converter, converter for radio communication equipment, active clamp, planar transformer, switching stress voltage, energy efficiency.

DOI: 10.21293/1818-0442-2024-28-1-127-133

References

1. Usov A., Frequency synthesizer based on PLL. *Electronic Components*, 2017, no. 12, pp. 50–53. (in Russ.).

2. Belousov O. A., Muromtsev D.U.: Electropitanie system radiosvazi. Tambov, Tambov State Technical University Publishing, 2016, 85 p. (in Russ.).

3. GOST 30429–96. *Electromagnetic compatibility of technical equipment*. Introduction 1998. Moscow, Gosstandart of Russia, 1998, 31 p. (in Russ.).

4. Taranovich S. How to Reduce EMI in Switching Power Supplies. Available at: <https://www.electronicdesign.com/technologies/power/whitepaper/21171453/electronic-design-how-to-reduce-emi-in-switching-power-supplies>, free (accessed: November 14, 2024).

5. Planar transformers for small-sized highly reliable applications // *Power Electronics*, 2015, no. 4. pp. 9–13 (in Russ.).

6. King B., Strasser D. Incorporating active-clamp technology to maximize efficiency in flyback and forward designs. / *Power Supply Design Seminar*. 2010, 23 p. Available at: https://e2e.ti.com/cfs-file/__key/communityserver-discussions-components-files/234/slup262.pdf, free (accessed: November 14, 2024).

7. Ghaderloo R. A., Sirat A. P., Shoulaie A. A high frequency active clamp forward converter with coreless transformer // *2023 North American Power Symposium (NAPS)*, 2023, pp. 1–6.

8. Lee D.W., Lim J.H., Lee D.I., Youn H.S. A high-power-density active-clamp converter with integrated planar transformer // *Energies*, 2022, no. 15, 5609 p.

9. Gupta S., Mazumder S.K. Analysis of resonant PWM active-clamp Cuk DC/DC converter // *2023 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, 2023, pp. 2170–2176.

10. Zhu B. et al. Buck-based active-clamp circuit for current-fed isolated DC-DC converters // *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2021, vol. 37, no. 4. pp. 4337–4345.

11. Tran T.N.T., Xu H.Y., Wang J.M. Development of Active-Clamp Flyback Converter for Improving Light Load Efficiency // *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 2024, vol. 12, no. 3, pp. 2456–2469.

12. Bartenev A.I., Legostaev N.S. Analysis of the efficiency of using an active clamp in the secondary circuit of a forward converter with a synchronous rectifier // *Proceedings of the International Scientific Conference for Bachelor, Master,*

Барте́нев Александр Иванович

Аспирант каф. промышленной электроники (ПрЭ) Томского государственного ун-та систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР) Ленина пр-т, 40, г. Томск, Россия, 634050
Тел.: +7-906-950-11-71
Эл. почта: san4ubas1@gmail.com

Семенов Валерий Дмитриевич

Канд. техн. наук, проф. каф. ПрЭ ТУСУРа Ленина пр-т, 40, г. Томск, Россия, 634050
Тел.: +7-913-821-22-92
Эл. почта: svd@ie.tusur.ru

Поступила в редакцию: 29.11.2024.

Принята к публикации: 14.04.2025.

Postgraduate Students and Young Researchers «TUSUR Scientific Session – 2020». Tomsk, V-Spectr, 2020, pt. 1, pp. 175–178 (in Russ.).

13. Bartenev A.I., Legostaev N.S. Study of interference emission of a forward converter with a synchronous rectifier and an active clamp in the secondary circuit // *Proceedings of the International Scientific Conference for Bachelor, Master, Postgraduate Students and Young Researchers «TUSUR Scientific Session – 2020»*, Tomsk, V-Spectr, 2020, pt. 1, pp. 178–180 (in Russ.).

14. Bartenev A.I., Semenov V.D., Legostaev N.S. Ways to improve the energy efficiency of a flyback converter // *Proceedings of International Scientific Conference on Electronic Devices and Control Systems*, Tomsk, V-Spectr, 2020, vol. 1, pp. 180–183 (in Russ.).

15. Bartenev A.I., Bartenev D.I., Suslov A.G. Priamohodovoi preobrazovatel s sinhronnim viprymлением I aktivnym ograniceniem perenapriajenii [Forward converter with synchronous rectification and active surge limitation]. Patent RF No. 2743574 2021 (in Russ.).

16. Yahong Xiong, Zhongwei Ke, Alpha J. Zhang. Active snubber for synchronous rectifier. Patent US, No. 6 771 521, 2004.

Aleksandr I. Bartenev

Postgraduate student, Department Industrial Electronics, Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics (TUSUR)
40, Lenin pr., Tomsk, Russia, 634050
Phone: +7-906-950-11-71
Email: san4ubas1@gmail.com

Valery D. Semenov

Candidate of Sciences in Engineering, Assistant Professor, Department Industrial Electronics, TUSUR
40, Lenin pr., Tomsk, Russia, 634050
Phone: +7-913-821-22-92
Email: svd@ie.tusur.ru

Received: 29.11.2024.

Accepted: 14.04.2025.

Требования к подготовке рукописей статей, представляемых в редакцию для публикации в журнале «Доклады Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники» (В требования внесены дополнения и изменения от 15.05.2025)

Статья в электронном виде, поданная ответственным автором по эл. почте на адрес редакции, автоматически является соглашением автора на выполнение всех требований редакции журнала к статье и ответственностью за ее содержание. Плата за публикацию статей не взимается, гонорар не выплачивается.

1. Электронные варианты статьи должны быть представлены в виде файлов в форматах Word–2016 и .pdf, названных русской фамилией первого автора по эл. почте на адрес редакции: journal@tusur.ru.

2. Электронный вариант авторской статьи в формате .pdf должен полностью соответствовать Word-варианту и подписан авторами. Для сторонних авторов (не из ТУСУРа), в редакцию направляется скан сопроводительного письма на бланке организации с соответствующими подписями и печатями.

3. Статья должна иметь (в порядке следования): УДК; И.О. Фамилии авторов; заглавие; аннотация (не реферат); ключевые слова; основной текст статьи; список библиографий под заголовком «Литература»; сведения об авторах в полном объеме, включая наименование и адрес места работы, ORCID (при наличии), телефон, эл. адрес. Далее на английском языке: Ф.И.О., заглавие статьи, аннотацию, ключевые слова, References. Сведения об авторах в полном объеме.

4. Текст статьи должен быть размещен в две колонки без принудительных переносов через один интервал шрифтом Times New Roman 10-го кегля на страницах формата А4. Для облегчения форматирования прилагается **шаблон статьи**, размещенный на сайте: journal.tusur.ru. Размер статьи со всеми атрибутами должен быть, как правило, не менее 5 страниц.

5. Одни и те же символы в тексте, формулах, таблицах и рисунках должны быть единообразными по написанию. Русские буквы и греческие символы набираются прямым шрифтом, а переменные, обозначенные латинскими, – курсивом, кроме слов, их сокращений, имен функций, программ, фирм и химических формул.

6. Формулы должны быть набраны в **формульном редакторе (MathType)** программы Word (**не конструктором!**). В статьях на русском языке необходимо использовать русские обозначения и общепринятые.

Набор простых формул в строке допускается в текстовой форме – $F(x_n, y_1)$. В формулах русские буквы, индексы-метки от слов (f_{noc} – частота n -го опорного сигнала); греческие символы ($\theta, \omega, \beta, \alpha, \dots$); математические знаки (+, –, ×, ∈, =, скобки, ...) и цифры – всегда набираются прямым нежирным шрифтом.

Переменные, обозначенные латинскими буквами, – курсивом, кроме англ. слов, их сокращений, имен функций, названий программ, элементов, фирм и химических формул (const; summa; Matlab Simulink; Cisco Systems; Adobe Acrobat; элемент Keysight N5A3-90Hz; sign(...); $\log x(t_1)$; $\cos \theta$; H_2O ; LiNbO_3 и т.д.); TV_1 (транзистор); D_2 (детектор); $\text{C}_{1\dots n}$; $\text{L}_{1\dots m}$; $\text{R}_{1\dots k}$ – конденсаторы, катушки индуктивности, резисторы с переменными значениями емкости, индуктивности, сопротивления; $U_{\text{вых}}$, G_{sum} , $f_{\text{пч}}$ (сокращения – вых, sum, пч (промежут. частота) – это метки от слов: прямо, не курсив); T_z (где z – переменный параметр, курсив); λ_2 .

Векторные величины – жирным, прямо, не курсив – \mathbf{A}_1 , $\mathbf{M}(f_{2n})$, β_x (где x, n, f – переменные параметры; индексы

и цифры, как правило, не бывают векторными величинами – всегда не жирным!).

Шаблоны для набора формул в редакторе MathType с заданными размерами для всех элементов размещены на сайте в шаблоне статьи.

7. Все употребляемые обозначения и сокращения должны быть пояснены.

8. Единицы измерения физических величин должны соответствовать Международной системе единиц (СИ) и написаны по-русски через пробел (х, ГГц; 43 дБ; 6,5 км/ч; $9,7 \times 10^{-5}$ А/см²; T , град; 7 °С; 5%). Десятичные числа пишутся через запятую (не точку).

9. Таблицы и рисунки должны иметь тематические заголовки (не повторяющие фразы-ссылки на них в тексте). (Рис. 1. Название рисунка; Таблица 1. Название таблицы). Большие блоки расшифровки условных обозначений лучше приводить в тексте. Подписи и текстовые надписи на рис. – Times New Roman, 9 пт (после масштабирования), не жирным, не курсивом; *кривые, обозначенные цифрами на графиках, – курсивом*; переменные и параметры – так же, как и в тексте. На все рисунки и таблицы должны быть ссылки в тексте (... на рис. 3, ... в табл. 2). **Гиперссылки в статьях не использовать.**

10. Рисунки, иллюстрации и фотографии должны быть **черно-белыми**, четкими, контрастными, аккуратными, сгруппированными. Графики – не жирно, сетка – четко. Единицы измерения – на русском. Десятичная запятая (не точка). Рисунки могут быть выполнены в программах CorelDraw, Illustrator, Word, Visio и должны давать возможность внесения исправлений. Размер изображения – 8 или 16,7 см по ширине (при условии **читаемости всех надписей**, выполненных на русском языке шрифтом Times New Roman, после масштабирования – 8-9 пт).

11. На все источники, указанные в списке литературы, должны быть ссылки по тексту (нумерация в порядке упоминания, например, [1, 2], [5–7]). Описание источников должно соответствовать ГОСТам 7.1–2003, Р 7.0.5–2008 и содержать всю необходимую для идентификации источника информацию, а именно: *для неперiodических изданий* – ФИО автора, полное название работы, место издания, название изд-ва, год издания, кол-во страниц; *для периодических изданий* – ФИО автора, полное название работы, название журнала, год выпуска, том, номер, номера страниц (см. примеры оформления библиографии на след. стр. и на сайте в шаблоне).

Рекомендуется чтобы **не менее 50% публикаций**, на которые есть ссылки в статье, **были за последний 5-летний период**.

Контактная информация

Адрес редакции: 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40.
МК, каб. 310, тел. +7 (3822) 70-15-82 (редакция),
+7 (3822) 51-21-21 (отв. секретарь: В.Н. Масленников)

Эл. почта: journal@tusur.ru



Примеры оформления публикаций в списках лит-ры по ГОСТам (7.1-2003 и др.)

Ссылка дается на языке оригинальной публикации
или издания

(инициалы ИО от фамилии запятой не отделять,
И.О. между собой – без пробела: Иванов И.И.)
(Внимание: перед названием публикации – И.О. –
пишется после фамилии автора (Ф... И.О.),
а после косой черты – перед – (И.О. Ф...))

Описание для периодики (журналы)

1) 1 авт., продолжающееся издание, т.е. журнал:
Ф ИО. Назв. публ. // Название журнала. – Год. – Т. __, № __. –
С. __.

1. Беляев Ю.К. Аналитические случайные процессы // Теория вероятностей и ее применение. – 2019. – Т. 4, вып. 4. – С. 437–459.

2) 2-3 автора, журнал:

Первый автор (Ф.. И.О.). Название статьи / авторы (И.О. Ф...), ..., .. // Названия ж-ла. – Год. – Т. __, № __. – С. __.

2. Андреев Ю.А. Комбинированная антенна с расширенной полосой пропускания / Ю.А. Андреев, Ю.И. Буянов, В.И. Кошелев // Радиотехника и электроника. – 2005. – Т. 50, № 5. – С. 585–594.

3) более 4 авторов, журнал

Назв. статьи / авторы (ИО Ф...), ..., .. // Названия ж-ла. – Год. – Т. __, № __, ч. __. – С. __.

3. Ultra-Wideband Source and Antenna Research / W.D. Prather, C.E. Baum, J.M. Lehr, J.P. O'Loughlin, S. Tyo, J.S. Schoenberg, R.J. Torres, T.C. Tran, D.W. Scholfield, J. Gaudet, J.W. Burger // IEEE Transactions on Plasma Science. – 2000. – Vol. 28, No. 5. – P. 117–130.

4. Исследование способов увеличения направленности симметричных направленных ответвителей диапазона 2–20 ГГц / Г.Г. Гошин, А.В. Зорин, С.А. Подлиннов, А.Ю. Попков, А.В. Фатеев // Доклады ТУСУР. – 2016. – Т. 19, № 3. – С. 5–7.

5. Инфекционная теория новообразований и нанобактерия (перспективы исследований) / Г.В. Смирнов, В.Т. Волков, С.М. Шихман и др. // Сибирский медицинский журнал (Иркутск). – 2003. – Т. 26, № 6. – С. 9–20.

Описание для книг:

1) 1 автор

Ф... И.О. (автора) Название книги. – Город: Изд-во, год. – кол-во стр.

1. Беличенко В.П. Сверхширокополосные импульсные радиосистемы. – Изд. 2-е, перераб. и доп. – Новосибирск: Наука, 2019. – 118 с.

2. Balanis A.C. Antenna Theory: Analysis and Design. – 4th ed. – Hoboken, NJ, USA: Wiley, 2016. – 1104 p.

2) несколько авторов

2. Тихонов А.Н. Методы решения некорректных задач / А.Н. Тихонов, В.Я. Арсенин. – Изд. 2-е. – М.: Наука, 2022. – 286 с.

2. Беличенко В.П. Сверхширокополосные импульсные радиосистемы / В.П. Беличенко, Ю.И. Буянов, В.И. Котов. – Новосибирск: Наука, 2015. – 588 с.

или

2. Сверхширокополосные импульсные радиосистемы / В.П. Беличенко, Ю.И. Буянов, А.Б. Петров, и др. – М.: Техносфера, 2022. – 200 с.

Описание для статей в сборнике:

1) 1 автор или более 2, 3, 4 авторов

Первый автор (Ф.. И.О.). Название статьи. / авторы (И.О. Ф...) // Названия сб. – Город: Изд-во, год. – С. __–__.

1. Коренев А.В. Результаты применения материала Арфлон AR200 для изготовления СВЧ-устройств // Наука и практика: проектная деятельность – от идеи до внедрения: матер. VIII регион. конф.: в 2 ч. – Томск: ТУСУР, 2019. – Ч. 2. – С. 546–548.

3. Elmansouri M.A. TEM horn inspired wideband antennas for diverse applications / M.A. Elmansouri, D.S. Filipovic // 2019 IEEE-APS Topical conference on Antennas and Propagation in wireless communications (APWC), 2019. – P. 016–019.

4. Васильев Е.П. Современные САПР СВЧ и их особенности / Е.П. Васильев, И.А. Ермолаев, И.М. Сомов // Современные технологии в науке и образовании (СТНО–2019): сб. трудов II междунар. науч.-техн. форума: в 6 т. / Под общ. ред. О.В. Миловзорова. – Рязань: Рязан. гос. радиотехн. ун-т. – 2019. – Т. 6. – С. 170–177.

5. Нечеткая логика и искусственные нейронные сети: б. 0' / В.В. Круг, М. . Ден, Р.Ю. Голунов и др. – Изд. 2-е. – М.: Изд-во физ.-мат. лит-ры. – 2023. – 224 с.

Патенты, авторские св-ва и заявки:

1. Пат. 124059 РФ, МПК Н 01 R 13/646. Диэлектрическая шайба / О.Ю. Морозов (РФ), Ф.А. Михеев (РФ), С.В. Павлов (РФ). – № 2 012 127 060 / 07; заявл. 27.06.2012; опубл. 10.01.2013, Бюл. № 1. – 9 с.

2. Пат. 4 867 703 США, МПК Н 01 R 24/542. High temperature dielectric bead for coaxial connector / J.R. Flanagan (США), D.J. Critell (США) № 233 152; заявл. 17.08.1988; опубл. 19.09.1989. – 7 с.

3. А.с. 1765238 СССР, МКИД С 22 С 37/10. Износостойкий чугун / М.И. Карпенко. (СССР) – № 4870354/02; заявл. 02.11.90; опубл. 30.09.92, Бюл. № 36. – 4 с.

4. Св-во о гос. регистрации программы для ЭВМ № 2012660373. TALGAT 2011 / Т.Р. Газизов, А.О. Мелкозеров, Т.Т. Газизов и др. – Заявка № 2012618426. Дата поступления 5 октября 2012 г. Зарегистрировано в Реестре программ для ЭВМ 16 ноября 2012 г.

Электронные издания

и сведения в публикациях из Интернета

1 автор или более 2, 3, 4 авторов –

так же как в книгах, статьях в сборниках

1. Fuks R. New dielectric bead for millimeter-wave coaxial components // Microwave journal. – 2001 [Электронный ресурс]. – URL: <https://www.microwavejournal.com/articles/3205-new-dielectric-bead-for-millimeter-wave-coaxial-components> (дата обращения: 12.03.2025).

2. Clupper T. Cut-off frequency prediction for MMW coaxial interconnects / T. Clupper, Ch. Blair, J. Broomall // EDI CON online – 2019 [Электронный ресурс]. – URL: https://edicononline.com/wpcontent/uploads/sites/6/2019/10/7_Cut-off-frequency-prediction-for-MMW-coaxial-interconnects-2.pdf (дата обращения: 12.03.2025).

3. Integrated ferrite film inductor for power system-on-chip (PowerSoC) smart phone applications / J. Lee, S. Bae, Y.K. Hong, J. Jalli, J. Park, G.S. Abo, G.B.C. Choi [Электронный ресурс]. – URL: <https://static.chipdip.ru/lib/663/DOC/011663283.pdf>, свободный (дата обращения: 11.12.2024).

4. Lithium Battery 72Ah. LT-spice model // Electronics Forum (Circuits, Projects and Microcontrollers) [Электронный ресурс]. – URL: <https://www.electro-tech-online.com/threads/lithium-battery-72ah-ltspice-model.159067>, свободный (дата обращения: 01.10.2024).

