

ISSN 1818-0442

DOI: 10.21293/1818-0442

Доклады ТУСУР. 2018 • Том 21, № 4-1

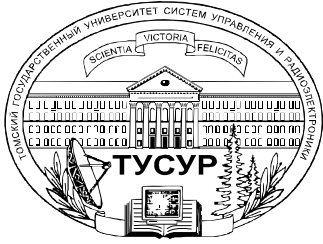
# ДОКЛАДЫ

Томского государственного университета  
систем управления и радиоэлектроники

2018 • Том 21, № 4-1



9 771818 044708 02007



Министерство образования и науки Российской Федерации

**ДОКЛАДЫ  
ТОМСКОГО ГОСУДАРСТВЕННОГО УНИВЕРСИТЕТА  
СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ И РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ  
2018, том 21, № 4-1**

Периодический научный журнал

Выходит 4 раза в год

Основан в 1997 г.

ISSN 1818-0442

DOI: 10.21293/1818-0442

**Редакционная коллегия:**

**А.А. Шелупанов**, д-р техн. наук, проф., ректор ТУСУРа, заслуженный работник высшей школы РФ, лауреат премии Правительства РФ в области образования, дважды лауреат премии Правительства РФ в области науки и техники, Томск, Россия, <https://orcid.org/0000-0003-2393-6701> (*гл. редактор*).

**В.М. Рулевский**, к.т.н., проректор по научной работе и инновациям, ТУСУР, НИИ АЭМ ТУСУРа, Томск, Россия (*зам. гл. редактора*).

**В.Н. Маслеников**, к.т.н., доцент, ТУСУР, Томск, Россия (*ответственный секретарь*).

**М.П. Батура**, д.т.н., проф., гл. науч. сотрудник, БГУИР, заслуженный работник образования Республики Беларусь, Минск, Беларусь.

**Б.А. Беляев**, д.т.н., проф., зав. лабораторией ЭИСВЧЭ, Институт физики им. Л.В. Киренского СО РАН, заслуженный изобретатель России, Красноярск, Россия.

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

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

**Ю.П. Ехлаков**, д.т.н., проф., зав. каф. автоматизации обработки информации, ТУСУР, заслуженный работник высшей школы РФ, почетный работник ВПО РФ, Томск, Россия.

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

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

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

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

**В.Ш. Меликян (Melikyan Vazgen Shavarsh)**, 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>.

**Р.В. Мещеряков**, д.т.н., проф., проф. РАН, зав. лаб. № 80 «Киберфизические системы», главный научный сотрудник ФГБУН «Институт проблем управления им. В.А. Трапезникова РАН» (ИПУ РАН), лауреат Премии Правительства РФ в области образования, Москва, Россия.

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

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

**С.Г. Псахье**, д.ф.-м.н., чл.-корр. РАН, директор, Институт физики прочности и материаловедения (ИФПМ) СО РАН, Томск, Россия, <https://orcid.org/0000-0002-3447-0487>.

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

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

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

**П.Е. Троян**, д.т.н., проф., директор департамента образования, ТУСУР, почетный работник ВПО РФ, почетный работник науки и техники РФ, Томск, Россия.

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

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

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

Адрес редакции: 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40, ТУСУР, тел. (382-2) 51-22-43

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

Подписной индекс 20648 в каталоге Агентства «Роспечать»: газеты и журналы.

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

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

Подписано в печать 28.12.2018.

Формат 60×84 1/8. Усл. печ. л. 7,9. Тираж 500. Заказ 39.

---

**Editorial board**

- Alexander A. Shelupanov** Editor in Chief, Rector of TUSUR University, Doctor of Engineering, Professor, Honored Worker of Higher School of the Russian Federation, Laureate of the Russian Federation Government Prize in Education, Twice Laureate of the Russian Federation Government Prize in Science and Technology, Tomsk, Russia, <https://orcid.org/0000-0003-2393-6701> (ch. Editor).
- Viktor M. Rulevskiy** Deputy Editor in Chief, Vice-Rector for Research and Innovations of TUSUR University, Director of the Research Institute of Automation and Electromechanics (SRI AEM) TUSUR, Candidate of Engineering.
- Viktor N. Maslennikov** Executive Secretary of the Editor's Office, Candidate of Engineering.
- Mikhail P. Batura** Chief Researcher of the Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics (Minsk, Belarus), Doctor of Engineering, Professor.
- Boris A. Belyaev** Head of the Electrodynamics Department, Institute of Physics SB RAS (Krasnoyarsk), Doctor of Engineering.
- Ian G. Brown** PhD in Plasma Physics, Lawrence Berkeley National Laboratories (California USA).
- Sergei A. Gavrilov** Vice Rector for Research, National Research University of Electronic Technology (MIET, Moscow), Doctor of Engineering, Professor.
- Yury P. Ekhlakov** Head of the Department of Data Processing Automation, TUSUR University, Doctor of Engineering, Professor.
- Vyacheslav M. Isaev** First Deputy Director of the Mytishchi Research Institute of Radio Measurement Instruments, Doctor of Engineering.
- Anatoly V. Kobzev** Professor of the Department of Industrial Electronics, TUSUR University, Doctor of Engineering, Professor.
- Anatoly M. Korikov** Head of the Department of Automated Control Systems of TUSUR University, Doctor of Engineering, Professor.
- Yury N. Kulchin** Director of the Institute of Automation and Control Processes FEB RAS (Vladivostok), Academician of the Russian Academy of Sciences, Doctor of Physics and Mathematics.
- Vazgen Sh. Melikyan** Director of the Academic Department of Synopsis Armenia (Yerevan, Armenia), Correspondent Member of the National Academy of Sciences of Armenia, Doctor of Engineering, Professor.
- Roman V. Meshcheryakov** Head of the Laboratory No. 80 of the «Cyberphysical Systems», Chief Research Officer of the Federal State Budgetary Institution of Science «Institute of Control Sciences named after V.A. Trapeznikov of the Russian Academy of Sciences» (Moscow), Professor of the Russian Academy of Sciences, Doctor of Engineering, Professor
- Yefim M. Oks** Head of the Department of Physics, TUSUR University, Doctor of Engineering, Professor.
- Eduard D. Pavlygin** First Deputy General Director for Research of Federal Research-and-Production Center JSC R&P Mars, Candidate of Engineering.
- Sergey G. Psakhie** Director of Institute of Strength Physics and Materials Science SB RAS, Head of the Laboratory of Computer-Aided Design of Materials (ISPMS SB RAS), Correspondent Member of the Russian Academy of Sciences, Doctor of Physics and Mathematics, Professor.
- Nikolay A. Ratakhin** Director of Institute of High Current Electronics SB RAS, Academician of the Russian Academy of Sciences, Doctor of Physics and Mathematics.
- Vilyam K. Saryan** Scientific Adviser at the Research Institute of Radio (Moscow), Academician of the National Academy of Sciences of Armenia, Doctor of Engineering, Professor.
- Ansar R. Safin** Associate Professor, Department of Formation and Processing of Radio Signals, National Research University MPEI (Moscow), Candidate of Engineering.
- Pavel E. Troyan** Vice-Rector for Academic Affairs, Head of Department of Physical Electronics, Doctor of Engineering, Professor.
- Vladimir V. Shaidurov** Director of the Institute of Computational Modeling SB RAS (Krasnoyarsk), Correspondent Member of the Russian Academy of Sciences, Doctor of Physics and Mathematics, Professor.
- Stanislav M. Shandarov** Head of the Department of Electronic Devices, TUSUR University, Doctor of Physics and Mathematics, Professor.
- Yury A. Shurygin** First Vice-Rector of TUSUR University, Doctor of Engineering, Professor.

---

 Содержание

## ЭЛЕКТРОНИКА, РАДИОТЕХНИКА И СВЯЗЬ

<b>Сычев А.Н., Рудый Н.Ю.</b>	
Параметры несимметричных связанных линий с неоднородным диэлектриком .....	7
<b>Акулиничев Ю.П., Могильников А.В.</b>	
Простая аппроксимация дискретной функции Грина в частотной области при численном решении параболического уравнения .....	16
<b>Чипига А.Ф., Пашинцев В.П., Песков М.В.</b>	
Оценка интенсивности ионосферных мерцаний и помехоустойчивости систем спутниковой связи по результатам измерения полного электронного содержания .....	22
<b>Якушевич Г.Н.</b>	
Математическая модель активного четырехполюсника корректирующего широкополосного усилителя с обратной связью .....	26
<b>Якунин А.Г.</b>	
Емкостный извещатель на основе переходных процессов в RC-цепях .....	33

## УПРАВЛЕНИЕ, ВЫЧИСЛИТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА И ИНФОРМАТИКА

<b>Куксенко С.П.</b>	
Ускорение многократного вычисления матрицы коэффициентов электростатической индукции полосковой структуры .....	41
<b>Костромин И.С., Мищенко И.Г., Погибельский Д.А., Хафизов Р.З.</b>	
Варианты реализации защищённого обмена данными в ЖКХ по стандартам DLMS/COSEM с использованием российской криптографии .....	47
<b>Горитов А.Н.</b>	
Предварительная обработка изображений в системах технического зрения .....	53

## ЭЛЕКТРОТЕХНИКА

<b>Винтоняк Н.П., Семенов В.Д., Кабиров В.А., Тюнин С.С., Бородин Д.Б.</b>	
Реализация двухконтурной системы управления энергопреобразующим комплексом в режиме стабилизации выходного напряжения каналом преобразования энергии аккумуляторной батареи.....	61
<b>Олисовец А.Ю., Туев В.И., Шкарупо С.П., Хабаров М.В., Иванов А.Н.</b>	
Разработка математической модели преобразователя напряжения с корректором коэффициента мощности для светодиодных источников света .....	71
<b>Гончаров А.Д., Туев В.И.</b>	
Оценка эффективности светораспределения осветительных приборов .....	77
<b>Кулаковский Ю.М., Аристов А.В.</b>	
Вентильный электропривод колебательного движения с регулируемой собственной частотой .....	83
<b>Требования</b> .....	89

---

**Contents**
**ELECTRONICS, RADIO ENGINEERING AND COMMUNICATIONS**

<b>Sychev A.N., Rudyi N.Y.</b> Parameters of asymmetric coupled lines with inhomogeneous dielectrics .....	7
<b>Akulinichev Yu.P., Mogilnikov A.V.</b> Simple approximation of the discrete Green's function in the frequency domain for the numerical solution of the parabolic equation .....	16
<b>Chipiga A.F., Pashintcev V.P., Peskov M.V.</b> Satellite communication system noise immunity and ionospheric scintillation intensity evaluation based on the results of total electronic content measurements .....	22
<b>Jakushevitch G.N.</b> Mathematical model of active quadrupole of corrective broadband amplifier with feedback .....	26
<b>Yakunin A.G.</b> Alarm capacitive sensor based on transients in RC-circuits .....	33

**CONTROL, COMPUTER SCIENCE, AND INFORMATICS**

<b>Kuksenko S.P.</b> Acceleration of multiple calculations of the matrix of electrostatic induction coefficients of a strip structure .....	41
<b>Kostromin I.S., Mishchenko I.G., Pogibelskiy D.A., Khafizov R.Z.</b> Variants of secure data exchange implementation in housing and communal services according to DLMS/COSEM standards using Russian cryptography .....	47
<b>Goritov A.N.</b> Preliminary image processing in vision systems .....	53

**ELECTRICAL ENGINEERING**

<b>Vintonyak N.P., Semyonov V.D., Kabirov V.A., Tyunin S.S., Borodin D.B.</b> Implementation of a two-circuit control system of the energy-generating complex in the mode of stabilization of the output voltage by the energy conversion channel of the battery .....	61
<b>Olisovets A.Yu., Tuev V.I., Shkarupo S.P., Khabarov M.V., Ivanov A.N.</b> Development of a mathematical model of a voltage converter with a power factor corrector for LED light sources .....	71
<b>Goncharov A.D., Tuev V.I.</b> Efficiency evaluation for the light distribution of lighting devices .....	77
<b>Kulakovskiy Y.M., Aristov A.V.</b> Valve electric drive in oscillatory mode with variable natural frequency .....	83
<b>Manuscript requirements</b> .....	89

**ЭЛЕКТРОНИКА, РАДИОТЕХНИКА И СВЯЗЬ**



УДК 621.372

А.Н. Сычев, Н.Ю. Рудый

## Параметры несимметричных связанных линий с неоднородным диэлектриком

Рассмотрен общий случай несимметричных связанных линий в неоднородной диэлектрической среде. Представлены различные системы параметров, включая погонные и модальные. Впервые предлагается геометрическое представление систем параметров связанных линий; приводятся условия их физической реализуемости. Даны примеры расчета тестовых структур.

**Ключевые слова:** несимметричные связанные линии, неоднородный диэлектрик, погонные параметры, погонные емкости, погонные индуктивности, модальные параметры, характеристическое сопротивление, коэффициент связи.

**doi:** 10.21293/1818-0442-2018-21-4-1-7-15

В СВЧ-устройствах связанные линии передачи (СЛ) находят самое широкое применение. Симметричные СЛ обычно используются в качестве направленных ответвителей, фильтров и т.п. [1–4], а несимметричные позволяют дополнить последние свойством трансформации импеданса [5, 6].

Несимметричные СЛ с неоднородным диэлектрическим заполнением имеют больше степеней свободы при проектировании устройств на их основе, однако они являются более сложными и трудными для расчёта, поэтому их моделированию посвящено меньше публикаций, чем симметричным типам СЛ.

Цель данной работы – обобщить и дополнить известные системы параметров, описывающие несимметричные связанные линии с неоднородным диэлектрическим заполнением [7–10], а также дать им геометрическое представление, которое позволит упростить и сделать наглядным анализ и синтез СЛ.

### Конструкции и схемы несимметричных связанных линий

Конструкции несимметричных связанных линий с неоднородным диэлектрическим заполнением в поперечном сечении показаны на рис. 1.

Заметим, что когда говорят о симметрии связанных линий, то имеют в виду только импедансную электрическую симметрию. При этом, как правило, геометрическая симметрия обуславливает и электрическую, например как показано на рис. 1, а,

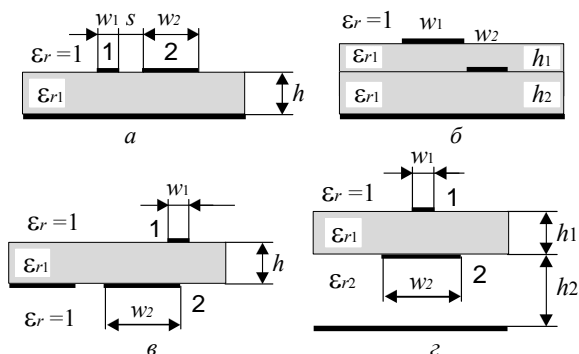


Рис. 1. Несимметричные связанные линии с неоднородным диэлектрическим заполнением: структуры со слабой (а, б) и сильной (в, г) асимметрией

при  $w_1 = w_2$ . Однако, двухуровневая конструкция с линиями неравной ширины (см. рис. 1, б) тоже может практически являться электрически симметричной, если соблюдается геометрическая пропорция  $w_1 / (h_1 + h_2) \approx w_2 / h_2$ , а импедансы линий равны друг другу. И наоборот, конструкция, показанная на рис. 1, г, обладающая геометрической вертикальной «внутрилинейной» симметрией, по существу, является сильно несимметричной в электрическом «межлинейном» смысле.

Схема нагруженного отрезка несимметричных связанных линий длиной  $\ell$  и эквивалентные схемы отрезка бесконечно короткой длины  $\Delta x \rightarrow 0$  показаны на рис. 2.

### Первичные параметры связанных линий

Исходными данными для анализа СЛ в неоднородной диэлектрической среде являются шесть независимых коэффициентов телеграфных уравнений [3, 5, 7], формирующих две матрицы погонных емкостей  $C$  и индуктивностей  $L$  соответственно (см. рис. 2, в, г).

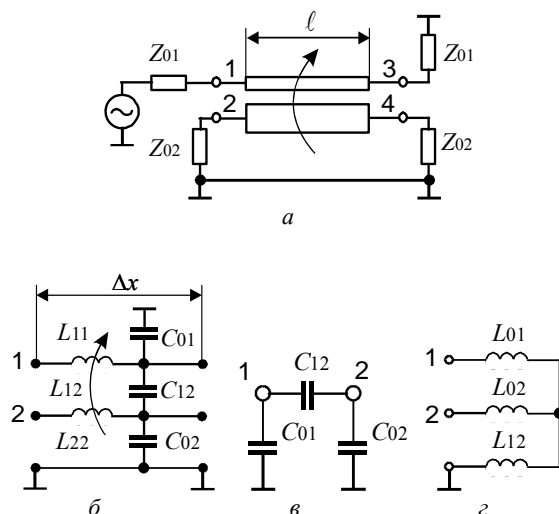


Рис. 2. Несимметричные связанные линии: а – схема произвольно нагруженного отрезка; б – эквивалентная схема бесконечно короткого отрезка; в – частичные ёмкости; г – частичные индуктивности



$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} C_{11} & -C_{12} \\ -C_{12} & C_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C_{01} + C_{12} & -C_{12} \\ -C_{12} & C_{02} + C_{12} \end{bmatrix}; \quad (1)$$

$$\mathbf{L} = \begin{bmatrix} L_{11} & L_{12} \\ L_{12} & L_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{01} + L_{12} & L_{12} \\ L_{12} & L_{02} + L_{12} \end{bmatrix}, \quad (2)$$

где  $C_{11}, C_{22}$  – собственные погонные емкости первой и второй линий соответственно;  $C_{01}, C_{02}, C_{12}$  – собственные частичные и взаимная погонные емкости;  $L_{11}, L_{22}$  – собственные погонные индуктивности первой и второй линий соответственно;  $L_{01}, L_{02}, L_{12}$  – собственные частичные и взаимная погонные индуктивности соответственно.

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

$$\mathbf{C}(1) = \begin{bmatrix} C_{11}(1) & -C_{12}(1) \\ -C_{12}(1) & C_{22}(1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C_{01}(1) + C_{12}(1) & -C_{12}(1) \\ -C_{12}(1) & C_{02}(1) + C_{12}(1) \end{bmatrix}. \quad (3)$$

В последнем случае диэлектрическая проницаемость всей среды в конструкции связанных линий (см. рис. 1) предполагается равной единице ( $\epsilon_r = 1$ ), т.к. это даёт возможность сразу же найти матрицу погонных индуктивностей  $\mathbf{L}$  по известной матричной формуле [8, 11]

$$\mathbf{L} = \epsilon_0 \mu_0 \mathbf{C}(1)^{-1} \text{ Гн/м}, \quad (4)$$

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

Кроме представленной выше системы погонных (первичных) параметров, существуют и другие системы. Это, прежде всего [1, 5]: 1) система параметров линий в рамках концепции «связанных волн», в которой за основу берётся каждая из двух линий передачи с распространяющимися в них волнами; 2) система модальных параметров в рамках концепции «нормальных волн», в которой за основу берутся две «нормальные волны (собственные моды)», являющиеся общими для обеих линий.

К параметрам линий, прежде всего, относятся характеристические собственные импедансы первой и второй линий, вычисляемые по формулам

$$Z_1 = \sqrt{L_{11}/C_{11}} \text{ и } Z_2 = \sqrt{L_{22}/C_{22}} \quad (5)$$

соответственно [5]. Заметим, что такая пара параметров, как фазовые скорости волн в линиях

$$v_1 = 1/\sqrt{L_{11}C_{11}} \text{ и } v_2 = 1/\sqrt{L_{22}C_{22}}, \quad (6)$$

используется редко, обычно в линиях со слабой связью. Однако широкое применение получили такие параметры, как коэффициенты емкостной и индуктивной связи соответственно

$$k_C = \frac{|C_{12}|}{\sqrt{C_{11}C_{22}}}; \quad k_L = \frac{L_{12}}{\sqrt{L_{11}L_{22}}}, \quad (7)$$

а также коэффициент неуравновешенности емкостной и индуктивной связи [7]

$$k_{LC} \equiv \delta = \frac{k_L - k_C}{1 - k_L k_C}. \quad (8)$$

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

### Модальные параметры

Система модальных параметров отыскивается в результате модального анализа из решения алгебраической проблемы собственных значений [8, 11]. К сожалению, у разных авторов применяются различные обозначения для одних и тех же параметров [9, 10, 12], поэтому будем использовать лишь те, которые устоялись в международной научной литературе [9]. Это, прежде всего, относится к названиям пары нормальных волн, которые могут называться: 1) синфазная ( $c$ ) и противофазная ( $\pi$ ); 2) чётная ( $e$ ) и нечётная ( $o$ ). Первую пару названий обычно применяют в случае несимметричных связанных линий, вторую – в случае симметричных.

Исходными данными для поиска модальных (вторичных) параметров являются матрицы первичных параметров – погонных емкостей  $\mathbf{C}$  и погонных индуктивностей  $\mathbf{L}$ . На первом этапе отыскивается произведение матриц емкостей и индуктивностей  $\mathbf{Q} = \mathbf{LC}$ .

$$\begin{bmatrix} Q_{11} & Q_{12} \\ Q_{21} & Q_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{11} & L_{12} \\ L_{12} & L_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} C_{11} & -C_{12} \\ -C_{12} & C_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{11}C_{11} - L_{12}C_{12} & -L_{11}C_{12} + L_{12}C_{22} \\ L_{12}C_{11} - L_{22}C_{12} & -L_{12}C_{12} + L_{22}C_{22} \end{bmatrix}. \quad (9)$$

Для найденного произведения определяется спектральное разложение решением задачи на собственные значения

$$\mathbf{LC} = \mathbf{Q} = \mathbf{U} \text{diag}(1/v^2) \mathbf{U}^{-1} = \mathbf{U} \text{diag}(\epsilon_r/c^2) \mathbf{U}^{-1}, \quad (10)$$

где  $c$  – скорость света в свободном пространстве;  $v$  – вектор, составленный из значений скоростей нормальных волн – синфазной  $v_c$  и противофазной  $v_\pi$ ;  $\epsilon_r$  – эффективные диэлектрические проницаемости для структур синфазного  $\epsilon_{rc}$  и противофазного  $\epsilon_{r\pi}$  возбуждений соответственно

$$\epsilon_{r(c,\pi)} = \frac{c^2}{2}(Q_{11} + Q_{22} \pm D); \quad D = \sqrt{(Q_{11} - Q_{22})^2 + 4Q_{12}Q_{21}}, \quad (11)$$

где  $\mathbf{U}$  – нормированная матрица модальных напряжений, составленная из собственных векторов матрицы  $\mathbf{Q}$ , записывается

$$\mathbf{U} = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ R_c & R_\pi \end{bmatrix}, \quad (12)$$

где  $R_c, R_\pi$  – модальные числа, характеризующие отношение напряжений в линиях и вычисляемые по следующим формулам [9]:

$$R_c = (Q_{22} - Q_{11} + D)/(2Q_{12}); \quad (13)$$

$$R_\pi = (Q_{22} - Q_{11} - D)/(2Q_{12}). \quad (14)$$

При этом из условия физической реализуемости всегда должно выполняться неравенство  $R_\pi \leq 0 < R_c$ .

Из полученных параметров вычисляется матрица модальных токов  $\mathbf{J}$  [9], элементы которой в результате соответствующей нормировки приобретают размерность проводимостей

$$\mathbf{J} = \mathbf{C}\mathbf{U}\text{diag}(v) = \mathbf{C}\mathbf{U}\text{diag}(c/\sqrt{\varepsilon_r}) = \begin{bmatrix} Z_{c1}^{-1} & Z_{\pi 1}^{-1} \\ R_c Z_{c2}^{-1} & R_\pi Z_{\pi 2}^{-1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{c1}^{-1} & Z_{\pi 1}^{-1} \\ -(Z_{c1}R_\pi)^{-1} & -(Z_{\pi 1}R_c)^{-1} \end{bmatrix}, \quad (15)$$

где  $Z_{c1}$  – импеданс первой линии при синфазном возбуждении;  $Z_{\pi 1}$  – импеданс первой линии при противофазном возбуждении;  $Z_{c2}$  – импеданс второй линии при синфазном возбуждении;  $Z_{\pi 2}$  – импеданс второй линии при противофазном возбуждении, которые вычисляются по следующим формулам:

$$Z_{c1} = \frac{1}{Y_{c1}} = \frac{1}{c} \left( \frac{\sqrt{\varepsilon_{rc}}}{C_{11} - C_{12}R_c} \right); \quad (16)$$

$$Z_{\pi 1} = \frac{1}{Y_{\pi 1}} = \frac{1}{c} \left( \frac{\sqrt{\varepsilon_{r\pi}}}{C_{11} - C_{12}R_\pi} \right); \quad (17)$$

$$Z_{c2} = \frac{1}{Y_{c2}} = -R_c R_\pi Z_{c1}; \quad (18)$$

$$Z_{\pi 2} = \frac{1}{Y_{\pi 2}} = -R_c R_\pi Z_{\pi 1}. \quad (19)$$

Важно отметить, что модальные импедансы  $Z_{c1}$ ,  $Z_{\pi 1}$ ,  $Z_{c2}$ ,  $Z_{\pi 2}$  и модальные числа  $R_c$ ,  $R_\pi$  соотносятся следующим образом [9]:

$$-R_c R_\pi = \frac{Z_{c2}}{Z_{c1}} = \frac{Z_{\pi 2}}{Z_{\pi 1}} = \sqrt{\frac{Z_{c2}Z_{\pi 2}}{Z_{c1}Z_{\pi 1}}}. \quad (20)$$

В случае симметричных линий справедливо  $Z_{c1} = Z_{c2}$ ,  $Z_{\pi 1} = Z_{\pi 2}$ , а также  $R_c = 1$ ,  $R_\pi = -1$ .

Далее с использованием матриц модальных напряжений  $\mathbf{U}$  и токов  $\mathbf{J}$ , определяются матрицы характеристических импедансов (волновых сопротивлений)  $\mathbf{Z}$  и адмитансов (волновых проводимостей)  $\mathbf{Y}$  [8]

$$\mathbf{Z} = \mathbf{U}\mathbf{J}^{-1} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{12} & Z_{22} \end{bmatrix}, \text{ Ом}; \quad (21)$$

$$\mathbf{Y} = \mathbf{Z}^{-1} = \mathbf{J}\mathbf{U}^{-1} = \begin{bmatrix} Y_{11} & -Y_{12} \\ -Y_{12} & Y_{22} \end{bmatrix}, \text{ См}, \quad (22)$$

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

$$Z_{11} = (Z_{\pi 1}R_c - Z_{c1}R_\pi)d; \quad (23)$$

$$Z_{22} = (Z_{\pi 1}R_\pi - Z_{c1}R_c)R_c R_\pi d; \quad (24)$$

$$Z_{12} = (Z_{\pi 1} - Z_{c1})R_c R_\pi d; \quad (25)$$

$$d = (R_c - R_\pi)^{-1}. \quad (26)$$

Теперь определим важнейший модальный параметр – характеристический импеданс связанных линий  $Z_0$ , который можно отыскать по следующим формулам [9]:

$$Z_0 = \sqrt{Z_{c2}Z_{\pi 1}} = \sqrt{Z_{c1}Z_{\pi 2}} = \sqrt{Z_{12}Z_m}; \quad (27)$$

$$Z_0 = \sqrt{-R_c R_\pi Z_{c1}Z_{\pi 1}} = \sqrt{Z_{c2}Z_{\pi 2}(-R_c R_\pi)^{-1}}. \quad (28)$$

Заметим, что по известным характеристическим импедансам (23)–(25) можно определить коэффициент импедансной связи  $k$  [14] (иногда называемый коэффициентом амплитудной связи [13, с. 150] или коэффициентом связи по напряжению [3, с. 46]).

$$k = \frac{Z_{12}}{\sqrt{Z_{11}Z_{22}}} = \frac{Z_{12}}{Z_{c1} - Z_{\pi 1}} = \frac{1}{\sqrt{Z_{c1}^2 + Z_{\pi 1}^2 - Z_{c1}Z_{\pi 1}(R_c/R_\pi + R_\pi/R_c)}}. \quad (29)$$

Введём ещё один новый параметр, который будет дополняющим к коэффициенту связи  $k$ , и назовём его «характеристическим коэффициентом»  $k'$ . Насколько известно авторам, здесь он вводится впервые и будет вычисляться по формуле

$$k' = \sqrt{1 - k^2} = \frac{Z_0}{\sqrt{Z_{11}Z_{22}}}, \quad (30)$$

при этом сумма квадратов коэффициента связи  $k$  и характеристического коэффициента  $k'$  всегда равна единице:

$$k^2 + k'^2 = \frac{Z_{12}^2 + Z_0^2}{Z_{11}Z_{22}} = 1. \quad (31)$$

Вновь предложенный характеристический коэффициент  $k'$  позволяет существенно упростить форму записи ряда соотношений для связанных линий, делая их более компактными и рационализированными:

$$Z_0 = k'\sqrt{Z_{11}Z_{22}}; \quad Z_{12} = k\sqrt{Z_{11}Z_{22}}. \quad (32)$$

Итак, напомним, что для полного описания несимметричных связанных линий требуется шесть независимых параметров. Из системы модальных параметров таковыми могут быть выбраны следующие:  $\varepsilon_{rc}$ ,  $\varepsilon_{r\pi}$ ,  $Z_{c1}$  (или  $Z_{c2}$ ),  $Z_{\pi 1}$  (или  $Z_{\pi 2}$ ),  $R_c$  и  $R_\pi$ . Заметим, что нет необходимости одновременно задавать  $Z_{c1}$  и  $Z_{c2}$ , так как они взаимозависимы (20); то же относится и к  $Z_{\pi 1}$  и  $Z_{\pi 2}$  [5, с. 142].

Ещё одним набором параметров СЛ может быть следующий:  $Z_0$ ,  $k$ ,  $R_c$ ,  $R_\pi$ ,  $\varepsilon_{rc}$ ,  $\varepsilon_{r\pi}$ , в котором вместо модальных характеристических импедансов первой линии  $Z_{c1}$ ,  $Z_{\pi 1}$  задаются средний характеристический импеданс связанных линий  $Z_0$  и коэффициент связи  $k$ , что при синтезе бывает более удобным. Отсюда, зная  $Z_{c1}$ ,  $Z_{\pi 1}$ ,  $R_c$ ,  $R_\pi$ , можно найти  $Z_0$ ,  $k$  по ранее записанным формулам (28) и (29). И наоборот, зная  $Z_0$ ,  $k$ ,  $R_c$ ,  $R_\pi$ , можно найти  $Z_{c1}$ ,  $Z_{\pi 1}$  по следующим формулам:

$$Z_{c1} = \frac{Z_0 E}{n}; \quad Z_{\pi 1} = \frac{Z_0}{nE}, \quad (33)$$

где  $n = \sqrt{-R_c R_\pi}$  – коэффициент симметрии;

$$E = \sqrt{X + \sqrt{X^2 - 1}} = \exp[\text{Arch}(X)/2];$$

$$X = \frac{1 - k^2(R_c/R_\pi + R_\pi/R_c)/2}{1 - k^2}. \quad (34)$$

Кроме ранее приведенных зависимостей, также будут интересны формулы для средних модальных импедансов  $Z_c$  и  $Z_\pi$ :

$$Z_c = \sqrt{Z_{11}Z_{22}} + Z_{12} = Z_0 \sqrt{\frac{1+k}{1-k}} = \sqrt{Z_{c1}Z_{\pi 2}} \sqrt{\frac{1+k}{1-k}}; \quad (35)$$

$$Z_{\pi} = \sqrt{Z_{11}Z_{22}} - Z_{12} = Z_0 \sqrt{\frac{1-k}{1+k}} = \sqrt{Z_{c1}Z_{\pi 2}} \sqrt{\frac{1-k}{1+k}}, \quad (36)$$

позволяющие определить следующие величины:

$$\sqrt{Z_{11}Z_{22}} = (Z_c + Z_{\pi})/2; \quad Z_{12} = (Z_c - Z_{\pi})/2; \quad (37)$$

$$Z_0 = \sqrt{Z_c Z_{\pi}}; \quad \frac{Z_c}{Z_{\pi}} = \frac{1+k}{1-k}; \quad (38)$$

$$k' = \frac{2\sqrt{Z_c Z_{\pi}}}{Z_c + Z_{\pi}}; \quad k = \frac{Z_c - Z_{\pi}}{Z_c + Z_{\pi}}. \quad (39)$$

Сюда же можно добавить ещё несколько полезных формул

$$\begin{aligned} \sqrt{Z_{11}Z_{22}} &= \sqrt{Z_{12}^2 + Z_0^2} = \\ &= \sqrt{\left(\frac{Z_{c2} - Z_{\pi 2}}{R_c - R_{\pi}}\right)^2 + Z_{c1}Z_{\pi 2}} = \frac{D}{1/R_c - 1/R_{\pi}}; \quad (40) \end{aligned}$$

$$k = \frac{Z_{c1} - Z_{\pi 1}}{D}; \quad (41)$$

$$\begin{aligned} \sqrt{\frac{Z_{22}}{Z_{11}}} &= \sqrt{\frac{(Z_{\pi 1}R_{\pi} - Z_{c1}R_c)R_c R_{\pi}}{Z_{\pi 1}R_c - Z_{c1}R_{\pi}}} = \sqrt{\frac{Z_{c2}R_c - Z_{\pi 2}R_{\pi}}{Z_{\pi 1}R_c - Z_{c1}R_{\pi}}}, \\ Z_{12} &= \frac{Z_{c1} - Z_{\pi 1}}{1/R_c - 1/R_{\pi}} = \frac{Z_{c2} - Z_{\pi 2}}{R_c - R_{\pi}}, \quad (42) \end{aligned}$$

где  $D = \sqrt{Z_{c1}^2 + Z_{\pi 1}^2 - Z_{c1}Z_{\pi 1}(R_c/R_{\pi} + R_{\pi}/R_c)}$  – вспомогательный параметр.

Большинство представленных выше импедансных соотношений, имеющих физический смысл в несимметричных связанных линиях  $Z_{11} \neq Z_{22}$ , можно облечь в графическую (точнее, в геометрическую) форму и, связав воедино, изобразить на одном (рис. 3, а) или нескольких (рис. 3, б; 4) чертежах, в которых длины отрезков соответствуют числовым значениям искомым параметрам.

Из чертежа на рис. 3, а видно, что он содержит окружность среднего характеристического импеданса диаметром  $Z_c + Z_{\pi} = 2\sqrt{Z_{11}Z_{22}}$  (штрихпунктирная линия), две полуокружности – верхнюю диаметром  $Z_{c1} + Z_{\pi 1}$ , соответствующую первой линии, и нижнюю диаметром  $Z_{c2} + Z_{\pi 2}$ , соответствующую второй линии, а также два вписанных в «усреднённую» окружность симметричных относительно горизонтальной оси прямоугольных треугольников с гипотенузой  $\sqrt{Z_{11}Z_{22}}$  и катетами  $Z_{12}$  и  $Z_0$ , соответствующих параметрам линий.

На рис. 4 для несимметричных СЛ показаны: треугольники ненормированных и нормированных импедансов; полуокружность, приведенная к единичному радиусу, со вписанным треугольником нормированных импедансов; а также окружность модальных чисел (при этом всегда  $R_{\pi} \leq 0$ ) с соответствующими формулами.

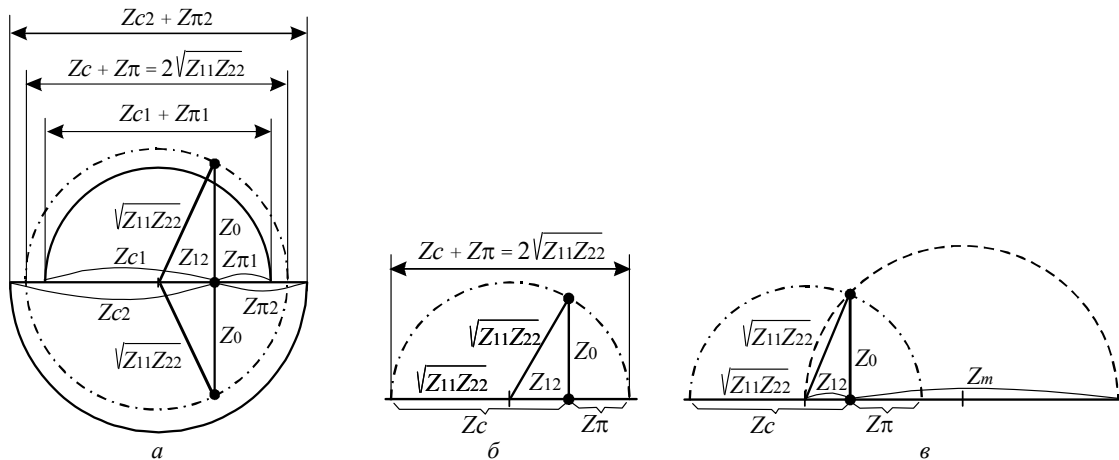


Рис. 3. Геометрическое представление импедансных соотношений в несимметричных связанных линиях  $Z_{11} \neq Z_{22}$  (а); полуокружность среднего импеданса со вписанным треугольником для выявления соотношений между параметрами линий и их модальными параметрами (б); две пересекающиеся полуокружности для выявления соотношений между модальными и взаимными импедансами (в)

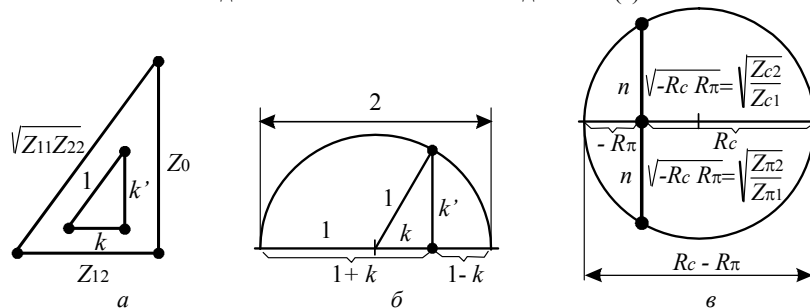


Рис. 4. Несимметричные связанные линии: а – треугольники импедансов; б – полуокружность, приведенная к единичному радиусу, со вписанным треугольником нормированных импедансов; в – окружность модальных чисел ( $R_{\pi} \leq 0 < R_c$ )

Используя геометрическое представление интересующих зависимостей, поняв их геометрический смысл и применяя известные геометрические теоремы, в том числе Пифагора, можно напрямую из чертежей «увидеть» основные импедансные соотношения для несимметричных связанных линий, записанные выше.

**Характеристические нагрузки**

Теперь для полубесконечного отрезка несимметричных связанных линий, показанных на рис. 5, а, представим два варианта схем замещения, показанных на рис. 5, б, в, которые являются полностью согласованными неотражающими, т.е. характеристическими нагрузками связанных линий [8, 12].

Формулы для вычисления значений элементов идеально согласованных нагрузок в виде П-образной, Т-образной цепей, замещающих полубесконечный отрезок СЛ, записываются так, что в индексах важна последовательность их записи.

Отсюда значения элементов цепи  $Z_{1c}, Z_{1\pi}, Z_{2c}, Z_{2\pi}$  не надо путать с ранее описанными модальными импедансами  $Z_{c1}, Z_{\pi1}, Z_{c2}, Z_{\pi2}$  – это совершенно разные величины, однако это не относится к взаимным импедансам  $Z_m$  и  $Z_{12}$ , которые идентичны и элементам цепи, и элементам характеристических матриц.

$$Z_{1\pi} = [Z_{c2}(1/R_c - 1) - Z_{\pi2}(1/R_\pi - 1)] / (R_c - R_\pi);$$

$$Z_{2\pi} = [Z_{c2}(R_c - 1) - Z_{\pi2}(R_\pi - 1)] / (R_c - R_\pi);$$

$$Z_{12} = (Z_{c2} - Z_{\pi2}) / (R_c - R_\pi);$$

$$Z_{1c} = Z_0^2 / Z_{2\pi};$$

$$Z_{2c} = Z_0^2 / Z_{1\pi};$$

$$Z_m = Z_0^2 / Z_{12}.$$

Здесь выполняются следующие соотношения между значениями элементов нагрузок:

$$Z_0 = \sqrt{Z_{1c}Z_{2\pi}} = \sqrt{Z_{1\pi}Z_{2c}} = \sqrt{Z_{12}Z_m}.$$

Особую важность имеет эквивалентная схема в виде отдельной пары нагрузочных резисторов (рис. 5, з), которая идеально согласована со связанными линиями, имеющими однородное диэлектрическое заполнение. Расчётные номиналы резисторов (см. рис. 5, з) вычисляются по формулам [14], геометрическое представление которых для случая  $R_c = -R_\pi$  дано на рис. 5, д,

$$Z_{01} = \sqrt{\frac{R_c Z_{\pi1} - R_\pi Z_{c1}}{R_c Z_{\pi1}^{-1} - R_\pi Z_{c1}^{-1}}},$$

$$Z_{02} = \sqrt{\frac{R_c Z_{c2} - R_\pi Z_{\pi2}}{R_c Z_{c2}^{-1} - R_\pi Z_{\pi2}^{-1}}},$$

при этом выполняется

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

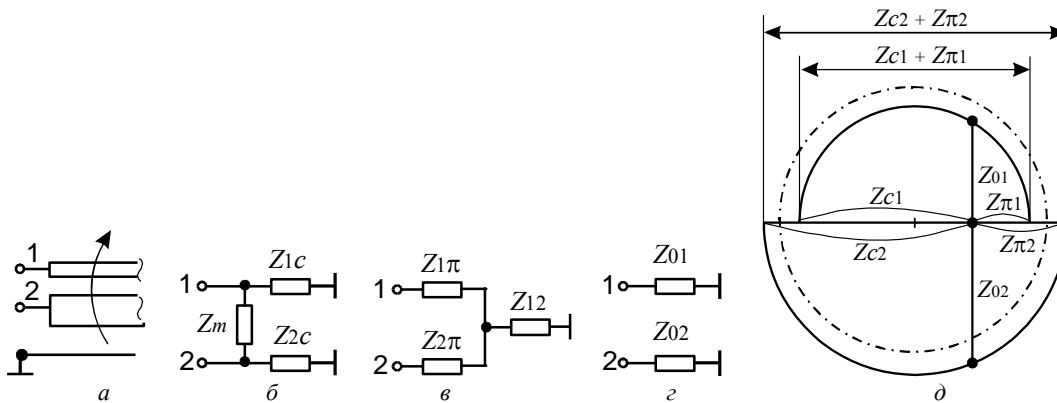


Рис. 5. Полубесконечный отрезок несимметричных связанных линий (а) и его эквивалентные схемы в виде П-образной (б) и Т-образной (в) цепей, а также двух резисторов (з); геометрическое представление расчётных импедансов (д)

**Фазовые параметры**

Теперь от импедансных зависимостей перейдём к фазовым, определив вначале понятия усреднённых (среднегеометрических) модальных диэлектрической проницаемости  $\epsilon_r$ , электрической длины  $\theta$  и скорости волны  $v$  соответственно

$$\epsilon_r = \sqrt{\epsilon_{rc}\epsilon_{r\pi}}; \theta = \sqrt{\theta_c\theta_\pi}; v = \sqrt{v_c v_\pi},$$

где  $\epsilon_{rc}, \epsilon_{r\pi}$  – относительные диэлектрические проницаемости среды в структурах синфазного и противофазного возбуждений;  $\theta_\pi, \theta_c$  – электрические длины линий синфазного и противофазного возбуждений;  $v_c, v_\pi$  – скорости синфазной и противофазной волн. Далее определим понятие модально-фазового отношения  $m$  [15]:

$$m = \frac{\sqrt{\epsilon_{r\pi}}}{\sqrt{\epsilon_{rc}}} = \frac{\theta_\pi}{\theta_c} = \frac{v_c}{v_\pi}.$$

И наконец, определим ещё пару фазовых коэффициентов – коэффициент диэлектрической связи

$$k_\epsilon = \frac{\epsilon_{rc} - \epsilon_{r\pi}}{\epsilon_{rc} + \epsilon_{r\pi}} = \frac{1 - \epsilon_{r\pi}/\epsilon_{rc}}{1 + \epsilon_{r\pi}/\epsilon_{rc}} = \frac{1 - m^2}{1 + m^2}$$

и собственно коэффициент фазовой связи, который может быть вычислен по следующим формулам:

$$k_v \equiv k_\theta = \frac{\sqrt{\epsilon_{rc}} - \sqrt{\epsilon_{r\pi}}}{\sqrt{\epsilon_{rc}} + \sqrt{\epsilon_{r\pi}}} = \frac{v_\pi - v_c}{v_\pi + v_c} = \frac{\theta_c - \theta_\pi}{\theta_c + \theta_\pi};$$

$$k_v = \frac{1 - \sqrt{\epsilon_{r\pi}}/\sqrt{\epsilon_{rc}}}{1 + \sqrt{\epsilon_{r\pi}}/\sqrt{\epsilon_{rc}}} = \frac{1 - v_c/v_\pi}{1 + v_c/v_\pi} = \frac{1 - \theta_\pi/\theta_c}{1 + \theta_\pi/\theta_c} = \frac{1 - m}{1 + m}.$$

При этом значения всех модальных фазовых коэффициентов, как и коэффициента неуровновешенности (8) индуктивной и емкостной связи (по сути являющимся тоже фазовым параметром), лежат в пределах от «минус единицы» до «плюс единицы», т.е.  $-1 < k_L, k_C, k_\varepsilon, k_V, k_\theta < 1$ .

Заметим, что для симметричных СЛ выполняется равенство  $k_{LC} = k_\varepsilon$ . Более того, в однородной диэлектрической среде все фазовые коэффициенты равны нулю, поэтому линии передачи с однородным диэлектрическим заполнением ( $\varepsilon_r = \varepsilon_{rc} = \varepsilon_{r\pi}$ ) называют ещё синхронными [16] или с уравновешенной электромагнитной связью [1, 10], в противном случае они – асинхронные или с неуровновешенной связью [4].

Графические построения, позволяющие определить среднегеометрическую диэлектрическую проницаемость  $\varepsilon_r$  и коэффициент диэлектрической связи  $k_\varepsilon$ , изображены на рис. 6.

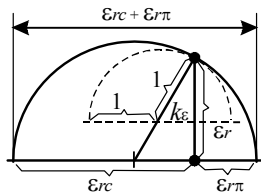


Рис. 6. Полуокружности со вписанными треугольниками для определения среднегеометрической проницаемости  $\varepsilon_r$  и коэффициента диэлектрической связи  $k_\varepsilon$

#### Условия физической реализуемости

Вновь вернёмся к полной системе параметров, описывающих несимметричные СЛ в неоднородной диэлектрической среде. Таких систем может быть несколько. Они могут быть основаны на погонных, модальных или смешанных параметрах, включающих импедансы согласованных нагрузок, и т.п.

Для системы из шести первичных параметров связанных линий – погонных емкостей и индуктивностей – условия физической реализуемости формулируются просто: значения всех частичных собственных и взаимных параметров должны быть больше нуля, т.е.  $C_{01}, C_{02}, C_{12} > 0$ ;  $L_{01}, L_{02}, L_{12} > 0$  (см. рис. 2).

Ещё одной удобной для расчёта является система, содержащая следующие шесть параметров линий: характеристический импеданс  $Z_0$ , коэффициент импедансной связи  $k$ , модальные числа  $R_c, R_\pi$  и модальные диэлектрические проницаемости  $\varepsilon_{rc}, \varepsilon_{r\pi}$ . Заметим, что одновременно и произвольно все параметры задавать нельзя, поэтому необходимо сформулировать условия физической реализуемости несимметричных СЛ. Начнём с характеристического импеданса, который обычно выбирается равным системному импедансу (как правило, 50 Ом). Коэффициент импедансной связи  $k$  можно задать любым в диапазоне  $[0 \dots 1]$ . А вот модальные числа, характеризующие степень импедансной асимметрии линий, в случае однородного диэлектрика ( $\varepsilon_r = \varepsilon_{rc} = \varepsilon_{r\pi}$ ;  $n = R_c = -R_\pi$ ) должны удовлетворять следующим условиям физической реализуемости [16]:

$$k^2 \leq \min(n^{\pm 2}) \leq 1 \quad \text{или} \quad 1 \leq \max(n^{\pm 2}) \leq 1/k^2. \quad (52)$$

При асимметрии в случае неоднородного диэлектрика  $\varepsilon_{rc} \neq \varepsilon_{r\pi}$  и равенстве по модулю модальных чисел  $n = R_c = -R_\pi$  требуется ещё выполнение условия

$$\max \left[ \left( \sqrt{\frac{\varepsilon_{rc}}{\varepsilon_{r\pi}}} \right)^{\pm 1} \right] \left( \frac{1+k}{1-k} \right) \leq \left| \frac{1+n}{1-n} \right|. \quad (53)$$

И, наконец, в случае симметрии СЛ ( $R_c = -R_\pi = 1$ ) модальные диэлектрические проницаемости  $\varepsilon_{rc}, \varepsilon_{r\pi}$ , характеризующие степень неоднородности диэлектрика, должны удовлетворять условию [4]

$$1 \leq \max \left[ \left( \sqrt{\frac{\varepsilon_{rc}}{\varepsilon_{r\pi}}} \right)^{\pm 1} \right] \leq \left( \frac{Z_c}{Z_\pi} = \frac{1+k}{1-k} \right)$$

$$\text{или} \quad \min \left[ \left( \sqrt{\frac{\varepsilon_{rc}}{\varepsilon_{r\pi}}} \right)^{\pm 1} \right] \left( \frac{Z_c}{Z_\pi} \right) \geq 1. \quad (54)$$

Представленные условия позволяют утверждать, что только в структуре из симметричных связанных линий в однородной диэлектрической среде коэффициент импедансной связи может быть задан произвольным в диапазоне  $[0; 1]$ . Кроме того, величина импедансной связи  $k$  определяет верхнюю границу асимметрии импедансов и нижнюю границу фазового отношения, т.е. слишком большая связь не позволяет достигать дополнительной асимметрии, а слишком малая связь не позволяет достигать большего фазового отношения. Другими словами, при росте требований к асимметрии связь надо снижать, а при росте требований к разному модальным скоростей связь надо увеличивать. Например, при связи  $k = 1/\sqrt{2}$  (3 дБ) максимально достижимая асимметрия в однородном диэлектрике, выражаемая отношением импедансов линий, равна двум, а максимально возможное фазовое отношение модальных скоростей в симметричных линиях близко к  $m \approx 5,8$ .

Основные типы связанных линий и их базовые наборы параметров представлены в табл. 1.

Таблица 1

Параметры связанных линий			
Среда	Электрическая симметрия	Погонные (первичные) параметры	Модальные параметры
Неоднородная	Несимметричные	$L_{11}, L_{22}, L_{12}, C_{11}, C_{22}, C_{12}$	$Z_0, k, R_c, R_\pi, \varepsilon_{rc}, \varepsilon_{r\pi}$
Однородная		$C_{11}, C_{22}, C_{12}, \varepsilon_r$	$Z_0, k, n, \varepsilon_r$
Неоднородная	Симметричные	$L_{11}, L_{12}, C_{11}, C_{12}$	$Z_0, k, \varepsilon_{rc}, \varepsilon_{r\pi}$
Однородная		$C_{11}, C_{12}, \varepsilon_r$	$Z_0, k, \varepsilon_r$

По табл. 1 заметим, что погонные параметры являются первичными при анализе связанных линий, однако при синтезе СЛ исходными данными являются модальные параметры.

#### Синтез погонных параметров

Пусть заданы значения шести модальных параметров несимметричных связанных линий в неод-

нородной диэлектрической среде:  $Z_0, k, R_c, R_\pi, \epsilon_{rc}, \epsilon_{r\pi}$ , которые удовлетворяют условиям физической реализуемости (52) и (53). Найдём их погонные параметры по следующему алгоритму:

1) зная  $Z_0, k, R_c, R_\pi$  и используя формулы (33), (34), находим параметры  $Z_{c1}, Z_{\pi1}, R_c, R_\pi$ ;

2) формируем матрицы модальных напряжений  $\mathbf{U}$  и токов  $\mathbf{J}$  согласно (12) и (15);

3) перемножив известные матрицы, получаем искомые матрицы погонных емкостей  $\mathbf{C}$  и индуктивностей  $\mathbf{L}$  соответственно

$$\mathbf{L} = \mathbf{U} \text{diag}(\sqrt{\epsilon_r}/c) \mathbf{J}^{-1}; \quad (55)$$

$$\mathbf{C} = \mathbf{J} \text{diag}(\sqrt{\epsilon_r}/c) \mathbf{U}^{-1}. \quad (56)$$

Выполнив поэлементное умножение в (55) и (56), найдём элементы матриц погонных параметров:

$$L_{11} = \left( \frac{\sqrt{\epsilon_{r\pi}} Z_{\pi1} - \sqrt{\epsilon_{rc}} Z_{c1}}{R_\pi} \right) \frac{R_c R_\pi d}{c}; \quad (57)$$

$$L_{22} = \left( \sqrt{\epsilon_{r\pi}} Z_{\pi1} R_\pi - \sqrt{\epsilon_{rc}} Z_{c1} R_c \right) \frac{R_c R_\pi d}{c}; \quad (58)$$

$$L_{12} = \left( \sqrt{\epsilon_{r\pi}} Z_{\pi1} - \sqrt{\epsilon_{rc}} Z_{c1} \right) \frac{R_c R_\pi d}{c}; \quad (59)$$

$$C_{11} = \left( \frac{\sqrt{\epsilon_{r\pi}} R_c - \sqrt{\epsilon_{rc}} R_\pi}{Z_{\pi1}} \right) \frac{d}{c}; \quad (60)$$

$$C_{22} = \left( \frac{\sqrt{\epsilon_{r\pi}}}{R_c Z_{\pi1}} - \frac{\sqrt{\epsilon_{rc}}}{R_\pi Z_{c1}} \right) \frac{d}{c}; \quad (61)$$

$$C_{12} = \left( \frac{\sqrt{\epsilon_{r\pi}}}{Z_{\pi1}} - \frac{\sqrt{\epsilon_{rc}}}{Z_{c1}} \right) \frac{d}{c}; \quad (62)$$

$$d = (R_c - R_\pi)^{-1},$$

где  $c$  – скорость света в свободном пространстве.

После синтеза погонных параметров связанных линий предполагается их конструктивная реализация, однако этот этап – за рамками данной работы.

В завершение представим четыре тестовые структуры связанных линий различных типов с полным списком их расчётных параметров, которые сведём в табл. 2. Первая структура – это СЛ с воздушным однородным заполнением (все фазовые коэффициенты равны нулю); линии имеют импедансы 75 и 50 Ом соответственно и представляют собой несимметричный согласованный противонаправленный ответвитель со слабой связью (10 дБ, т.е.  $k = 0,316$ ) [16]. Вторая – это связанные микрополосковые линии неравной ширины (см. рис. 1, а) с параметрами конструкции:  $w_1/h = 0,4$ ;  $w_2/h = 0,11$ ;  $s/h = 0,08$ ;  $\epsilon_r = 10$  [17]. Третья – противонаправленный мост с трансформацией импеданса (50/25 Ом) на несимметричных СЛ с лицевой связью (см. рис. 1, в):  $w_1 = 0,36$  мм;  $w_2 = 3,15$  мм;  $h_1 = 0,051$  мм;  $h_2 = 0,548$  мм;  $\epsilon_{r1} = \epsilon_{r2} = 3,38$  [18]. Четвертая – впервые синтезированная в данной работе структура, являющаяся квадратурным транснаправленным мостом (3 дБ) с трансформацией импеданса (50/25 Ом).

Таблица 2

Численные значения параметров связанных линий

Группы параметров	Параметры	Значения параметров			
		[16]	[17]	[18]	Эта работа
Погонные	$L_{11}$ , мкГн/м	0,2635	0,5885	0,2724	0,4365
	$L_{12}$ , мкГн/м	0,0680	0,3789	0,148	0,1747
	$L_{22}$ , мкГн/м	0,1757	0,8072	0,1481	0,1749
	$C_{11}$ , пФ/м	46,85	158,3	257,81	419,7
	$C_{12}$ , пФ/м	18,14	66,83	257,8	419,6
Модальные	$Z_0$ , Ом	61,24	70,5	24,03	35,36
	$k$	0,3162	0,527	0,7379	$\sqrt{2/3}$
	$R_c$	0,8165	0,994	0,9446	1
	$R_\pi$	-0,8165	-2,061	-0,0759	-0,001
	$\epsilon_{rc}$	1,0	6,387	2,858	1,1
Импедансы	$\epsilon_{r\pi}$	1,0	5,523	2,889	9,9
	$Z_1$ , Ом	75	61,0	32,5	32,3
	$Z_2$ , Ом	50	84,6	17,7	18,9
	$Z_c$ , Ом	84,9	126,7	61,9	111,3
	$Z_\pi$ , Ом	44,1	39,24	9,33	11,2
	$Z_{c1}$ , Ом	104,1	91,66	394,4	50082
	$Z_{\pi1}$ , Ом	54,1	26,5	20,4	25,0
Коэффициенты	$Z_{c2}$ , Ом	69,3	187,8	28,3	50,1
	$Z_{\pi2}$ , Ом	36,0	54,22	1,46	0,02
	$k_L$	0,3162	0,552	0,737	0,632
	$k_C$	0,3162	0,502	0,739	0,926
	$k_{LC}$	0	0,069	-0,004	-0,708
Импедансы, проводимости	$k_\epsilon$	0	0,088	-0,005	-0,8
	$k_\nu$	0	0,044	-0,003	-0,5
	$Z_{11}$ , Ом	79,1	70,4	48,2	75
	$Z_{22}$ , Ом	52,7	97,7	26,3	50
	$Z_{12}$ , Ом	20,4	43,7	26,3	50
	$Y_{11}$ , См	0,0141	0,020	0,0455	0,04
Нагрузочные резисторы	$Y_{22}$ , См	0,0211	0,014	0,0835	0,06
	$Y_{12}$ , См	-0,0054	-0,009	-0,0455	-0,04
	$Z_{01}$ , Ом	75	59,9	32,6	25
	$Z_{02}$ , Ом	50	83,0	17,7	50
	$Z_{1c}$ , Ом	116	92,1	66791	50082
	$Z_{2c}$ , Ом	63,9	185,9	26,3	50,1
	$Z_m$ , Ом	184	113,7	22,0	25,0
	$Z_{1\pi}$ , Ом	58,6	26,7	22,0	25,0
	$Z_{2\pi}$ , Ом	32,3	54,0	0,01	0,02
	$Z_{12}$ , Ом	20,4	43,7	26,3	50,0

**Заключение**

Обобщены и дополнены известные системы параметров, описывающих несимметричные СЛ с неоднородным диэлектрическим заполнением. Вводится такой новый параметр, как «характеристический коэффициент», позволяющий рационализировать и сделать компактной запись ряда соотношений. Впервые системам параметров СЛ дана геометрическая интерпретация, которая позволила ускорить и сделать наглядными их анализ и синтез. Приведены примеры расчета тестовых структур.

**Приложение**

При моделировании СЛ используются соотношения из алгебры и геометрии, которым необходимы соответствующие пояснения и иллюстрации. Итак, пусть даны две величины  $x_1$  и  $x_2$ . Требуется найти их среднее арифметическое  $s$  и среднее гео-

метрическое  $b$  значения. Основные соотношения и геометрическое решение задачи [19] даны на рис. П1.

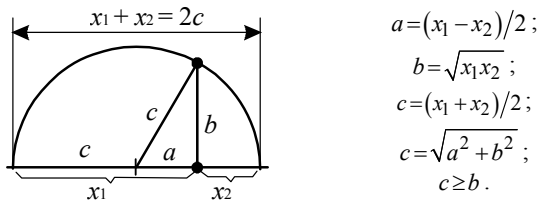


Рис. П1. Геометрический чертёж для отыскания среднего арифметического  $c$  и среднего геометрического  $b$

### Литература

1. Влостовский Е.Г. К теории связанных линий передачи // Радиотехника. – 1967. – Т. 22, № 4. – С. 28–35.
2. Фильтры и цепи СВЧ / пер. с англ. Л.В. Алексеева, А.Е. Знаменского, В.С. Полякова. – М.: Связь, 1976. – 248 с.
3. Справочник по элементам полосковой техники / О.И. Мазепова, В.П. Мещанов, Н.И. Прохорова и др. / под ред. А.Л. Фельдштейна. – М.: Связь, 1979. – 336 с.
4. Сычев А.Н., Стручков С.М. Системы параметров одинаковых связанных линий с неуравновешенной электромагнитной связью // Доклады ТУСУР. – 2014. – № 1 (31). – С. 39–50.
5. Mongia R., Bahl I.J., Bhartia P. RF and microwave coupled-line circuits. – Norwood: Artech House, 1999. – 520 p.
6. Wincza K. Asymmetric coupled-line directional couplers as impedance transformers in balanced and  $n$ -way power amplifiers/ K. Wincza, S. Gruszczynski // IEEE Trans. – 2011. – Vol. MTT-59, No. 7. – P. 1803–1810.
7. Krage M.K., Haddad G.I. Characteristics of coupled microstrip transmission lines-I: Coupled-mode formulation of inhomogeneous lines // IEEE Trans. – 1970, Vol. MTT-18, No. 4. – P. 217–222.
8. Marx K.D. Propagation modes, equivalent circuits, and characteristic termination for multiconductor transmission lines with inhomogeneous dielectrics // IEEE Trans. – 1973. – Vol. MTT-21, No. 7. – P. 450–457.
9. Tripathi V.K. Asymmetric coupled transmission lines in an inhomogeneous medium // IEEE Trans., 1975. – Vol. MTT-23, No. 9. – P. 734–739.
10. Малютин Н.Д. Матричные параметры неодинаковых связанных полосковых линий с неоднородным диэлектриком // Радиотехника и электроника. – 1976. – Т. 21, № 12. – С. 2473–2478.
11. Pipes L.A. Matrix theory of multiconductor transmission lines // Phil. Magazine, 1937. – Vol. 24, July. – P. 97–113.
12. Сычев А.Н., Малютин Н.Д. Квази-Т-параметры многопроводных связанных линий и их топологическое представление в задачах построения САПР СВЧ-устройств // Вопросы конструирования и технологии производства РЭА / Под ред. Е.И. Гольдштейна, Н.Д. Малютина. – Томск: Изд-во Томск. ун-та, 1986. – С. 110–115.
13. Конструирование и расчёт полосковых устройств / В.И. Голубев, И.С. Ковалёв, Е.Г. Кузнецов / под ред. И.С. Ковалёва. – М.: Сов. радио, 1974. – 296 с.
14. Tsai C., Gupta K.C. A generalized model for coupled lines and its applications to two-layer planar circuits // IEEE Trans. – 1992. – Vol. MTT-40, No. 12. – P. 2190–2199.
15. Сычев А.Н. Синтез идеального фазового отношения для ответвителей на связанных линиях по заданному типу направленности / А.Н. Сычев, С.М. Стручков, Н.Ю. Рудый // Доклады ТУСУР, 2017. – Т. 20, № 2. – С. 15–18.

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

17. Sachse K. Scattering parameters and directional coupler analysis of characteristically terminated asymmetric coupled transmission lines in an inhomogeneous medium // IEEE Trans. – 1990. – Vol. MTT-38, No. 4. – P. 417–425.

18. Сычев А.Н. Моделирование неодинаковых связанных линий с лицевой связью / А.Н. Сычев, К.К. Жаров // Электронные средства и системы управления: мате. докл. XIV Междунар. науч.-практ. конф. (28–30 нояб. 2018 г.): В 2-х ч. – Ч. 1 – Томск: В-Спектр, 2018. – С. 91–93 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://storage.tusur.ru/files/122116/2018-1.pdf> (дата обращения: 28.01.2019).

19. Среднее геометрическое [Электронный ресурс]. – Режим доступа: [https://ru.wikipedia.org/wiki/Среднее\\_геометрическое](https://ru.wikipedia.org/wiki/Среднее_геометрическое) (дата обращения: 28.01.2019).

### Сычев Александр Николаевич

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

### Рудый Николай Юрьевич

Студент каф. КСУП ТУСУРА  
Ленина пр-т., 40, г. Томск, 634050, Россия  
Тел.: +7 (382-2) 41-47-17  
Эл. почта: nickolay0512@mail.ru

Sychev A.N., Rudyi N.Y.

### Parameters of asymmetric coupled lines with inhomogeneous dielectrics

The general case of asymmetric coupled lines in an inhomogeneous dielectric medium is considered. Various systems of parameters are presented, including per-unit-length and modal ones. For the first time, a geometrical representation of systems of parameters of coupled lines is proposed. The conditions of their physical implementation are given.

**Keywords:** asymmetric coupled lines, inhomogeneous dielectric, per-unit-length parameters, per-unit-length capacitances, per-unit-length inductances, modal parameters, characteristic impedance, coupling coefficient.

**doi:** 10.21293/1818-0442-2018-21-4-1-7-15

### References

1. Vlostovskiy E.G., Theory of coupled transmission lines, *Telecommun. Radio Eng.*, 1967, vol. 21, Apr., pp. 87–93.
2. *Microwave filters and circuits*, Ed. A. Matsumoto, New York, London: Academic Press, 1970, 349 p.
3. *Handbook on components of stripline techniques*, Ed. Fel'dstein A.L., Moscow: Svyaz' Publ., 1979, 336 p. (in Russ.).
4. Sychev A.N., Struchkov S.M. Parameter sets of the uniform coupled transmission lines with unbalanced electromagnetic coupling, *Proceedings of TUSUR University*, 2014, no. 1 (31), March, pp. 39–50 (in Russ.).

5. Mongia R., Bahl I.J., Bhartia P. *RF and microwave coupled-line circuits*, Norwood: Artech House, 1999.– 520 p.
6. Wincza K., Gruszczynski S. Asymmetric coupled-line directional couplers as impedance transformers in balanced and  $n$ -way power amplifiers, *IEEE Trans.*, 2011, vol. MTT-59, no. 7, pp. 1803–1810.
7. Krage M.K., Haddad G.I. Characteristics of coupled microstrip transmission lines-I: Coupled-mode formulation of inhomogeneous lines, *IEEE Trans.*, 1970, vol. MTT-18, no. 4, pp. 217–222.
8. Marx K.D. Propagation modes, equivalent circuits, and characteristic terminations for multiconductor transmission lines with inhomogeneous dielectrics, *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-21, no. 7, July 1973, pp. 450–457.
9. Tripathi V.K. Asymmetric coupled transmission lines in an inhomogeneous medium, *IEEE Trans.*, 1975, vol. MTT-23, no. 9, Sept., pp. 734–739.
10. Malyutin N.D. Matrix parameters of unequal coupled striplines with inhomogeneous dielectrics, *Radio-engineering and Electronics*, 1976, vol.21, no. 12, pp. 2473–2478 (in Russ.).
11. Pipes L.A. Matrix theory of multiconductor transmission lines, *Phil. Magazine*, 1937, vol. 24, July, pp. 97–113.
12. Sychev A.N., Malyutin N.D. Qasi-static parameters of multi-conductor coupled lines and their topological representation in problems of CAD of microwave circuits, in book Questions of design and manufacturing technology of electronic equipment, Ed. E.I. Goldstein, N.D. Malyutin, Tomsk: TSU Press, 1986, pp. 110–115 (in Russ.).
13. Konstruirovaniye i raschet poloskovykh ustroystv / Golubev V.I., Kovalev I.S., Kuznetsov E.G. / Pod red. I.S. Kovaleva, Moskva: Sov. Radio, 1974, 296 s. [*Design and calculation of stripline circuits*, Ed. I.S. Kovalev, Moscow: Sov. Radio Publ., 1974, 296 p. (in Russ.).
14. Tsai C., Gupta K.C. A generalized model for coupled lines and its applications to two-layer planar circuits, *IEEE Trans.*, 1992, vol. MTT-40, no. 12, pp. 2190–2199.
15. Sychev A.N., Struchkov S.M., Rudyi N.Y. Synthesis of an ideal phase ratio for a coupled-line coupler with given type of directivity, *Proceedings of TUSUR University*, 2017, vol. 20, no. 2, pp. 15–18 (in Russ.).
16. Cristal E.G. Coupled-transmission-line directional couplers with coupled lines of unequal characteristic impedances, *IEEE Trans.*, 1966, vol. MTT-14, no. 7, pp. 337–346.
17. Sachse K. Scattering parameters and directional coupler analysis of characteristically terminated asymmetric coupled transmission lines in an inhomogeneous medium, *IEEE Trans.*, 1990, vol. MTT-38, no. 4, pp. 417–425.
18. Sychev A.N., Zharov K.K. Modeling of asymmetric broad-side coupled lines, *Electronic Tools and Control Systems: Proc. of XIV Int. Scientific Conf.* (Nov. 28–30, 2018): in 2 part, part 1, Tomsk: V-Spectrum, 2018, pp. 91–93 (in Russ.). [Online] Available at: <https://storage.tusur.ru/files/122116/2018-1.pdf> (accessed January 28, 2019).
19. Geometric mean. [Online] Available at: [https://en.wikipedia.org/wiki/Geometric\\_mean](https://en.wikipedia.org/wiki/Geometric_mean) (accessed: January 28, 2019).

---

**Aleksandr N. Sychev**

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

**Nickolay Y. Rudyi**

Student of Department of Computer Systems, Tomsk State  
University of Control Systems and Radioelectronics (TUSUR)  
40, Lenin pr., Tomsk, 634050, Russia  
Phone: +7 (382-2) 41-47-17  
Email: nickolay0512@mail.ru



УДК 621.371: 519.633

Ю.П. Акулиничев, А.В. Могильников

## Простая аппроксимация дискретной функции Грина в частотной области при численном решении параболического уравнения

Рассматривается задача расчета параметров электромагнитного поля путем численного решения параболического уравнения методом дискретного преобразования Фурье с расщеплением. Определены точные значения коэффициентов передачи отрезков плоских волн от источника излучения на расстояние  $x$  в однородной среде (дискретная функция Грина для спектральной области) и описан характер их зависимости от поперечного размера прямоугольной области расчета. Для ближней зоны предложена простая экспоненциальная аппроксимация дистанционной зависимости этих коэффициентов, использование которой не меняет традиционного алгоритма расчета, но существенно повышает его точность.

**Ключевые слова:** распространение радиоволн, параболическое уравнение, метод дискретного преобразования Фурье.

**doi:** 10.21293/1818-0442-2018-21-4-1-16-21

Моделирование процессов распространения радиоволн (РРВ) в неоднородной среде над поверхностью Земли является важным и чрезвычайно полезным инструментом исследований в области радиолокации, радионавигации и беспроводной связи. В последние десятилетия широко применяется математическая модель РРВ в виде параболического уравнения (ПУ). Впервые оно было получено и использовано в работах М.А. Леонтовича и В.А. Фока при анализе дифракции радиоволн над сферической земной поверхностью [1] для линейной модели атмосферы и приземного канала [2].

Сначала ради простоты рассмотрим уравнение Гельмгольца для электромагнитного поля (ЭМП)  $\Psi(x, z)$ , т.е. цилиндрической волны, в среде с индексом преломления  $n(x, z)$

$$\left\{ \frac{\partial^2}{\partial x^2} + \frac{\partial^2}{\partial z^2} + k^2 n(x, z)^2 \right\} \Psi(x, z) = 0, \quad (1)$$

где  $k = 2\pi/\lambda$  – волновое число.

Скалярное ПУ (2) определяется из (1) на основе малоуглового приближения при следующих допущениях. Распространение радиоволны происходит вдоль положительного направления оси  $Ox$  при малых углах рассеяния. ЭМП имеет либо вертикальную, либо горизонтальную поляризацию и соответственно определяется поперечной составляющей либо магнитного  $\Psi(x, z) = H_y(x, z)$ , либо электрического поля  $\Psi(x, z) = E_y(x, z)$  [3]. Тогда ПУ имеет вид

$$\frac{\partial^2 u(x, z)}{\partial z^2} + 2ik \frac{\partial u(x, z)}{\partial x} + k^2 (n(x, z)^2 - 1) u(x, z) = 0, \quad (2)$$

где  $u(x, z) = \exp(-ikx)\Psi(x, z)$  – огибающая ЭМП.

При решении практических задач используют численные методы решения ПУ (2). На расчетную область «дальность–высота» накладывается прямоугольная сетка. Расчет поля ведется в её узлах, нанесенных в пространстве на расстояния шагов дискретизации по дальности  $\Delta x$  и высоте  $\Delta z$ . При этом в соответствии с теоремой отсчетов максимально до-

пустимое отклонение вектора Пойнтинга от направления оси  $Ox$  составляет  $\beta_{\max} = \lambda/(2\Delta z)$ .

На сегодняшний день наиболее распространёнными численными методами решения ПУ являются метод дискретного преобразования Фурье (ДПФ) с расщеплением, метод конечных разностей (МКР) и метод конечных элементов (МКЭ) [4–6]. МКР и МКЭ базируются на решении систем линейных уравнений при заданных граничных условиях, что позволяет использовать экономное решение методом прогонки [7]. Для МКР и МКЭ существуют способы задания граничных условий, которые практически исключают влияние поперечного размера сетки на точность расчетов поля [8–10]. Однако МКР и МКЭ при увеличении частоты распространяющейся волны и точности расчета требуют существенно уменьшать шаги дискретизации  $\Delta x$  и  $\Delta z$ , что приводит к резкому увеличению затрачиваемой вычислительной мощности или времени расчета, особенно при решении ПУ в трехмерном пространстве или над неровной земной поверхностью [11]. Метод ДПФ менее зависим от подобных факторов, поэтому на сегодняшний день он остается наиболее востребованным методом и лежит в основе работы таких программ, как TEMPER и AREPS, результаты применения которых считаются эталонными при прогнозировании РРВ в неоднородной атмосфере. При этом использование искусственного поглощающего слоя пока является единственным способом задать неотражающие граничные условия [12, 13].

### Метод дискретного преобразования Фурье с расщеплением

Впервые численное решение ПУ с помощью преобразования Фурье с расщеплением предложили R.H. Hardin и F.D. Tappert в 1973 г. [14]. Позднее метод был успешно применен и адаптирован к использованию на ЭВМ при моделировании тропосферного РРВ [4]. Однако суть метода всегда оставалась неизменной.

На дальности  $x$  поле  $u(x, z)$  с помощью прямого ДПФ  $F$  разлагается в угловой спектр плоских волн (гармоник ряда Фурье, располагающихся с шагом по

углу  $\Delta\beta = 2\beta_{\max}/\lambda$  и умножается на передаточную функцию спектра на расстояние  $\Delta x$  (т.е. на коэффициенты передачи гармоник ряда Фурье). К полученным значениям применяется обратное ДПФ, и в результате получается распределение поля по высоте на расстоянии  $x+\Delta x$ , которое в соответствии с сущностью метода расщепления умножается на фазовый множитель, учитывающий рассеяние радиоволн на атмосферных неоднородностях. Таким образом, на каждом шаге по дальности необходимо выполнить операции

$$u(x+\Delta x, z) = e^{ik(n^2-1)\Delta x/2} F^{-1}\{K_{\text{тр}}(\beta) \cdot F[u(x, z)]\}, \quad (3)$$

где  $K_{\text{тр}}(\beta_j) = \exp(-ik\beta_j^2\Delta x/2)$  – традиционный (применяющийся уже в течение нескольких десятилетий) коэффициент передачи  $j$ -й гармоники ряда Фурье, распространяющейся под углом  $\beta_j$  на расстояние  $\Delta x$  [3, 4, 15].

Эти коэффициенты  $K_{\text{тр}}(\beta)$  получены путем формального решения ПУ в безграничной области. На практике же область расчета ограничена по высоте некоторым значением  $z_{\max} = L$ , что приводит к появлению серьезных амплитудных ошибок, которые частично компенсируют с помощью поглощающих слоёв в виде оконных функций или увеличением поперечного размера области расчета  $L$  [3, 16].

Целью данной работы является получение такой передаточной функции  $K(\beta)$ , применение которой приводило бы к уменьшению ошибки расчета поля в ограниченной однородной ( $n=1$ ) расчетной области без использования каких-либо поглощающих слоев. Поскольку влияние поглощающего слоя формально аналогично влиянию неоднородностей среды, оба эти фактора можно учитывать совместно в рамках метода расщепления.

### Содержание работы

Функцию, определяющую коэффициент передачи поля от элементарного источника, расположенного в точке  $(x_1, m\Delta z)$ , в точку  $(x_1+x, n\Delta z)$ , называют дискретной функцией Грина (ДФГ)

$$G_{n,m}(x) = \frac{0,5}{\beta_{\max}} \int_{-\beta_{\max}}^{\beta_{\max}} \exp\left[-ik\left(\frac{x\beta^2}{2} + \Delta z(n-m)\beta\right)\right] d\beta. \quad (4)$$

Таким же образом функцию, определяющую коэффициент преобразования  $p$ -й гармоники в  $q$ -ю гармонику при РРВ на расстояние  $x$ , назовем дискретной функцией Грина в частотной области (ДФГЧ) и определим с помощью двойного дискретного преобразования Фурье от (4)

$$K_{q,p}(x) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{N-1} G_{n,m}(x) \exp[ik\Delta z(m\beta_p - n\beta_q)], \quad (5)$$

где  $N$  – число узлов дискретной сетки по высоте.

Используя формулу суммы конечного числа членов геометрической прогрессии и формулы Эйлера [17], получим точное выражение

$$K_{q,p}(x) = A_{q,p} \int_{-\beta_{\max}}^{\beta_{\max}} \exp[-ikx\beta^2/2] \times$$

$$\times \frac{\sin[k_1 N(\beta - \beta_q)] \sin[k_1 N(\beta - \beta_p)]}{\sin[k_1(\beta - \beta_q)] \sin[k_1(\beta - \beta_p)]} d\beta, \quad (6)$$

где  $A_{q,p} = \frac{\Delta z}{\lambda N} \exp[ik_1(N-1)(\beta_p - \beta_q)]$ ,  $k_1 = k\Delta z/2$ .

Известно, что в однородной безграничной среде плоские волны распространяются независимо с постоянной амплитудой и без взаимных преобразований. Выражение (6) показывает, что при проведении расчета в ограниченной пространственной области оба утверждения перестают быть справедливыми, поскольку здесь вместо плоских волн бесконечной протяженности мы имеем дело лишь с их сегментами протяженности  $L$ .

Интеграл в выражении (6), по-видимому, не относится к числу табличных, да и характер зависимости от дальности  $x$  является довольно сложным, т.е., оно малоприспособно для практических расчетов. Поэтому, чтобы радикально не менять традиционный алгоритм метода ДПФ (3), не будем учитывать наличие взаимного преобразования гармоник, т.е. считаем  $\beta_p = \beta_q$ . Тогда, введя замену  $\gamma = \beta - \beta_p$  и полагая  $\Delta z \rightarrow 0$ ,  $N \rightarrow \infty$ , (6) преобразуем в более простое выражение

$$K(x; \beta_p) = \frac{L}{\lambda} \exp(-ikx\beta_p^2/2) \times \int_{-\infty}^{\infty} \exp[-ikx(\gamma^2 + 2\gamma\beta_p)/2] \frac{\sin^2(\pi\gamma L/\lambda)}{(\pi\gamma L/\lambda)^2} d\gamma, \quad (7)$$

где  $L = N\Delta z$  – поперечный размер области расчета.

Далее выполняем обратное преобразование Фурье каждого из сомножителей в подынтегральном выражении, воспользуемся теоремой Парсеваля и после элементарных математических преобразований [17] вместо (7) получим

$$K(x, \beta_p) = \frac{L}{\sqrt{\lambda x}} \exp\left[-i\left(\frac{\pi}{4} + \frac{kx\beta_p^2}{2}\right)\right] \times \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} \left(1 - \frac{|x\beta_p|}{L}\right) \exp\left[-i\frac{k}{2x}(x\beta_p - z)^2\right] dz \right\}, \quad (8)$$

где  $|x\beta_p| \leq L$ , иначе  $K(x, \beta_p) = 0$ .

При  $x \ll \pi L^2/\lambda$ , т.е. когда радиус первой зоны Френеля намного меньше поперечного размера области расчета (этот размер велик или расстояние  $x$  мало), интеграл в (8) можно вычислить с помощью метода стационарной фазы [17]

$$K(x, \beta_p) \approx \begin{cases} \left(1 - \frac{|x\beta_p|}{L}\right) \exp(-ikx\beta_p^2/2), & x \leq L/|\beta_p|, \\ 0, & x > L/|\beta_p|. \end{cases} \quad (9)$$

Выражение (9) отличается от традиционной передаточной функции метода ДПФ  $K_{\text{тр}}(\beta)$  (3) наличием дополнительного амплитудного множителя. Это

характеризует тот известный факт, что отрезок плоской волны, распространяющийся под углом  $\beta_p$  к оси  $Ox$ , на некотором расстоянии  $x_{\text{вых}} \approx L/|\beta_p|$  полностью выходит из расчетной области (рис. 1) [18].

Было проведено сравнение результатов расчета поля на различных дальностях, полученных методом ДПФ при использовании (9), с эталонными результатами  $K_{\text{эт}}(x)$ . Входное поле при  $x = 0$  в обоих случаях задавалось отрезком плоской волны размером  $L$ . Но эталонные результаты  $K_{\text{эт}}(x)$  получены в расчетной области, размеры которой во много раз больше  $L$ , что на малых расстояниях устраняет влияние граничной области на точность расчета. При этом эпизодически проверялось, что более трудоемкий путь с использованием точного выражения (6) дает те же значения.

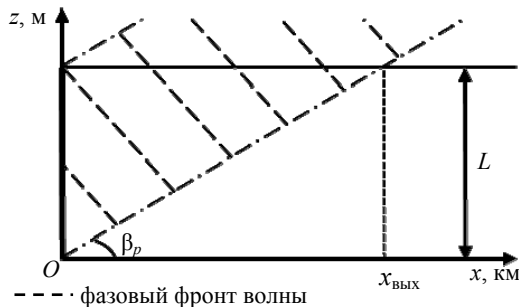


Рис. 1. Схема распространения отрезка плоской волны

Сравнение результатов показало, что отличие эталонных коэффициентов передачи гармоник ряда Фурье  $K_{\text{эт}}(x)$  и коэффициентов (9) на разных дальностях составляет от одного до двух процентов. Исходя из этого факта, можно утверждать, что (9) является точной аппроксимацией эталонной функции Грина в ближней зоне для метода ДПФ. При этом существенная разница между (9) и  $K_{\text{эт}}(x)$  наблюдается лишь на расстояниях  $x > (0,95 \dots 1)L/|\beta_0|$ , но эталонные значения всегда остаются больше нуля вследствие того, что на этих расстояниях возрастает роль взаимных преобразований одних гармоник в другие (рис. 2).

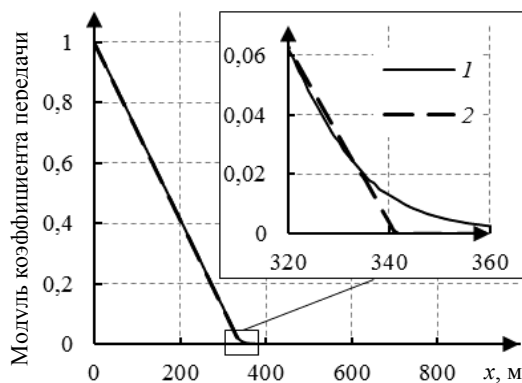


Рис. 2. Модуль коэффициента передачи отрезка плоской волны при  $\beta = 0,375$  рад: 1 – эталонного; 2 – определенно согласно (9);  $N = 512$ ;  $\lambda = 0,3$  м;  $\Delta x = 1$  м;  $\Delta z = \lambda/2$

Во избежание дублирования результатов с помощью нормировки пространственных переменных

$$x_H = x/\Delta x_{\text{max}}, \quad z_H = z/\Delta z_{\text{max}}, \quad \beta_H = \beta_p/\beta_{\text{max}}, \quad (10)$$

$$\Delta x_{\text{max}} = \lambda/\beta_{\text{max}}^2, \quad \Delta z_{\text{max}} = \lambda/(2\beta_{\text{max}}) \quad (11)$$

был проведен переход от стандартного (2) к нормированному ПУ

$$\frac{\partial u(x_H, z_H)}{\partial x_H} = \frac{i}{\pi} \frac{\partial^2 u(x_H, z_H)}{\partial z_H^2} + i \frac{\pi}{\beta_{\text{max}}^2} (n^2 - 1) u(x_H, z_H). \quad (12)$$

Точная аппроксимация эталонных коэффициентов передачи  $K_{\text{эт}}(x)$  (9) тогда принимает вид

$$K(x_H, \beta_H) \approx \begin{cases} \left[ 1 - \frac{|x_H \beta_H|}{L_1} \right] e^{-i \frac{\pi x_H \beta_H^2}{2}}, & x_H \leq L_1/|\beta_H|, \\ 0, & x_H > L_1/|\beta_H|, \end{cases} \quad (13)$$

где  $L_1 = N\beta_{\text{max}}$ .

Как будет показано далее, при использовании коэффициентов (13) ошибки расчета поля по отношению к эталонным значениям могут составлять сотые доли процента. Однако, несмотря на столь впечатляющий результат, возможности использования выражения (13) весьма ограничены. Дело в том, что в неоднородной среде каждая неоднородность фактически является источником вторичного излучения, и обеспечение линейной зависимости модуля коэффициента передачи от расстояния совместно для каждого такого источника является весьма трудоемкой задачей.

Поэтому нужно найти свободную от этого недостатка аппроксимацию эталонной функции  $K_{\text{эт}}(x)$ . После обработки результатов эталонных расчетов поля при различных параметрах расчетной области такая аппроксимация была найдена

$$K_{\text{ан}}(x_H, \beta_H) = \exp \left[ x_H \left( -3,44 - 11,92 \frac{\beta_H}{N} - i \frac{\pi \beta_H^2}{\beta_{\text{max}}^2} \right) \right]. \quad (14)$$

Эта функция, как и (13), также отличается от традиционной наличием дополнительного амплитудного множителя, однако с дальностью он изменяется не линейно, а экспоненциально.

Естественно, такая простая аппроксимация (14) работает не так хорошо, как (13) (рис. 3).

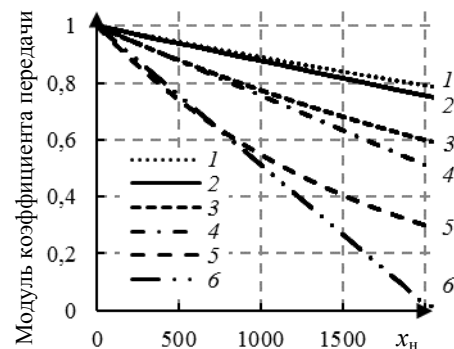


Рис. 3. Модули эталонных коэффициентов передачи отрезка плоской волны при  $\beta_H = 0,0313$ ;  $0,0625$ ;  $0,125$  (кривые 2, 4, 6 соответственно) и их аппроксимации, определенные согласно (14) (кривые 1, 3, 5 соответственно).  $N = 1024$ ,  $\Delta x_H = 1$ ,  $\Delta z_H = 1$

Наибольшие отличия от эталона наблюдаются для гармоник, близких к  $\pm\beta_{\max}$  (рис. 4). Однако применение (14) на практике абсолютно оправдано. Во-первых, это не требует изменения самого метода ПФ, меняется лишь показатель экспоненты, харак-

теризующей коэффициенты передачи гармоник ряда Фурье. Во-вторых, такое небольшое изменение повышает точность расчета поля на десятки и сотни процентов при любом размере расчетной области  $N$  (рис. 5).

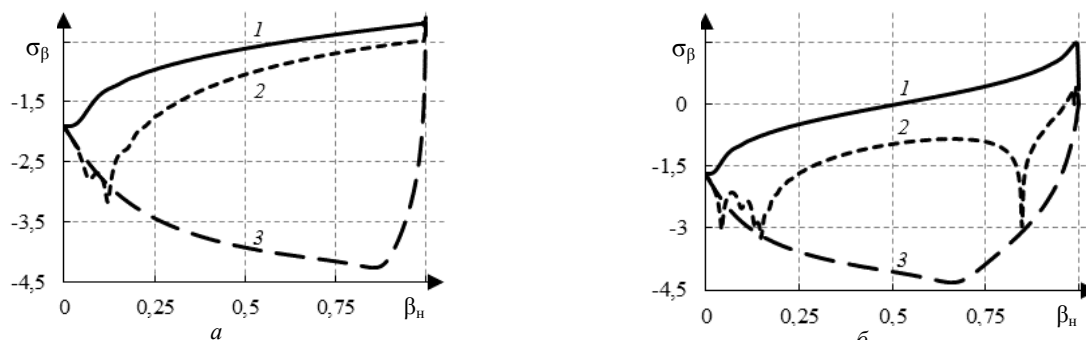


Рис. 4. Зависимость десятичного логарифма относительной СКО определения коэффициентов передачи гармоник ряда Фурье  $\sigma_\beta$  от угла распространения отрезка плоской волны  $\beta_n$  на расстояниях  $x_n=100$  (а) и  $x_n=250$  (б) при использовании: 1 – традиционных коэффициентов  $K_{\text{тр}}(\beta_n)$ , 2 – аппроксимации  $K_{\text{ан}}(x_n, \beta_n)$  (14), 3 – аппроксимации  $K(x_n, \beta_n)$  (13).  $N=512$ ,  $\Delta x_n=1$ ,  $\Delta z_n=1$

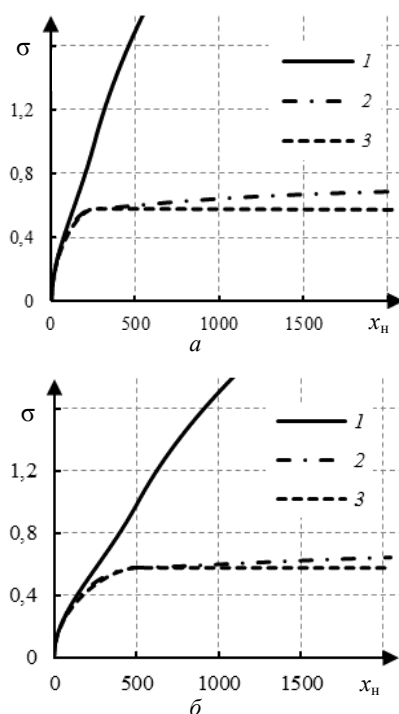


Рис. 5. Зависимость относительной СКО расчета поля  $\sigma$  от дальности  $x_n$  при  $N = 512$  (а) и  $N = 1024$  (б) при использовании: 1 – традиционных коэффициентов  $K_{\text{тр}}(\beta_n)$ ; 2 – аппроксимации  $K_{\text{ан}}(x_n, \beta_n)$  (14); 3 – эталонных коэффициентов;  $\Delta x_n = 1$ ;  $\Delta z_n = 1$

### Заключение

Приведенные результаты показывают, что имеются возможности существенно повысить точность численного решения параболического уравнения методом дискретного преобразования Фурье. Этого можно достигнуть, даже не меняя традиционный алгоритм, но изменив численные значения входящих в него параметров, т.е. без дополнительных вычислительных затрат. Дальнейшее совершенствование метода возможно при переходе от идеологии чис-

ленного решения уравнения в частных производных к идеологии решения соответствующего интегрального уравнения.

Работа выполнена в рамках проекта по госзаданию Минобрнауки № 8.7348.2017/8.9.

### Литература

1. Леонтович М.А. Решение задачи о распространении электромагнитных волн вдоль поверхности Земли по методу параболического уравнения / М.А. Леонтович, В.А. Фок // ЖЭТФ. – 1946. – Т. 16, № 7. – С. 557–573.
2. Фок В.А. Проблемы дифракции и распространения электромагнитных волн. – М.: Сов. радио, 1970. – 517 с.
3. Levy M. Parabolic equation methods for electromagnetic wave propagation. – London: IEE, 2000. – 336 p.
4. Kuttler J.R. Theoretical description of the parabolic approximation. Fourier split-step method of representing electromagnetic propagation in the troposphere / J.R. Kuttler, G.D. Dockery // Radio Sci. – 1991. – Vol. 26, No. 2. – P. 381–393.
5. Marcus S. Domain decomposition for finite difference solutions of parabolic equations in wave propagation / S. Marcus and D. Degani // Proc. Antennas and Propagation Society Int. Symp. Dig. – Seattle, WA, 1994. – P. 2088–2091.
6. Iqbal A. Numerical evaluation of radiowave propagation in evaporation ducts using FEM / A. Iqbal, V. Jeoti // Nat. Postgraduate Conf. (NPC). – Kuala-Lumpur, Malaysia, 2011, P. 1–6.
7. Самарский А.А. Введение в численные методы. – М.: Наука, 1978. – 288 с.
8. Sirkova I. Local transparent boundary condition applied to the modeling of tropospheric ducting propagation / I. Sirkova and H. E. Hernandez-Figueroa // Microwave Opt. Technol. Lett. – 1999. – Vol. 21, No. 5. – P. 343–346.
9. Sirkova I. Parabolic wave equation method applied to the tropospheric ducting propagation problem: A survey / I. Sirkova, M. Mikhalev // Electromagnetics. – 2006. – Vol. 26, No. 2. – P. 155–173.
10. A Review of Transparent and Artificial Boundary Conditions Techniques for Linear and Nonlinear Schrodinger Equations / X. Antoine, A. Arnold, C. Besse, M. Ehrhardt, A. Schadle // Communications in computational physics. – 2008. – Vol. 4, No. 4. – P. 729–796.

11 Apaydin G. Numerical investigations of and path loss predictions for surface wave propagation over sea paths including hilly island transitions / G. Apaydin, L. Sevgi // *IEEE Trans. Antennas Propagat.* – 2010. – Vol. 58, No. 4. – P. 1302–1314.

12. An overview of recent advances for the TEMPER radar propagation model / G.D. Dockery, R.S. Awadallah, D.E. Freund, J.Z. Gehman, M.H. Newkirk // *IEEE Radar Conf.* – NJ: Piscataway, 2007. – P. 896–905.

13. Patterson W.L. Advanced refractive effects prediction system (AREPS) // *IEEE Radar Conf.* – Waltham, MA, 2007. – P. 891–895.

14. Hardin R.H. Applications of the split-step Fourier method to the numerical solution of nonlinear and variable coefficient wave equations / R.H. Hardin, F.D. Tappert // *Siam Rev.* – 1973. – Vol. 15, No. 2. – 423 p.

15. Parabolic Equation Modeling of Propagation over Terrain Using Digital Elevation Model / Xiao-Wei Guan, Li-Xin Guo, Ya-Jiao Wang, and Qing-Liang Li // *International Journal of Antennas and Propagation.* – 2018. – URL: <https://www.hindawi.com/journals/ijap/2018/1878307/> (дата обращения: 23.11.18).

16. Форма оптимального искусственного поглощающего слоя для численного решения параболического волнового уравнения методом ДПФ / Ю.П. Акулиничев, А.В. Могильников, М.А. Колединцева // VII Междунар. науч.-практ. конф. «Актуальные проблемы радиофизики», Томск, 18–22 сентября 2017 г. – Томск: STT, 2017. – С. 61–64.

17. Градштейн И.С. Таблицы интегралов сумм, рядов и произведений / И.С. Градштейн, И.М. Рыжик. – М.: Физматгиз, 1963. – 1100 с.

18. Коррекция применения метода БПФ численного решения параболического волнового уравнения / Ю.П. Акулиничев, М.А. Колединцева, А.В. Могильников // Тр. XXV Всерос. открытой науч. конф. «Распространение радиоволн», Томск, 4–9 июля 2016 г. – Томск: Изд-во Том. гос. ун-та систем упр. и радиоэлектроники, 2016. – Т. III. – URL: [http://symp.iao.ru/files/symp/rwp/25/ru/abstr\\_8303.pdf](http://symp.iao.ru/files/symp/rwp/25/ru/abstr_8303.pdf) (дата обращения: 15.12.18).

#### Акулиничев Юрий Павлович

Д-р техн. наук, профессор каф. радиотехнических систем (РТС) Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР) Ленина пр-т, д. 40, г. Томск, Россия, 634050  
Тел.: +7-931-806-80-01  
Эл. почта: [aupa1941@mail.ru](mailto:aupa1941@mail.ru)

#### Могильников Андрей Владимирович

Студент каф. РТС ТУСУРа  
Ленина пр-т, д. 40, г. Томск, Россия, 634050  
Тел.: +7-923-427-41-22  
Эл. почта: [mog.v.andrey@yandex.ru](mailto:mog.v.andrey@yandex.ru)

Akulinichev Yu.P., Mogilnikov A.V.

#### Simple approximation of the discrete Green's function in the frequency domain for the numerical solution of the parabolic equation

A problem of calculation of electromagnetic field parameters by means of numerical solution of the parabolic equation using the discrete Fourier transform method with splitting is considered. The exact values of the transmission coefficients of the plane wave segments from the radiation source to a

distance  $x$  in a homogeneous medium (discrete Green's function for the spectral region) are determined and the nature of their dependence on the transverse size of the rectangular region is described. A simple exponential approximation of the distance dependence for these coefficients for the near zone is proposed, the use of this approximation does not change the conventional calculation algorithm but significantly increases its accuracy.

**Keywords:** radio wave propagation, parabolic equation, discrete Fourier transform method.

**doi:** 10.21293/1818-0442-2018-21-4-1-16-21

#### References

1. Leontovich M.A., Fok V.A. Solution of propagation of electromagnetic waves along the Earth's surface by the method of parabolic equations // *Journal of Experimental and Theoretical Physics*, 1946, Iss. 16, pp. 13–23.
2. Fock V.A. *Electromagnetic Diffraction and Propagation Problems*. N.Y., USA, Pergamon Press, 1965. 425 p.
3. Levy M. *Parabolic equation methods for electromagnetic wave propagation*. London, IEE, 2000. 336 p.
4. J. R. Kuttler and G. D. Dockery, Theoretical description of the parabolic approximation/Fourier split-step method of representing electromagnetic propagation in the troposphere. *Radio Sci.*, 1991, vol. 26, no. 2, pp. 381–393.
5. S. Marcus and D. Degani, Domain decomposition for finite difference solutions of parabolic equations in wave propagation // *Proc. Antennas and Propagation Society Int. Symp. Dig.*, Seattle, WA, 1994, pp. 2088–2091.
6. A. Iqbal and V. Jeoti, “Numerical evaluation of radio-wave propagation in evaporation ducts using FEM”. *Nat. Postgraduate Conf.* (NPC), Kuala-Lumpur, Malaysia, 2011, pp. 1–6.
7. Samarskiy A.A. *Vvedeniye v chislennyye metody* [Introduction to Numerical Methods]. Moscow, Nauka, 1978. 288 с.
8. Sirkova I., Hernandez-Figueroa H.E. Local transparent boundary condition applied to the modeling of tropospheric ducting propagation. *Microwave Opt. Technol. Lett.*, 1999, vol. 21, no. 5, pp. 343–346.
9. Sirkova I., Mikhalev M. Parabolic wave equation method applied to the tropospheric ducting propagation problem: A survey. *Electromagnetics*, 2006, vol. 26, no. 2, pp. 155–173.
10. Antoine X., Arnold A., Besse C., Ehrhardt M., Schadle A. A Review of Transparent and Artificial Boundary Conditions Techniques for Linear and Nonlinear Schrodinger Equations // *Communications in computational physics*. 2008. vol. 4, no. 4, pp. 729–796.
11. Apaydin G., Sevgi L. Numerical investigations of and path loss predictions for surface wave propagation over sea paths including hilly island transitions, *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, 2010, vol. 58, no. 4, pp. 1302–1314.
12. Dockery G.D., Awadallah R.S., Freund D.E., Gehman J.Z., Newkirk M.H. An overview of recent advances for the TEMPER radar propagation model. *IEEE Radar Conf.*, Piscataway, NJ, 2007, pp. 896–905.
13. Patterson W.L. Advanced refractive effects prediction system (AREPS). *IEEE Radar Conf.*, Waltham, MA, 2007, pp. 891–895.
14. Hardin R.H., Tappert F.D. Applications of the split-step Fourier method to the numerical solution of nonlinear and variable coefficient wave equations // *Siam Rev.* 1973, vol. 15, no. 2. 423 p.
15. Parabolic Equation Modeling of Propagation over Terrain Using Digital Elevation Model / Xiao-Wei Guan, Li-

Xin Guo, Ya-Jiao Wang, Qing-Liang Li // *International Journal of Antennas and Propagation*. 2018. URL: <https://www.hindawi.com/journals/ijap/2018/1878307/> (accessed: November 23, 2018).

16. Akulynychev Yu.P., Mohyl'nykov A.V., Koledyntseva M.A. Forma optimal'nogo iskusstvennogo pogloshchayushchego sloya dlya chislennogo resheniya parabolicheskogo volnovogo uravneniya metodom DPF [The shape of the optimal artificial absorbing layer for the numerical solution of the parabolic wave equation by the DFT method] // *VII Mezhdunar. nauch.-prakt. konf. «Aktual'nyye problemy radiofiziki»* [VII International Scientific and Practical Conference «Actual Problems of Radiophysics»], Tomsk: STT, 2017, pp. 61–64 (in Russ.).

17. Gradshteyn I.S., Ryzhik I.M. *Tablitsy integralov summ, ryadov i proizvedeniy* [Table of Integrals, Series, and Products], M.: Fizmatgiz, 1963. 1100 p.

18. Akulynychev Yu.P., Mohyl'nykov A.V., Koledyntseva M.A. Korrektsiya primeneniya metoda BPF chislennogo resheniya parabolicheskogo volnovogo uravneniya [Correction of the application of the FFT method for the numerical solution of the parabolic wave equation] // *XXV Vseros. otkrytaya nauch. kon. «Rasprostraneniye radiovoln»* [XXV All-

Russian Open Scientific Conference «Radio Wave Propagation»]: Tomsk: TUSUR publ., 2016, vol. III (in Russ.).

---

**Yuri P. Akulinichev**

Doctor of Engineering, Professor,  
Department of Radio Engineering Systems (RES)  
Tomsk State University of Control Systems  
and Radioelectronics (TUSUR)  
40, Lenin pr., Tomsk, Russia, 634050  
Phone: +7-931-806-80-01  
Email: [aupa1941@mail.ru](mailto:aupa1941@mail.ru)

**Andrey V. Mogilnikov**

Student, Department of Radio Engineering Systems (RES)  
Tomsk State University of Control Systems  
and Radioelectronics (TUSUR)  
40, Lenin pr., Tomsk, Russia, 634050  
Phone: +7-923-427-41-22  
Email: [mog.v.andrey@yandex.ru](mailto:mog.v.andrey@yandex.ru)

УДК 621.371.3: 621.396.96

А.Ф. Чипига, В.П. Пашинцев, М.В. Песков

## Оценка интенсивности ионосферных мерцаний и помехоустойчивости систем спутниковой связи по результатам измерения полного электронного содержания

На основе результатов измерений вариаций полного электронного содержания ионосферы, соответствующих мелкомасштабным возмущениям, вычислены значения индекса мерцаний и вероятности ошибки при приеме информационных символов на частотах  $L1$  и  $L2$  системы GPS. Показано, что при средних значениях индекса мерцаний  $S4 \leq 1$  величина вероятности ошибки  $P_{\text{ош}}$  не превышает  $10^{-8}$ . Рост значения индекса мерцаний  $S4$  в среднем в два раза приводит к возрастанию вероятности ошибки  $P_{\text{ош}}$  на три порядка и превышает  $10^{-6}$ , что подтверждает существенное влияние мелкомасштабных ионосферных возмущений на помехоустойчивость низкочастотных систем спутниковой связи.

**Ключевые слова:** система спутниковой связи, ионосферные мерцания, помехоустойчивость, вероятность ошибки, индекс мерцания, мелкомасштабные ионосферные возмущения.

doi: 10.21293/1818-0442-2018-21-4-1-22-25

Известно [1–4], что процесс распространения радиоволн через мелкомасштабные (т.е. с характерными размерами  $10 \dots 10^3$  м) ионосферные неоднородности сопровождается возникновением замираний (мерцаний) принимаемого сигнала, которые значительно снижают помехоустойчивость систем спутниковой связи (ССС).

Основной характеристикой, позволяющей оценить помехоустойчивость ССС, является вероятность ошибки  $P_{\text{ош}}$  при приеме информационных символов [1, 2]. Для оценки интенсивности ионосферных мерцаний широко используется индекс  $S4$  [4]. Существует возможность определения величины вероятности ошибки  $P_{\text{ош}}$  и индекса мерцаний  $S4$  на основе измерения вариаций полного электронного содержания (ПЭС)  $\Delta N_{TМ}$ , соответствующих мелкомасштабным ионосферным возмущениям, с помощью двухчастотного приемника спутниковой радионавигационной системы (СРНС) (GPS и ГЛОНАСС). ПЭС характеризует полное количество электронов в столбе сечением  $1 \text{ м}^2$  вдоль вертикального пути распространения радиоволн [1, 3].

Целью работы является оценка индекса мерцаний  $S4$  и вероятности ошибки  $P_{\text{ош}}$  при приеме информационных символов по результатам измерения полного электронного содержания с помощью двухчастотного приемника GPS/ГЛОНАСС.

Исходными данными для определения характеристик помехоустойчивости ССС и ионосферных мерцаний является временной ряд вариаций ПЭС  $\Delta N_{TМ}(t)$ , соответствующих мелкомасштабным ионосферным возмущениям. Пример ряда  $\Delta N_{TМ}(t)$ , полученного на основе измерений двухчастотного приемника NovAtel GPStation-6, представлен на рис. 1.

Из рис. 1 видно, что в условиях умеренных ионосферных возмущений величина среднеквадратического отклонения (СКО) ПЭС  $\sigma_{\Delta N_{TМ}}$  в среднем

составляет 0,03 TECU (Total Electron Content Unit – единица измерения ПЭС, равная  $10^{16}$  эл/м<sup>2</sup>). В условиях слабых возмущений величина  $\sigma_{\Delta N_{TМ}}$  не превышает 0,01 TECU.

$\Delta N_{TМ}$ ,  $\sigma_{\Delta N_{TМ}}$ , TECU

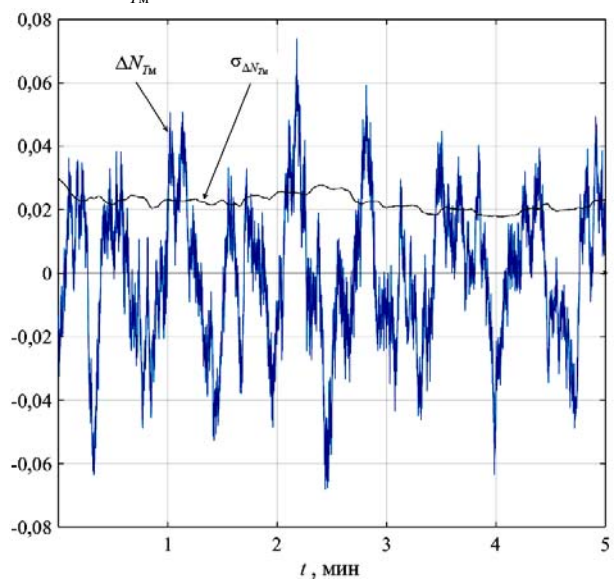


Рис. 1. Ряд вариаций полного электронного содержания, соответствующих мелкомасштабным ионосферным возмущениям в умеренно возмущенной ионосфере

Часто возникновение ионосферных мерцаний сигналов считают результатом дифракции электромагнитных волн на мелкомасштабных неоднородностях ионосферы. Для описания процесса распространения радиоволн через неоднородную ионосферу используется метод фазового экрана, устанавливающий зависимость СКО флуктуаций фазового фронта волны на выходе неоднородной ионосферы  $\sigma_{\varphi}$  от СКО флуктуаций ПЭС  $\sigma_{\Delta N_{TМ}}$  [1]. Таким образом, на основе ряда  $\sigma_{\Delta N_{TМ}}(t)$  (рис. 1) можно получить ряд  $\sigma_{\varphi}(t)$  [1, 2]:

$$\sigma_{\varphi}(t) = 80,8\pi\sigma_{\Delta N_{TM}}(t)/cf, \quad (1)$$

где  $c$  – скорость света,  $f$  – несущая частота.

Временной ряд  $\sigma_{\varphi}(t)$  вариаций СКО флуктуаций фазового фронта волны на выходе неоднородной ионосферы, рассчитанный для частот  $L1$  ( $f=1575,42$  МГц) и  $L2$  ( $f=1227,60$  МГц) системы GPS, представлен на рис. 2.

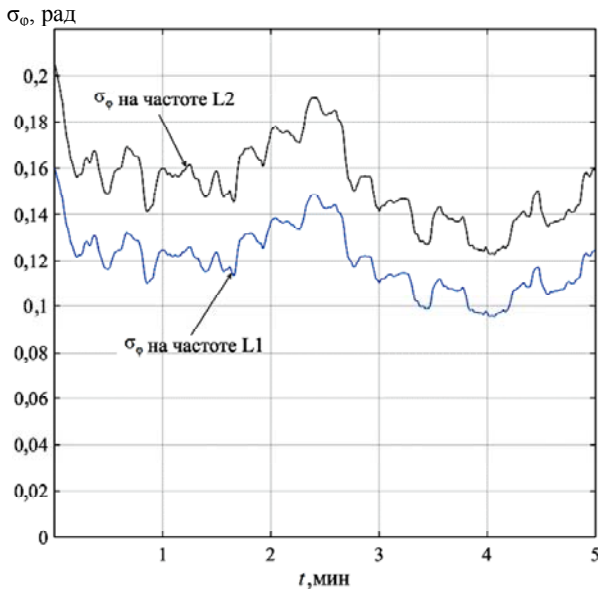


Рис. 2. Ряды вариаций среднего квадратического отклонения флуктуаций фазового фронта волны на выходе неоднородной ионосферы в умеренно возмущенной ионосфере

Используя результат вычисления  $\sigma_{\varphi}(t)$ , можно вычислить мгновенное значение индекса мерцаний  $S4(t)$  (в приближении дальней зоны) по формуле [5, 6]

$$S4(t) = \sqrt{1 - \exp[-2(\sigma_{\varphi}(t))^2]}. \quad (2)$$

Полученный временной ряд вариаций индекса мерцаний  $S4(t)$  для частот  $L1$  и  $L2$  системы GPS представлен на рис. 3.

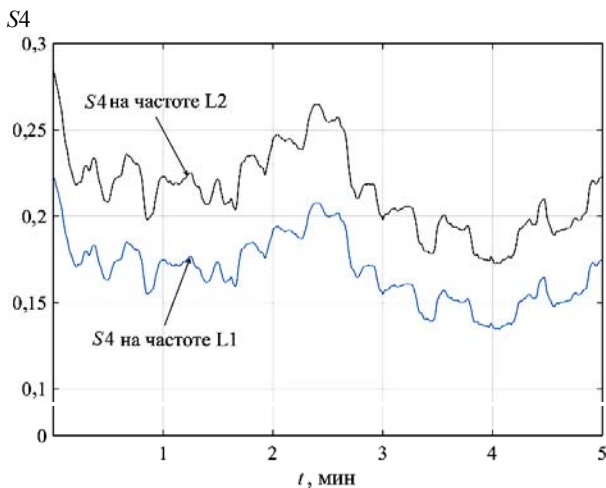


Рис. 3. Ряды вариаций индекса мерцаний  $S4$  в умеренно возмущенной ионосфере

Кроме того, на основе данных об СКО флуктуаций фазового фронта волны  $\sigma_{\varphi}(t)$  можно вычислить коэффициент глубины замираний  $\gamma^2(t)$  (параметр Райса) [1, 2, 7–10]

$$\gamma^2(t) = \frac{\exp[-(\sigma_{\varphi}(t))^2]}{1 - \exp[-(\sigma_{\varphi}(t))^2]}. \quad (3)$$

Полученный ряд вариаций коэффициента глубины замираний  $\gamma^2(t)$  для частот  $L1$  и  $L2$  системы GPS представлен на рис. 4.

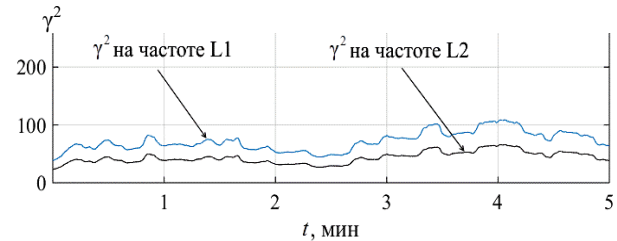


Рис. 4. Ряды вариаций коэффициента глубины замираний  $\gamma^2(t)$  (параметра Райса) в умеренно возмущенной ионосфере

Вероятность ошибки  $P_{\text{ош}}$  при приеме информационных символов в момент времени  $t$  для схемы некогерентного приема вычисляется по формуле [1, 2, 11]

$$P_{\text{ош}}(t) = \frac{\gamma^2(t)+1}{\langle h^2(t) \rangle + 2(\gamma^2(t)+1)} \left[ \frac{\gamma^2(t)\langle h^2(t) \rangle}{\langle h^2(t) \rangle + 2(\gamma^2(t)+1)} \right], \quad (4)$$

где  $\langle h^2(t) \rangle$  – величина среднего энергетического отношения сигнал/шум на входе приемника.

Результаты измерения величины энергетического отношения сигнал/шум  $h^2(t)$  для частот  $L1$  и  $L2$  системы GPS с помощью приемника NovAtel GPStation-6, а также результаты определения соответствующих значений  $\langle h^2(t) \rangle$  представлены на рис. 5 [12–16].

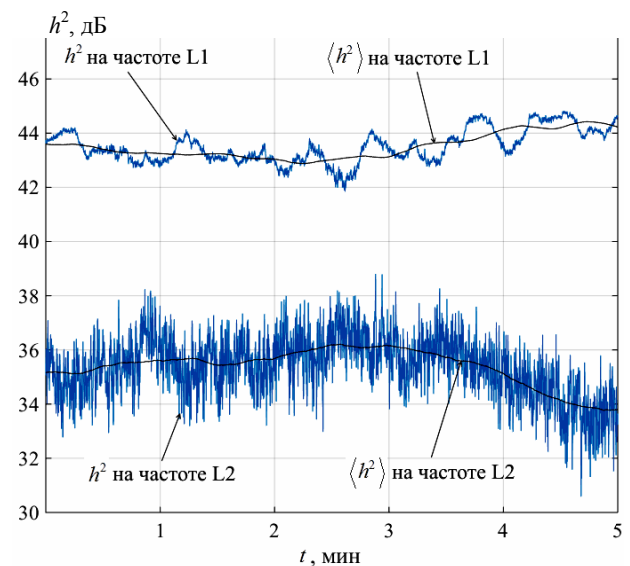


Рис. 5. Ряды вариаций энергетического отношения сигнал/шум  $h^2(t)$  и  $\langle h^2(t) \rangle$  в умеренно возмущенной ионосфере



Используя результаты измерения величины среднего энергетического отношения сигнал/шум  $\langle h^2(t) \rangle$  (см. рис. 5) и коэффициента глубины замираний  $\gamma^2(t)$  (см. рис. 4), получены временные ряды значений вероятности ошибки  $P_{\text{ош}}(t)$  при приеме информационных символов на частотах L1 и L2 системы GPS. Результат представлен на рис. 6.

Таким образом, на основе результатов измерений (см. рис. 1) вариаций ПЭС  $\Delta N_{TМ}(t)$ , соответствующих мелкомасштабным ионосферным возмущениям, вычислены значения индекса мерцаний  $S4(t)$  (см. рис. 3) и вероятности ошибки  $P_{\text{ош}}(t)$  при приеме информационных символов (см. рис. 6) на частотах L1 и L2 системы GPS.

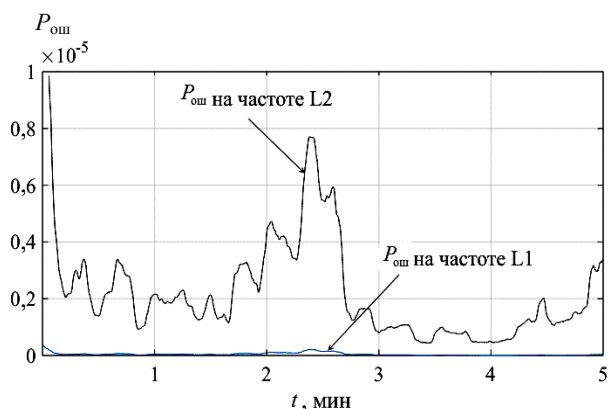


Рис. 6. Ряды значений вероятности ошибки  $P_{\text{ош}}(t)$  при приеме информационных символов на частотах L1 и L2 системы GPS в умеренно возмущенной ионосфере

Из рис. 3 и 6 видно, что при возрастании значения индекса мерцаний до  $S4 \approx 0,25$  (см. рис. 3) в среднем в два раза по сравнению со слабо возмущенными условиями (когда  $S4 \approx 0,1$ ) величина вероятности ошибки  $P_{\text{ош}}$  может превышать  $10^{-6}$  (см. рис. 6), т.е. возрастать на 3 порядка по сравнению с невозмущенными условиями (когда  $P_{\text{ош}} < 10^{-8}$ ). Это подтверждает существенное влияние мелкомасштабных ионосферных возмущений на помехоустойчивость ССС.

Работа выполнена при поддержке РФФИ в рамках проекта № 18-07-01020.

#### Литература

1. Маслов О.Н. Модели трансionoсферных радиоканалов и помехоустойчивость систем космической связи / О.Н. Маслов, В.П. Пашинцев // Приложение к журналу «Инфокоммуникационные технологии». – Вып. 4. – Самара: ПГАТИ, 2006. – 357 с.
2. Пашинцев В.П. Влияние ионосферы на характеристики космических систем передачи информации / В.П. Пашинцев, М.Э. Солчатов, Р.П. Гахов. – М.: Физматлит, 2006. – 184 с.
3. Дэвис К. Радиоволны в ионосфере. – М.: Мир, 1973. – 504 с.
4. Контроль текущих условий распространения сигналов навигационных спутников / В.В. Демьянов,

Ю.В. Ясюкевич, Ш. Дзин // Солнечно-земная физика. – 2013. – № 22. – С. 35–40.

5. Рытов С.М. Введение в статистическую радиофизику. – Ч. 2: Случайные поля / С.М. Рытов, Ю.А. Кравцов, В.И. Татарский. – М.: Наука, 1978. – 463 с.

6. Ааронс Дж. Глобальная морфология ионосферных мерцаний // ТИИЭР. – 1982. – Т. 70, № 4. – С. 4–66.

7. Чипига А.Ф. Энергетическая скрытность низкочастотных систем спутниковой связи от обнаружения сигналов / А.Ф. Чипига, В.П. Пашинцев, А.В. Ляхов, И.В. Анзин // Специальная техника. – 2017. – № 3. – С. 10–18.

8. Чипига А.Ф. Анализ влияния поглощения радиоволн в ионосфере на энергетическую скрытность систем спутниковой связи / А.Ф. Чипига, И.В. Анзин // Студенческая наука для развития информационного общества: Сб. матер. V Всерос. науч.-техн. конф. – Ставрополь: СКФУ, 2016. – С. 18–22.

9. Chipiga A.F. Procedure for calculating the dependence of the energy concealment factor on carrier frequency selection for low-frequency satellite communications system / A.F. Chipiga, V.P. Pashintsev, V.A. Tsybmal, S.N. Shimanov // Automatic Control and Computer Sciences. – 2016. – Vol. 10, №6. – P. 408–414.

10. Пашинцев В.П. Комплекс определения области ионосферы с мелкомасштабными неоднородностями по данным GPS-мониторинга / В.П. Пашинцев, А.Ф. Чипига, В.А. Цимбал, М.В. Песков // Изв. Самар. Науч. центра Российской академии наук. Социальные, гуманитарные, медико-биологические науки. – 2016. – Т. 18, № 2. – С. 941–945.

11. Шевченко В.А. Прогнозирование помехоустойчивости спутниковой связи по результатам мониторинга индекса мерцаний ионосферы / В.А. Шевченко, А.Ф. Чипига, В.П. Пашинцев, К.И. Топорков // Инфокоммуникационные технологии. – 2015. – Т. 13, № 4. – С. 365–375.

12. Чипига А.Ф. Влияние упакованных форматов протоколов измерений на скорость обработки данных в адаптивных системах спутниковой связи / А.Ф. Чипига, Д.М. Марков, Г.В. Слюсарев // Фундаментальные исследования. – 2015. – № 11. – 759 с.

13. Чипига А.Ф. Шумовая погрешность определения псевдодалности в спутниковой радионавигационной системе при возмущениях ионосферы / А.Ф. Чипига, Г.В. Слюсарев // Фундаментальные исследования. – 2014. – № 12-2. – С. 263–268.

14. Чипига А.Ф. Анализ энергетической скрытности низкочастотных систем спутниковой связи от обнаружения сигналов // Изв. ЮФУ. Технические науки – 2014. – № 2 (151). – С. 209–217.

15. Чипига А.Ф. Повышение энергетической скрытности систем спутниковой связи при близком размещении приемника радиоперехвата / А.Ф. Чипига, В.П. Пашинцев // Нелинейный мир. – 2013. – Т. 11, № 9. – С. 659–671.

16. Чипига А.Ф. Оценка интервала пространственной корреляции замираний в трансionoсферном канале связи / А.Ф. Чипига, Э.Х. Дагаев // Теория и техника радиосвязи. – 2013. – № 1. – С. 112.

#### Чипига Александр Федорович

Канд. техн. наук, профессор, зав. каф. информационной безопасности автоматизированных систем (ИБАС) Северо-Кавказского федерального университета (СКФУ) Кулакова пр-т, д. 2, г. Ставрополь, Россия, 355009  
Тел.: +7-962-400-76-63  
Эл. почта: chipiga.alexander@gmail.com

**Пашинцев Владимир Петрович**

Д-р техн. наук, профессор каф. ИБАС СКФУ  
Кулакова пр-т., д. 2, г. Ставрополь, Россия, 355009  
Тел.: +7-918-741-33-16  
Эл. почта: pashintsevp@mail.ru

**Песков Марк Владимирович**

Ст. преп. каф. ИБАС СКФУ  
Кулакова пр-т., д. 2, г. Ставрополь, Россия, 355009  
Тел.: +7-928-325-37-68  
Эл. почта: mvpeskov@hotmail.com

Chipiga A.F., Pashintsev V.P., Peskov M.V

**Satellite communication system noise immunity and ionospheric scintillation intensity evaluation based on the results of total electronic content measurements**

Based on the results of total ionosphere electronic content variations measurements that correspond to small-scale fluctuations, the values for scintillation index and for error probability during the reception of the informational symbols on the frequencies L1 and L2 of the GPS system have been obtained. It has been shown that with the average scintillation index values  $S4 \leq 1$ , the error probability value  $P_{err}$  does not exceed  $10^{-8}$ . On an average, doubling of the scintillation index value  $S4$  leads to an increase in the error probability value  $P_{err}$  by three orders and exceeds  $10^{-6}$ , which confirms a significant impact of small-scale ionospheric fluctuations on the satellite communication system noise immunity.

**Keywords:** satellite communication system, ionospheric scintillation, noise immunity, error probability, scintillation index, small-scale ionospheric fluctuations.

**doi:** 10.21293/1818-0442-2018-21-4-1-22-25

*References*

1. Maslov O.N., Pashintsev V.P. Transionospheric radio channel models and satellite communication systems noise immunity. *Application for the journal «Infocommunication technologies»*, ed. 4, 2006, 357 p. (in Russ.)
2. Pashintsev V.P., Solchatov M.E., Gahov R.P. *Influence of ionosphere on characteristics of satellite information transmission system*. Moscow, 2006, 184 p. (in Russ.)
3. Davies K. *Ionospheric radio propagation*, Moscow, 1973, 504 p. (in Russ.)
4. Demyanov V.V., Yasukevich U.V., Dzin S. Control of current conditions for navigational satellites signal propagation. *Solnechno-zemnaya fizika*, 2013, no. 22, pp. 35–40 (in Russ.)
5. Rytov S.M., Kravtsov U.A., Tatarskiy V.I. *Introduction to statistical radiophysics. Part 2. Random fields*, Moscow, 1978, 463 p. (in Russ.)
6. Aarons J. Global Morphology of Ionospheric Scintillations. *TIER*, 1982, Vol. 70, no. 4, pp. 45–66. (in Russ.)
7. Chipiga A.F., Pashintsev V.P., Lyahov A.V., Anzin I.V. Low frequency satellite communication systems energetic concealment and signal detection. *Spetsialnaya tehnika*, 2017, no. 3, pp. 10–18 (in Russ.)
8. Chipiga A.F., Anzin I.V. Analysis of radio waves ionospheric absorption impact on energetic concealment of satellite communication systems. *Studencheskaya nauka dlya razvitiya informatsionnogo obshestva*. Sb. Mater. V Vseros.

nauch.-tehn. Konf., Stavropol, NCFU, 2016, pp. 18–22 (in Russ.)

9. Chipiga A.F., Pashintsev V.P., Tsymbal V.A., Shimanov S.N. Procedure for calculating dependence of energy concealment factor on carrier frequency selection for low-frequency satellite communications system. *Automatic Control and Computer Sciences*, 2016, vol. 50, no. 6, pp. 408–414 (in Russ.)

10. Pashintsev V.P., Chipiga A.F., Tsymbal V.A., Peskov M.V. Complex for determination of ionosphere area with small-scale inhomogeneities based on GPS monitoring data. *Izvestiya Samarского nauchnogo tsentra Rossiyskoy akademii nauk. Sotsialnie, gumanitarnie, mediko-biologicheskie nauki*, 2016, vol. 18, no. 2, pp. 941–945 (in Russ.)

11. Shevchenko V.A., Chipiga A.F., Pashintsev V.P., Toporkov K.I. Forecasting of satellite communication system noise immunity based on results of ionospheric scintillation index monitoring. *Infokommunikatsionnie tehnologii*, 2015, vol. 13, no. 4, pp. 365–375 (in Russ.)

12. Chipiga A.F., Markov D.M., Sluysarev G.V. Impact of packed measurement protocol formats on speed of data processing in adaptive satellite communication systems. *Fundamentalnie issledovaniya*, 2015, no. 11, 759 p. (in Russ.)

13. Chipiga A.F., Sluysarev G.V. Noise-based error of pseudorange determination in satellite radionavigation system with ionospheric fluctuations. *Fundamentalnie issledovaniya*, 2014, no. 12-2, pp. 263–268 (in Russ.)

14. Chipiga A.F. Analysis of low-frequency satellite communication systems energetic concealment and signal detection prevention. *Izvestiya UFU. Tehnicheskie nauki*, 2014, no. 2 (151), pp. 209–217 (in Russ.)

15. Chipiga A.F., Pashintsev V.P. Improving energetic concealment of satellite communication systems with radio intercepting receiver in close proximity. *Nelineyniy mir*, 2013, Vol. 11, no. 9, pp. 659–671 (in Russ.)

16. Chipiga A.F., Dagaev E. H. Evaluation of interval for fading spatial correlation in transionospheric communication channel. *Teoriya i tehnika radiosvyazi*, 2013, no. 1, pp. 112. (in Russ.)

**Alexander F. Chipiga**

Candidate of Engineering, Professor,  
Department of Information Security of Automation Systems (ISAS), North-Caucasus Federal University (NCFU)  
2, Kulakov pr., Stavropol, Russia, 355009  
Phone: +7-962-400-76-63  
Email: chipiga.alexander@gmail.com

**Vladimir P. Pashintsev**

Doctor of Engineering, Professor,  
Department ISAS NCFU  
2, Kulakov pr., Stavropol, Russia, 355009  
Phone: +7-918-741-33-16  
Email: pashintsevp@mail.ru

**Mark V. Peskov**

Senior Teacher, Department ISAS NCFU  
2, Kulakov pr., Stavropol, Russia, 355009  
Phone: +7-928-325-37-68  
Email: mvpeskov@hotmail.com

УДК 621.372.621.375

Г.Н. Якушевич

## Математическая модель активного четырехполюсника корректирующего широкополосного усилителя с обратной связью

Получена математическая модель активного четырехполюсника корректирующего широкополосного усилителя с неравномерной АЧХ (с подъемом АЧХ с ростом частоты) на основе нового аналитического выражения для коэффициента усиления с учетом нелинейной частотной зависимости АЧХ. Подъем АЧХ происходит плавно с повышением частоты и стремится к линейной зависимости на верхних частотах. Для реализации неравномерной АЧХ используется последовательная и параллельная обратная связь (ОС). Приведены результаты компьютерного моделирования частотных характеристик корректирующего широкополосного усилителя с неравномерной АЧХ. Корректирующий широкополосный усилитель может быть использован для компенсации неравномерности АЧХ (уменьшение АЧХ с ростом частоты) радиоприемных и радиопередающих трактов радиотехнических систем.

**Ключевые слова:** математическая модель, активный четырехполюсник, корректирующий, широкополосный усилитель, ОС.

**doi:** 10.21293/1818-0442-2018-21-4-1-26-32

Быстродействие современных радиоприемных устройств во многом определяется характеристиками входных каскадов, выполненных на основе широкополосных усилителей. Неравномерность АЧХ (уменьшение АЧХ с ростом частоты) одного каскада широкополосного усилителя может достигать 1–2 дБ в рабочей полосе частот [1, 2]. При использовании многокаскадных усилителей и с учетом дополнительных потерь на высоких частотах неравномерность АЧХ радиоприемных трактов в радиотехнических системах может достигать 4–6 дБ. При проектировании неравномерности АЧХ широкополосных усилителей компенсируется введением диссипативных корректирующих цепей [3, 4]. Проектирование проводится на основе генетического алгоритма. Однако проектирование широкополосных усилителей на основе генетического алгоритма не может на начальном этапе определить элементы структурной схемы и их физическое назначение для получения требуемой АЧХ усилителя [5–8].

В данной работе для компенсации неравномерности АЧХ (уменьшение АЧХ с ростом частоты) радиоприемных и радиопередающих трактов используется корректирующий (с подъемом АЧХ с ростом частоты) широкополосный усилитель с ОС.

### Параметры рассеяния активного четырехполюсника корректирующего широкополосного усилителя с ОС

На рис. 1 приведена схема усилителя, содержащая активный четырехполюсник и двухполюсник параллельной ОС.

В работах [9, 10] были приведены аналитические выражения параметров рассеяния и номинального коэффициента передачи по мощности для активного четырехполюсника широкополосного усилителя с параллельной ОС с равномерной АЧХ и линейной ФЧХ  $|S_{21OC}(f)| = \text{const}$  и  $\Theta_{21OC} = \arg \Theta_{21OC}(f) = 180^\circ(1 - f/f_B)$ , где  $f$  – текущая частота,  $f_B$  – частота нормировки.

В работе [11] автором была рассмотрена линейная частотная зависимость подъема АЧХ корректирующего усилителя во всем диапазоне частот  $|S_{21OC}(f)| = S_{21OC0}(1 + N(f/f_B))$ . Реально же коэффициент усиления увеличивается плавно с повышением частоты и только на верхних частотах принимает линейную зависимость.

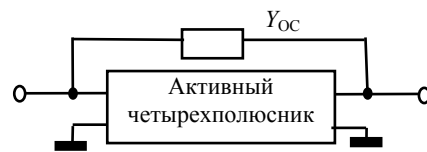


Рис. 1. Схема усилителя с параллельной ОС

В данной работе коэффициент передачи с учетом неравномерности АЧХ определяется выражением

$$S_{21OC}(N(f)) = |S_{21OC0}| \cdot N(f) \cdot \exp(j\Theta_{21OC}), \quad (1)$$

где  $N(f) = \sqrt{1 + M(f)^2}$  – коэффициент частотных искажений;  $M(f) = M_B \cdot f / f_{BM_B}$  – коэффициент неравномерности;  $M_B$  – коэффициент неравномерности на верхней частоте  $f_{BM_B}$  АЧХ,  $S_{21OC0} = S_{21OC}(f_{BM_B}) / M_B$  – начальный коэффициент передачи.

Тогда аналитические выражения для коэффициентов отражения по входу  $S_{11AЧ}(N(f))$  и выходу  $S_{22AЧ}(N(f))$ , коэффициента прямой передачи  $S_{21AЧ}(N(f))$ , номинального коэффициента передачи по мощности  $G_{НОМАЧ}(N(f))$  активного четырехполюсника корректирующего широкополосного усилителя с параллельной ОС с нелинейной неравномерной АЧХ запишутся в следующем виде:

$$S_{11AЧ}(N(f)) = S_{22AЧ}(N(f)) = \frac{Y_{OC}(1 - S_{21OC}(N(f)))}{2 - Y_{OC}(1 - S_{21OC}(N(f)))}, \quad (2)$$

$$S_{21AЧ}(N(f)) = \frac{2(2S_{21OC}(N(f)) - Y_{OC}(1 - S_{21OC}^2(N(f))))}{(2 - Y_{OC}(1 - S_{21OC}(N(f))))^2}, \quad (3)$$

$$G_{НОМАЧ}(N(f)) = |S_{21AЧ}(N(f))|^2 / \left(1 - |S_{11AЧ}(N(f))|^2\right)^2, \quad (4)$$

где  $Y_{OC}$  – проводимость двухполосника параллельной ОС.

Коэффициент неравномерности из выражения для частотных искажений запишется  $M(f) = \sqrt{N(f)^2 - 1}$ .

В табл. 1 приведены рассчитанные значения коэффициентов неравномерности АЧХ на верхней частоте для коэффициентов частотных искажений 2, 4 и 6 дБ.

Таблица 1

Значения коэффициентов неравномерности АЧХ			
$N_B$ , раз (дБ)	1,259 (2)	1,585 (4)	1,995 (6)
$M_B$ , раз	0,76	1,23	1,73

В табл. 2–4 для коэффициента передачи  $S_{21OC}(f_{ВМВ}) = 8$  дБ и фазы  $\Theta_{21OC} = -45^\circ$  на верхней частоте для заданных значений  $\Theta_{21OC}^0$  от  $180^\circ$  до  $-90^\circ$  с шагом  $-45^\circ$  приведены результаты расчетов  $M_{дБ}$ ,  $N_{дБ}$ ,  $|S_{21OC}(N_{дБ}(f))|$  для коэффициентов частотных искажений на верхней частоте 2, 4, 6 дБ.

Таблица 2

Значения $M(f)$ , $N(f)$ , $ S_{21OC}(N(f)) $ для $N(f_B) = 2$ дБ				
$\Theta_{21OC}^0$	$M_{2дБ}$	$N_{2дБ}$	$ S_{21OC}(N_{2дБ}(f)) $	$ S_{21OC}(N_{2дБ}(f)) $ , дБ
180	0	1	<b>2,00</b>	6,00
135	0,15	1,01	<b>2,02</b>	6,12
90	0,31	1,04	<b>2,09</b>	6,41
45	0,46	1,10	<b>2,20</b>	6,86
0	0,61	1,17	<b>2,35</b>	7,41
-45	<b>0,76</b>	<b>1,26</b>	<b>2,52</b>	<b>8,00</b>
-90	0,92	1,36	<b>2,72</b>	8,07

Таблица 3

Значения $M(f)$ , $N(f)$ , $ S_{21OC}(N(f)) $ для $N(f_B) = 4$ дБ				
$\Theta_{21OC}^0$	$M_{4дБ}$	$N_{4дБ}$	$ S_{21OC}(N_{4дБ}(f)) $	$ S_{21OC}(N_{4дБ}(f)) $ , дБ
180	0	1	<b>1,59</b>	4,00
135	0,25	1,03	<b>1,63</b>	4,26
90	0,49	1,11	<b>1,77</b>	4,97
45	0,74	1,24	<b>1,98</b>	5,94
0	0,98	1,40	<b>2,24</b>	7,01
-45	<b>1,23</b>	<b>1,59</b>	<b>2,54</b>	<b>8,00</b>
-90	1,48	1,78	<b>2,86</b>	9,12

Таблица 4

Значения $M(f)$ , $N(f)$ , $ S_{21OC}(N(f)) $ для $N(f_B) = 6$ дБ				
$\Theta_{21OC}^0$	$M_{6дБ}$	$N_{6дБ}$	$ S_{21OC}(N_{6дБ}(f)) $	$ S_{21OC}(N_{6дБ}(f)) $ , дБ
180	0	1	<b>1,26</b>	2,00
135	0,34	1,06	<b>1,33</b>	2,5
90	0,69	1,22	<b>1,53</b>	3,72
45	1,04	1,44	<b>1,82</b>	5,20
0	1,38	1,70	<b>2,16</b>	6,68
-45	<b>1,73</b>	<b>2,00</b>	<b>2,53</b>	<b>8,00</b>
-90	2,07	2,30	<b>2,91</b>	9,30

На рис. 2 приведены рассчитанные по формуле (2) зависимости коэффициентов отражения  $S_{11AЧ, дБ}$ , а на рис. 3 – рассчитанные по формулам (3), (4) зависимости коэффициентов передачи  $S_{21AЧ, дБ}$  и номинального коэффициента передачи по мощности  $G_{НОМ}$  для коэффициента передачи  $S_{21OC, дБ}$  с неравномерности АЧХ 2, 4 и 6 дБ. Зависимости рассчитаны для коэффициента передачи  $S_{21OC}(f_{ВМВ}) = 8$  дБ и фазы  $\Theta_{21OC} = -45^\circ$  на верхней частоте для RC – сопротивления параллельной ОС, проводимость которого задается в следующем виде:

$$Y_{OCRC} = Y_{OC}[1 + j(1 - \Theta_{21OC}/180^\circ)],$$

где  $Y_{OC} = 1/(1 + |S_{21OC0}|)$ .

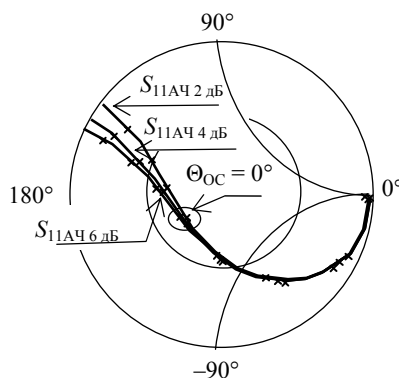


Рис. 2. Зависимости коэффициентов отражений  $S_{11AЧ, дБ}$ , активного четырехполосника для корректирующего широкополосного усилителя с ОС

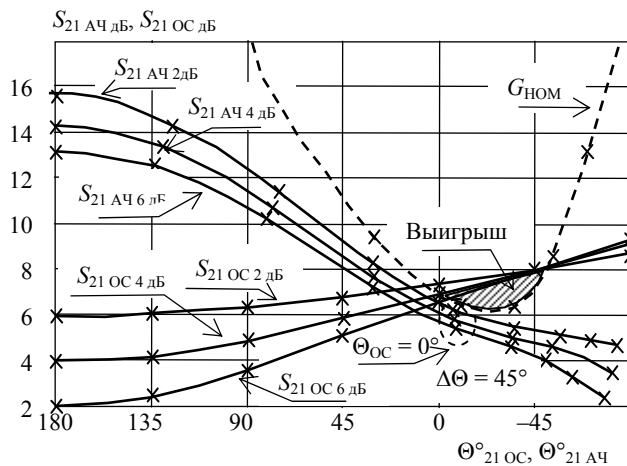


Рис. 3. Зависимости  $S_{21AЧ, дБ}$  и  $G_{НОМ}$  активного четырехполосника и  $S_{21OC, дБ}$  каскада корректирующего широкополосного усилителя с ОС

Заштрихованная область на рис. 3 показывает выигрыш на верхней частоте коэффициента передачи  $S_{21OC, дБ}$  по отношению к  $G_{НОМ}$  за счет положительной ОС.

### Компьютерное моделирование

Компьютерное моделирование корректирующего широкополосного усилителя с параллельной ОС проведем на основе параметров рассеяния кристалла транзистора КТ3115. Параметры рассеяния кристалла транзистора КТ3115 рассчитаны по эквивалент-

ной схеме, приведенной на рис. 4, опубликованной в работе [12].

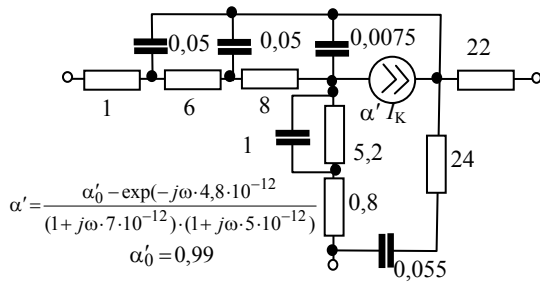


Рис. 4. Эквивалентная схема кристалла транзистора КТ3115

На рис. 5 приведены рассчитанные в программе MathCad на основе метода узловых потенциалов зависимости параметров рассеяния кристалла транзистора КТ3115  $S_{11KT3115}$ ,  $S_{22KT3115}$ ,  $S_{21KT3115}$  и зависимости требуемых параметров рассеяния  $S_{11AЧ4дБ}$  и  $S_{21AЧ4дБ}$  активного четырехполосника.

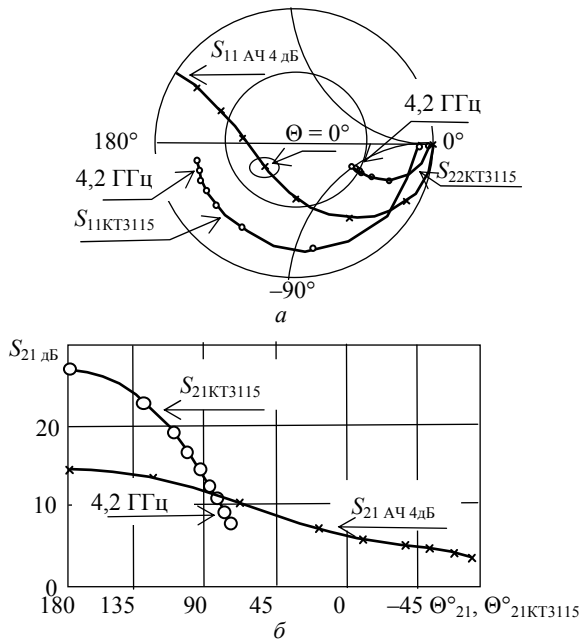


Рис. 5. Зависимости коэффициентов отражения транзистора и требуемого коэффициента отражения (а), коэффициентов передачи транзистора и требуемого коэффициента передачи активного четырехполосника (б)

Из рис. 5, а видно, что зависимости коэффициентов отражения по входу и выходу транзистора  $S_{11KT3115}$ ,  $S_{22KT3115}$  не равны и отличаются от требуемой зависимости коэффициента отражения активного четырехполосника  $S_{11AЧ4дБ}$ , а приведенная на рис. 5, б зависимость коэффициента передачи транзистора  $S_{21KT3115}$  отличается от требуемой зависимости коэффициента передачи активного четырехполосника  $S_{21AЧ4дБ}$  по модулю на начальной частоте и по фазе на верхней частоте.

На рис. 6 приведена структурная схема каскада корректирующего широкополосного усилителя с

ОС, приближающая параметры рассеяния активного элемента (транзистора) к параметрам рассеяния активного четырехполосника.

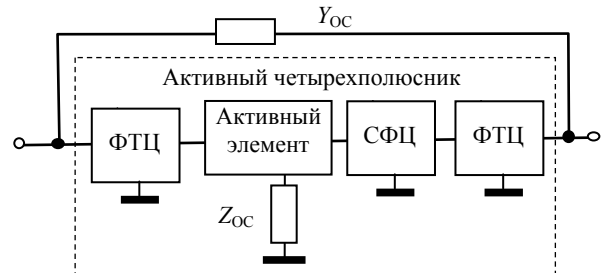


Рис. 6. Структурная схема каскада корректирующего широкополосного усилителя с ОС

Включение двухполосника последовательной ОС обеспечивает начальный коэффициент передачи активного элемента, СФЦ обеспечивает равенство коэффициентов отражения (2), ФТЦ – значение модуля и фазы коэффициента передачи (3) на верхней частоте.

Для расчета каскада корректирующего широкополосного усилителя с двухполосником параллельной и последовательной ОС (см. рис. 6) необходимо найти  $S$ -параметры активного элемента с двухполосником последовательной ОС,  $S$ -параметры СФЦ и  $S$ -параметры ФТЦ.

**$S$ -параметры активного элемента с двухполосником последовательной ОС**

В матричном виде алгоритм определения матрицы рассеяния активного элемента с двухполосником последовательной ОС запишется [13]

$$\mathbf{S}_Z = -2 \left[ 2[-\mathbf{S}_{AЭ} + \mathbf{E}]^{-1} + \mathbf{Z}_{ДОС} \right]^{-1} + \mathbf{E}, \quad (5)$$

где

$$\mathbf{S}_{AЭ} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{Z}_{ДОС} = \begin{bmatrix} Z_{ОС} & Z_{ОС} \\ Z_{ОС} & Z_{ОС} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{E} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$$

– матрицы параметров рассеяния активного элемента; сопротивлений двухполосника последовательной ОС и единичная матрица.

Тогда матрицу рассеяния активного элемента с двухполосником последовательной ОС получим в следующем виде:

$$\mathbf{S}_Z = \begin{bmatrix} S_{11Z} & S_{12Z} \\ S_{21Z} & S_{22Z} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{2S_{11} - Z_{ОС}(\Delta S + S_{12} + S_{21} - 1)}{2 - Z_{ОС}(\Sigma S - 2)} & \frac{2S_{12} + Z_{ОС}(\Delta S - S_{11} - S_{22} + 1)}{2 - Z_{ОС}(\Sigma S - 2)} \\ \frac{2S_{21} + Z_{ОС}(\Delta S - S_{11} - S_{22} + 1)}{2 - (Z_{ОС}\Sigma S - 2)} & \frac{2S_{22} - Z_{ОС}(\Delta S + S_{12} + S_{21} - 1)}{2 - Z_{ОС}(\Sigma S - 2)} \end{bmatrix}, \quad (6)$$

где  $\Delta S = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}$ ,  $\Sigma S = S_{11} + S_{12} + S_{21} + S_{22}$ ,  $S_{11Z}$ ,  $S_{12Z}$ ,  $S_{21Z}$ ,  $S_{22Z}$  –  $S$ -параметры активного элемента с двухполосником последовательной ОС.

Из выражения (6) запишем значение начального коэффициента передачи активного элемента

$$S_{21} z_0 = \frac{2S_{21} + R_{OC}(\Delta S - S_{11} - S_{22} + 1)}{2 - (R_{OC}\Sigma S - 2)}. \quad (7)$$

Для обеспечения требуемого начального коэффициента передачи активного элемента из выражения (7) найдем выражение для сопротивления последовательной ОС

$$R_{OC} = \frac{2(S_{21} z_0 - S_{21})}{S_{21} z_0(\Sigma S - 2) + \Delta S - S_{11} - S_{22} + 1}. \quad (8)$$

Для приближения коэффициента отражения по входу последовательно с сопротивлением ОС вводится индуктивность, которая увеличивает активную составляющую входного сопротивления транзистора [4].

### S-параметры СФЦ

Матрица S-параметров СФЦ  $S_{СФЦ}$  на основе элементов матрицы  $s_{11}, s_{12}, s_{21}, s_{22}$  и фазы коэффициента передачи  $\Theta_{12}$  СФЦ запишется [14]

$$S_{СФЦ} = \begin{bmatrix} S_{11СФЦ} & S_{12СФЦ} \\ S_{21СФЦ} & S_{22СФЦ} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s_{11} & \sqrt{1 - |s_{11}|^2} \exp(i\Theta_{12}) \\ \sqrt{1 - |s_{11}|^2} \exp(i\Theta_{12}) & -s_{11}^* \exp(i\Theta_{12}) \end{bmatrix}. \quad (9)$$

Для последовательного соединения активного элемента с сопротивлением последовательной ОС и СФЦ матрица S-параметров запишется [13]

$$S_{ZСФЦ} = \begin{bmatrix} S_{11ZСФЦ} & S_{12ZСФЦ} \\ S_{21ZСФЦ} & S_{22ZСФЦ} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11СФЦ} + \frac{S_{11СФЦ}S_{21Z}S_{12Z}}{1 - S_{22Z}S_{11СФЦ}} & \frac{S_{12Z}S_{12СФЦ}}{1 - S_{22Z}S_{11СФЦ}} \\ \frac{S_{21Z}S_{21СФЦ}}{1 - S_{22Z}S_{11СФЦ}} & S_{22СФЦ} + \frac{S_{12СФЦ}S_{21СФЦ}S_{22Z}}{1 - S_{22Z}S_{11СФЦ}} \end{bmatrix}. \quad (10)$$

С учетом выражения (9), приравняв коэффициенты отражения СФЦ по входу и выходу в выражении (10), найдем коэффициент отражения по входу СФЦ [15]

$$s_{11} = \frac{\text{Re}\{[S_A - \Delta_S]S_B^*\} + i \cdot \text{Im}\{[S_A + \Delta_S]S_B^*\}}{|\Delta_S|^2 - 1}, \quad (11)$$

где  $S_A = -\exp(i2\Theta_{12})$ ,  $S_B = [\exp(i2\Theta_{12})S_{22Z} - S_{11Z}]$ ,  $\Delta_S = S_{11Z}S_{22Z} - S_{12Z}S_{21Z}$ ,  $S_B^*$  – комплексно-сопряженное значение.

Используя формулы перехода от S-параметров к Z-параметрам, матрица  $Z_{СФЦ}$  и элементы матрицы  $Z_{11СФЦ}, Z_{12СФЦ}, Z_{21СФЦ}, Z_{22СФЦ}$  Z-параметров T-образной СФЦ (рис. 7) запишутся

$$Z_{СФЦ} = \begin{bmatrix} Z_{11СФЦ} & Z_{12СФЦ} \\ Z_{21СФЦ} & Z_{22СФЦ} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} j\omega L_1 + 1/j\omega C & 1/j\omega C \\ 1/j\omega C & j\omega L_2 + 1/j\omega C \end{bmatrix}, \quad (12)$$

где  $L_1, C, L_2$  – элементы T-образной СФЦ,  $\omega = 2\pi f$ .

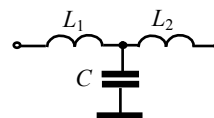


Рис. 7. Схема T-образной СФЦ

Аналитическое выражение для определения частотно-зависимых S-параметров СФЦ в матричном виде запишется [13]

$$S_{СФЦ} = -2(Z_{СФЦ} + E)^{-1} + E. \quad (13)$$

### S-параметры ФТЦ

Матрица S-параметров ФТЦ запишется [14]

$$S_{ФТЦ} = \begin{bmatrix} 0 & \exp(-i\Theta) \\ \exp(-i\Theta) & 0 \end{bmatrix}, \quad (14)$$

где  $\Theta$  – фаза ФТЦ на заданной частоте.

Матрица S-параметров активного четырехполюсника, приведенного на рис. 6, запишется

$$S_{ZСФЦФТЦ} = \begin{bmatrix} S_{11ZСФЦФТЦ} & S_{12ZСФЦФТЦ} \\ S_{21ZСФЦФТЦ} & S_{22ZСФЦФТЦ} \end{bmatrix}, \quad (15)$$

где  $S_{ZСФЦФТЦ}$ ,  $S_{11ZСФЦФТЦ}$ ,  $S_{21ZСФЦФТЦ}$ ,  $S_{12ZСФЦФТЦ}$ ,  $S_{22ZСФЦФТЦ}$  – матрица и элементы матрицы S-параметров, полученные для последовательного соединения активного элемента с двухполюсником последовательной ОС (6), СФЦ на выходе (9) и ФТЦ на входе и выходе (14).

В матричном виде матрица рассеяния активного четырехполюсника с двухполюсником параллельной ОС (см. рис. 6) запишется [13]

$$S_{OC} = 2[(S_{ZСФЦФТЦ} + E)^{-1} + Y_{DOC}]^{-1} - E, \quad (16)$$

где  $Y_{DOC} = \begin{bmatrix} Y_{OC} & -Y_{OC} \\ -Y_{OC} & Y_{OC} \end{bmatrix}$  – матрица проводимости двухполюсника параллельной ОС.

Из выражения (16) найдем коэффициент отражения по входу в следующем виде

$$S_{11OC} = \frac{2S_{11ZСФЦФТЦ} + Y_{OC}(\Delta S_{ZСФЦФТЦ} + S_{12ZСФЦФТЦ} + S_{21ZСФЦФТЦ} - 1)}{2 - Y_{OC}(\Sigma S_{ZСФЦФТЦ} - 2)}, \quad (17)$$

где  $S_{ZСФЦФТЦ} = S_{11ZСФЦФТЦ}S_{22ZСФЦФТЦ} - S_{21ZСФЦФТЦ}S_{12ZСФЦФТЦ}$ ,  $\Sigma S_{ZСФЦФТЦ} = S_{12ZСФЦФТЦ} + S_{21ZСФЦФТЦ} - S_{11ZСФЦФТЦ} - S_{22ZСФЦФТЦ}$ .

Приравняв коэффициент отражения  $S_{11OC}$  нулю, найдем выражение для проводимости параллельной ОС на верхней частоте [11]

$$Y_{OC} = \frac{2S_{11ZСФЦФТЦ}}{1 - S_{12ZСФЦФТЦ} - S_{21ZСФЦФТЦ} - \Delta S_{ZСФЦФТЦ}}, \quad (18)$$

На основе алгоритма математического моделирования корректирующего широкополосного усилителя с двухполюсником параллельной ОС, приведенного автором в работе [11], рассчитаны элементы принципиальной схемы (рис. 8).

В табл. 5 приведены рассчитанные номиналы элементов ФТЦ, СФЦ, двухполюсников параллель-

ной и последовательной ОС принципиальной схемы каскада корректирующего широкополосного усилителя с ОС, приведенной на рис. 8, для коэффициента передачи 8 дБ на верхней частоте 4,2 ГГц, неравномерности АЧХ 4 и 6 дБ.

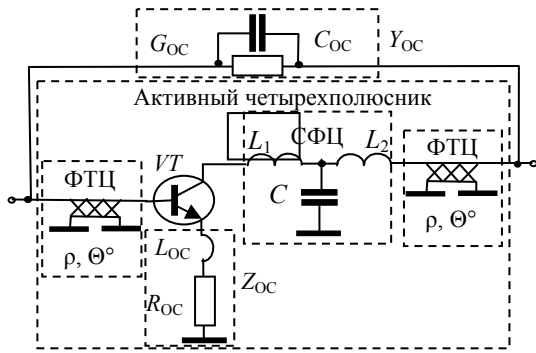


Рис. 8. Принципиальная схема каскада корректирующего широкополосного усилителя с двухполосником параллельной и последовательной ОС

Таблица 5

Номиналы рассчитанных элементов ФТЦ, СФЦ,  $Y_{OC}$ ,  $Z_{OC}$

$S_{21OC}$ , дБ	$\rho$ , Ом	$L_1$ , нГ	$C$ , пФ	$L_2$ , нГ	$1/G_{OC}$ , Ом	$C_{OC}$ , пФ	$R_{OC}$ , Ом	$L_{OC}$ , нГ
2-8	50 14	2,6	0,42	1,6	107	0,37	15	1,0
4-8	50 14	2,5	0,41	1,8	118	0,30	12,5	1,0

Анализ номиналов рассчитанных элементов (табл. 5) показывает, что ФТЦ и СФЦ слабо влияют на неравномерность АЧХ в отличие от ФТЦ, СФЦ и  $Z_K$  работы [11], где используется корректирующий двухполосник на входе активного элемента. В данной работе эффективность коррекции АЧХ определяется изменением номиналов сопротивлений ОС.

Введение двухполосника последовательной ОС, СФЦ и ФТЦ приблизило  $S$ -параметры транзистора КТ3115  $S_{11KT3115}$ ,  $S_{22KT3115}$ ,  $S_{21KT3115}$  к требуемым  $S$ -параметрам активного четырехполосника  $S_{11AЧ 4 дБ}$ ,  $S_{21AЧ 4 дБ}$  (рис. 9, а, б) для корректирующего широкополосного усилителя с нелинейной неравномерностью АЧХ 4 дБ.

Результаты моделирования зависимостей коэффициентов передачи и коэффициентов отражения корректирующих согласованных широкополосных усилителей с двухполосником параллельной и последовательной ОС с неравномерностью АЧХ в пределах 4-6 дБ для верхних частот 4,2 ГГц приведены на рис. 10, а и б соответственно.

**Заключение**

Новое аналитическое выражение для коэффициента усиления с учетом нелинейной частотной зависимости АЧХ позволило уточнить математическую модель активного четырехполосника корректирующего широкополосного усилителя с ОС.

Последовательное сопротивление ОС вместо корректирующего двухполосника на входе активного элемента с сопротивлением параллельной ОС

позволило эффективнее корректировать неравномерность АЧХ широкополосного усилителя с ОС.

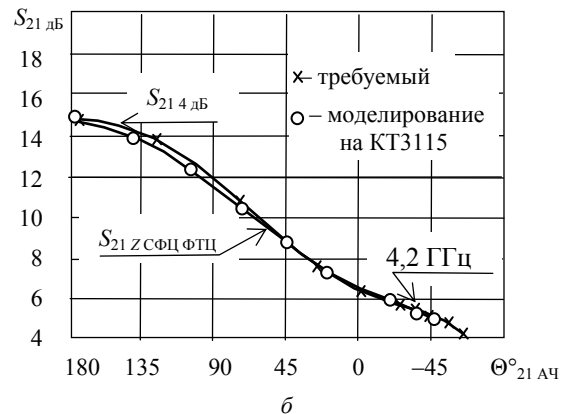
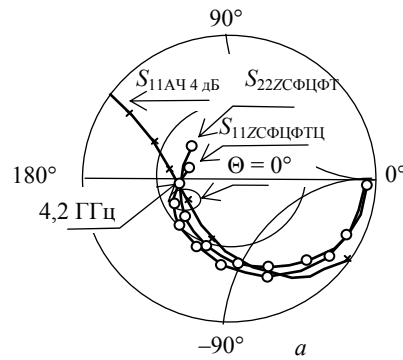


Рис. 9. Зависимости  $S_{11ZСФЦФТЦ}$ ,  $S_{22ZСФЦФТЦ}$  (а) и  $S_{21ZСФЦФТЦ}$  (б) транзистора и  $S_{11AЧ 4 дБ}$  и  $S_{21AЧ 4 дБ}$  (б) активного четырехполосника

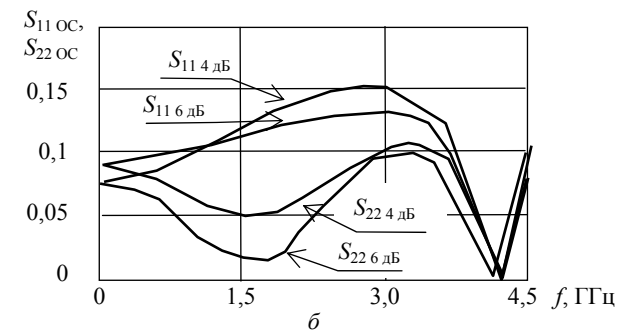
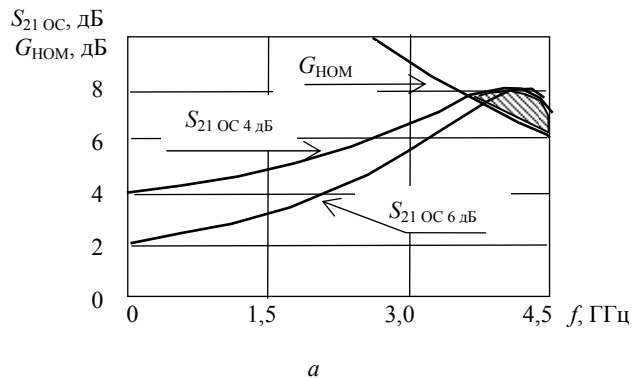


Рис. 10. Зависимости коэффициентов передачи  $S_{21OC 4 дБ}$ ,  $S_{21OC 6 дБ}$  (а) и коэффициентов отражения  $S_{11OC 4 дБ}$ ,  $S_{11OC 6 дБ}$  (б) корректирующих широкополосных усилителей с параллельной ОС

Определен физический смысл (назначение) введенных в структурную схему элементов СФЦ и ФТЦ. СФЦ обеспечивает равенство коэффициентов отражения по входу и выходу транзистора, ФТЦ – значение модуля и фазы коэффициента передачи транзистора на верхней частоте.

Приведены результаты расчета элементов принципиальной схемы и результаты компьютерного моделирования коэффициентов передачи и коэффициентов отражения корректирующих широкополосных усилителей с параллельной ОС на кристалле транзистора КТ3115.

#### Литература

1. CHA4220-98F A new broadband distributed driver amplifier [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.ums-gaas.com/cha4220-98f-a-new-broadbanddist.php> (дата обращения: 10.06.2018).
2. 2–22 GHz GaN Low Noise Amplifier [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.triquint.com/products/p/TGA2227> (дата обращения: 22.06.2018).
3. Дроботун Н.Б. Модуль сверхширокополосного усилителя диапазона 10 МГц – 20 ГГц с диссипативной коррекцией АЧХ // Доклады ТУСУР. – 2016. – № 4(19). – С. 74–77.
4. Шварц Н.З. Линейные транзисторные усилители СВЧ. – М.: Сов. радио, 1980. – 398 с.
5. A new genetic-algorithm-based technique for low noise amplifier synthesis / L.I. Babak, A.A. Kokolov, A.A. Kalentyev, D.V. Garays // 7-th European Microwave Integrated Circuits Conference (EuMIC). – 2012. – P. 381–384.
6. Калентьев А.А. Структурно-параметрический синтез СВЧ-транзисторных усилителей на основе генетического алгоритма с использованием моделей монолитных элементов / А.А. Калентьев, Д.В. Гарайс, И.М. Добуш, Л.И. Бабак // Доклады ТУСУР. – 2012. – № 2(26). – С. 104–112.
7. Бабак Л.И. Автоматизированный синтез СВЧ-транзисторных усилителей на основе генетического алгоритма и использования идеальных трансформаторов импеданса // Доклады ТУСУР. – 2015. – № 3(37). – С. 67–84.
8. An efficient high-frequency linear RF amplifier synthesis method based on evolutionary computation and machine learning techniques / B. Liu, N. Deferm, D. Zhao, P. Reynaert, G. Gielen // Computer-Aided Design of Integrated Circuits and Systems, IEEE Transactions. – 2012. – Vol. 31, No. 7. – P. 981–993.
9. Якушевич Г.Н. Математическая модель активного четырехполюсника для широкополосного СВЧ-усилителя с двухполюсником параллельной обратной связи // Доклады ТУСУР. – 2009. – № 2(20). – С. 32–37.
10. Якушевич Г.Н. Алгоритм расчета транзисторного широкополосного усилителя с двухполюсником параллельной обратной связи // Доклады ТУСУР. – 2010. – № 1(21), ч. 2. – С. 63–68.
11. Якушевич Г.Н. Проектирование корректирующего широкополосного усилителя с двухполюсником параллельной обратной связи // Доклады ТУСУР. – 2017. – № 3 (20). – С. 144–147.
12. Андрюхов И.П. Кремневый маломощный биполярный транзистор КТ3115 / И.П. Андрюхов, Ю.П. Докучаев, Г.Э. Корнильев и др. // Микроэлектроника и полупроводниковые приборы / под ред. А.А. Васенкова, Я.А. Федотова. – М.: Сов. радио, 1980. – Вып. 5. – С. 43–53.
13. Силаев М.А. Приложение матриц и графов к анализу СВЧ-устройств / М.А. Силаев, С.Ф. Брянецев. – М.: Сов. радио, 1979. – 247 с.

14. Фельдштейн А.Л. Синтез четырехполюсников и восьмиполюсников на СВЧ / А.Л. Фельдштейн, Л.Р. Явич. – 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Связь, 1971. – 388 с.

15. Якушевич Г.Н. Проектирование транзисторных широкополосных усилителей с двухполюсниками параллельной и последовательной обратной связи // Доклады ТУСУР. – 2015. – № 3 (37). – С. 62–66.

#### Якушевич Геннадий Николаевич

Канд. техн. наук, с.н.с., доцент каф. радиотехнических систем (РТС) Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР) Ленина пр-т, д. 40, г. Томск, Россия, 634050  
Тел.: 41-37-09  
Эл. почта: [mrc@main.tusur.ru](mailto:mrc@main.tusur.ru)

Jakushevitch G.N.

#### Mathematical model of active quadrupole of corrective broadband amplifier with feedback

A mathematical model of an active quadrupole corrective broadband amplifier with non-uniform frequency response (with frequency response increasing with increasing frequency) is obtained, based on a new analytical expression for the gain factor taking into account the nonlinear frequency dependence of the frequency response. Raising the frequency response occurs smoothly with increasing frequency and tends to a linear relationship at high frequencies. For the implementation of non-uniform frequency response is used serial and parallel feedback (OS). The results of computer simulation of the frequency characteristics of a corrective wideband amplifier with non-dimensional frequency response are given. A corrective wideband amplifier can be used to compensate for the unevenness of the frequency response (decrease in frequency response with increasing frequency) of the radio receiving and radio transmitting paths of radio engineering systems.

**Keywords:** mathematical model, active four-port, correcting, broadband amplifier, OS.

**doi:** 10.21293/1818-0442-2018-21-4-1-26-32

#### References

1. CHA4220-98F A new broadband distributed driver amplifier [Electronic resource]. Access mode: <http://www.ums-gaas.com/cha4220-98f-a-new-broadbanddist.php> (accessed: June 10, 2018).
2. 2–22 GHz GaN Low Noise Amplifier [Electronic Resource]. Access mode: <http://www.triquint.com/products/p/TGA2227> (accessed: June 22, 2018).
3. Drobotun N.B. Module ultra-wideband amplifier range 10 MHz – 20 GHz with dissipative correction AFC *Proceedings of TUSUR University*. 2016, no. 4 (19), pp. 74–77.
4. Shvarts N.Z. *Linear transistor amplifiers SHF*. [Linear transistor amplifiers SHF], M.: Sov. radio, 1980, 398 p.
5. Babak L.I., Kokolov A.A., Kalentyev A.A., Garays D.V. A new genetic-algorithm-based technique for low-noise amplifier synthesis 7-th European Microwave Integrated Circuits Conference (EuMIC). 2012, pp. 381–384.
6. Kalentiev A.A., Garays D.V., Dobush I.M., Babak L.I. Structural-parametric synthesis of microwave transistor amplifiers based on the genetic algorithm using models of monolithic elements *Proceedings of TUSUR University*. 2012, vol. 26, № 2, pp. 104–112.



7. Babak L.I. Automated synthesis of microwave transistor amplifiers based on the genetic algorithm and the use of ideal transformers of impedance *Proceedings of TUSUR University*. 2015, no. 3 (37), pp. 67–84.

8. Liu B., Deferm N., Zhao D., Reynaert P., Gielen G. An efficient high-frequency linear method based on evolutionary computation and machine learning techniques *Computer-Aided Design of Integrated Circuits and Systems*, IEEE Transactions. 2012, vol. 31, no. 7, pp. 981–993.

9. Yakushevich G.N. A mathematical model of an active four-terminal network for a broadband microwave amplifier with a two-terminal network of parallel feedback. *Proceedings of TUSUR University*. 2009, no. 2 (20), pp. 32–37.

10. Yakushevich G.N. Algorithm for calculating a transistor broadband amplifier with a double-pole of parallel feedback. *Proceedings of TUSUR University*. 2010, no. 1 (21), h. 2, pp. 63–68.

11. Yakushevich G.N. Designing a correcting broadband amplifier with a two-pole of parallel feedback. *Proceedings of TUSUR University*. 2017, no. 3 (20), pp. 144–147.

12. Andryukhov I.P., Dokuchaev Yu.P., Korniliev G.E. et al. Silicon low-noise bipolar transistor KT3115. *Microelectronics and Semiconductor. Devices* Ed. A.A. Vasenkova, Ya.A. Fedotov, M.: Sov. Radio, 1980, no. 5, pp. 43–53.

13. Silaev M.A. *Prilozhenie matric i grafov k analizu CVCH ustroystv* [Application of matrices and graphs to the analysis of microwave devices] M.A. Silaev, S.F. Bryantsev. M.: Sov. radio, 1979, 247 p.

14. Feldstein A.L., Javiv L.R.. *Cintez chetyrehpolucnikov i vozmopolucnikov na CVCH*. [Synthesis of four-terminals and eight-ports on microwave frequencies] 2 nd ed., Revised. and additional. M.: Communications, 1971, 388 p.

15. Yakushevich G.N. Designing of transistor broadband amplifiers with two-ports of parallel and sequential feedback. *Proceedings of TUSUR University*. 2015, no. 3(37), pp. 62–66.

---

**Gennady N. Jakushevitch**

Candidate of Engineering, Assistant Professor,  
Department of Radio Engineering Systems, Tomsk State  
University of Control Systems and Radioelectronics (TUSUR)  
40, Lenin pr., Tomsk, Russia, 634050  
Phone: 41-37-09  
Email: mrc@main.tusur.ru

УДК 681.518.5:654.9

А.Г. Якунин

## Емкостный извещатель на основе переходных процессов в RC-цепях

Описывается принцип работы емкостного извещателя, который изначально разрабатывался для применения в устройствах охранной сигнализации, но может быть также использован в качестве датчика приближения на производствах в системах автоматики для информирования управляющего устройства о приближении к чувствительной поверхности датчика какого-либо объекта, а также для других применений, связанных с измерением электрической емкости. Принцип работы устройства основан на измерении разности токов заряда емкости эталонного конденсатора и емкости, образованной чувствительной поверхностью датчика и внешним объектом. Основным достоинством предлагаемого решения является существенное снижение влияния паразитных токов утечки, возникающих в емкости датчика под воздействием загрязнений и изменения влажности окружающей среды. Кроме того, изменением емкости эталонного конденсатора оптимальное значение рабочей емкости датчика можно варьировать в очень широких пределах – от единиц пикофарад до долей микрофарад. Поэтому при использовании данного датчика его чувствительная поверхность может представлять собой как проводящую поверхность (сетку, пластину и т.д.), площадь которой может варьироваться в пределах от 1 см<sup>2</sup> до нескольких десятков квадратных метров, так и провод длиной от единиц сантиметров до сотен метров. При этом не требуется применения специальных мер для обеспечения высокой степени изоляции чувствительной поверхности датчика от окружающей среды. Кроме того, датчик не требует применения специальных приспособлений и дополнительных средств для обеспечения высокой степени изоляции его чувствительной поверхности от окружающей среды.

**Ключевые слова:** датчик приближения, системы охраны предупреждающего типа, емкостный сенсор.

**doi:** 10.21293/1818-0442-2018-21-4-1-33-38

Емкостные измерительные преобразователи неэлектрических величин в настоящее время широко используются наряду с другими датчиками в самых различных областях науки и техники, в том числе и при автоматизации производственных процессов [1–3]. С помощью емкостных датчиков можно контролировать линейные [4] и угловые [5, 6] перемещения, определять уровень жидкости [7], давление [8], тактильные усилия [9] и другие физические величины. Известно также применение емкостных устройств в качестве датчиков приближения для обеспечения безопасности выполнения работ на производствах [10] и в системах охраны [11, 12] наряду с акустическими, оптическими и радиоволновыми преобразователями [14].

Главными преимуществами емкостных преобразователей являются их простота, малые габариты и энергопотребление, низкая стоимость и технологичность изготовления. Но, несмотря на эти преимущества, емкостные преобразователи находят очень ограниченное применение, особенно в качестве датчиков приближения. Так, их почти не применяют в запыленных и химических производствах, поскольку они изменяют свои характеристики из-за воздействия агрессивных сред и наличия пыли. Непостоянство свойств контролируемой среды приводит к изменению в основном токов паразитных утечек емкости сенсора, что вызывает появление большого числа ложных срабатываний. Так как для подобных применений емкостных сенсоров в качестве диэлектрика измеряемой емкости выступает окружающая среда, а электродами являются окружающие предметы, объекты и поверхности, то решить проблему совершенствованием технологии изготовления самих датчиков, как это предлагается, напри-

мер, в [15], не представляется возможным. Поэтому для таких применений емкостных датчиков обеспечить им необходимые технико-экономические характеристики можно лишь за счет реализации в них иных принципов работы, а значит, иных схематических и технических решений и иных методов выделения из сигналов информационной составляющей. Рассмотрению одного из таких подходов к решению проблемы повышения стабильности работы емкостных преобразователей и посвящена данная работа.

### Анализ существующих решений

В настоящее время существует три основных подхода для нахождения значения величины емкости емкостного преобразователя. Самый простейший заключается в измерении напряжения на выходе делителя напряжения, схема которого приведена на рис. 1, а, или близка к ней. В данной схеме генератор  $G$  вырабатывает синусоидальное напряжение. Недостатком такого решения является нелинейность зависимости напряжения на выходе от величины емкости. Кроме того, данный вариант наименее устойчив к влиянию шунтирующей емкость преобразователя сопротивления утечки. Поэтому в настоящее время основу большинства емкостных датчиков составляет схема, в которой неизвестная емкость является частото задающим элементом генератора (см. рис. 1, б) и входит в параллельный или последовательный колебательный контур либо в частотно-зависимую цепь положительной обратной связи мультивибратора.

Для повышения точности измерения и повышения чувствительности датчика на практике часто применяют не непосредственное измерение частоты, а различные разностные схемы, когда емкость определяют по частоте биений после суммирования час-

тот опорного и измерительного генератора либо по изменению скважности измерительного импульса относительно эталонного. Но во всех вариантах таких решений избавиться от влияния паразитных сопротивлений полностью не удастся. К тому же во всех случаях сохраняется нелинейная связь между измеряемой емкостью и информативным параметром. Исключить влияние паразитного сопротивления можно в измерителях полного импеданса, когда, например, как в представленной на рис. 1, а схеме, измеряется не только амплитуда, но и фаза выходного напряжения. Однако такие решения оказываются существенно более сложными и не получили применения в таких простых устройствах, как датчики приближения.

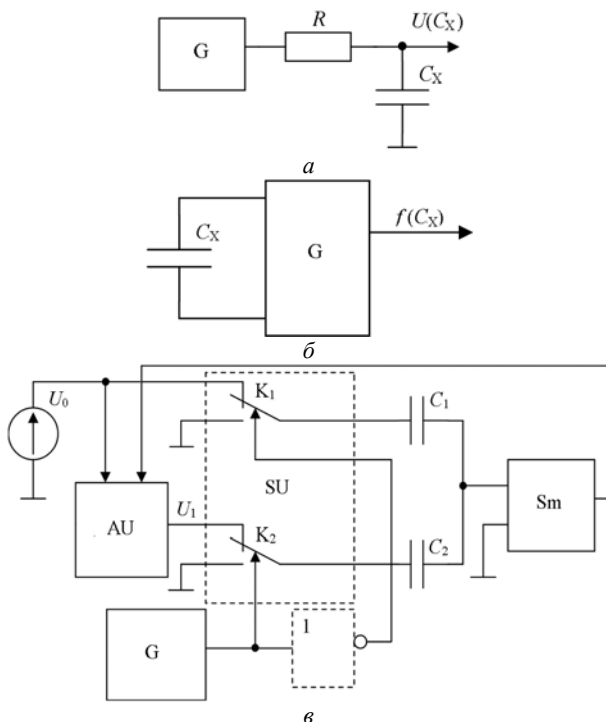


Рис. 1. Варианты схем формирования информационного сигнала в емкостных сенсорах

Поэтому для тех случаев, когда паразитное сопротивление нестабильно, варьируется в широких пределах и определения его значения не требуется, более перспективно применение решений, когда емкость определяется по параметрам переходных процессов, а именно по величине тока заряда конденсатора в начале переходного процесса после подачи на него напряжения. Один из вариантов такого решения показан на рис. 1, в, где Sm – входной преобразователь тока в напряжение, выполняющий также функции суммирования и преобразования, выход которого подключён ко входу управления блока автоматического регулирования AU [16, с. 41–48, 92–95]. В таком устройстве величину емкости определяют по величине напряжения  $U_1$ , которое системой регулировки подбирается так, чтобы минимизировать суммарный ток, поступающий на вход предусилителя. Если напряжение  $U_1$  имеет тот же знак, что и  $U_0$ , управляющее напряжение на ключ  $K_1$  должно пода-

ваться через инвертор, показанный на рисунке пунктирной линией.

Преимуществом данного решения являются линейная зависимость выходного сигнала от величины измеряемой емкости  $C_2$  и его слабая зависимость от токов утечки, протекающих между ее обкладками. Это объясняется тем, что в момент переключения ток заряда емкости имеет максимальное значение и при отсутствии сопротивления соединительных проводников не зависит от величины сопротивления, подключенного параллельно измеряемой емкости, через которое протекают токи утечки.

Однако и в такой схеме полностью избавиться от влияния паразитного сопротивления утечки не удастся, так как его уменьшение затягивает длительность импульса заряда конденсатора и увеличивает его амплитуду. Поэтому с ростом токов утечки измеряемой емкости из-за увеличения, например, влажности среды и загрязнения поверхности, на которой размещаются обкладки измерительного конденсатора, компенсирующее напряжение  $U_1$  будет уменьшаться, что эквивалентно уменьшению измеряемой емкости. Кроме того, в представленной на рис. 1, в схеме измерительный конденсатор не заземлен, что существенно ограничивает возможности применения данной схемы в системах автоматики, так как в них одной из обкладок измерительного конденсатора чаще всего является заземленный объект. Указанных недостатков лишена предложенная в [17] модификация представленной на рис. 1, в схемы, описанная в следующем подразделе и показанная на рис. 2.

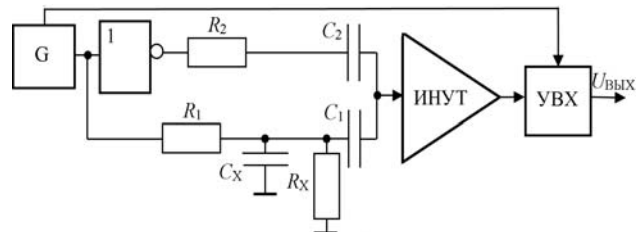


Рис. 2. Структурная схема предложенного решения:  
G – генератор прямоугольных импульсов;  
ИНУТ – конвертор тока в напряжение (источник напряжения, управляемый током);  
УВХ – устройство выборки-хранения

### Суть и отличия предлагаемого решения

В представленной на рис. 2 схеме на вход конвертора тока в напряжение через дифференцирующие RC-цепи подаются фронты двух вырабатываемых генератором G противофазных прямоугольных импульсов. В одну из цепей подключен емкостный датчик, имеющий емкость  $C_x$  и сопротивление утечек  $R_x$ . Для достижения максимальной чувствительности суммарная емкость конденсаторов в обеих цепях должна быть одинаковой. Поскольку соблюсти данное условие для различных вариантов исполнения сенсора проблематично, на практике обычно емкости конденсаторов выбираются примерно равными и в несколько раз превышающими значение емкости  $C_x$ . В результате напряжение на выходе преобразователя тока в напряжение ИНУТ

будет равно разности токов перезаряда примерно одинаковых по величине емкости конденсаторов, возникающей из-за подключения к измерительной цепи емкости сенсора. Для фиксации этой разницы на выходе ИНУТ установлена схема выборки-хранения, синхронизируемая генератором импульсов и запускаемая в момент одного из фронтов этих импульсов.

Первым принципиальным отличием предложенного в [17] решения от представленного на рис. 1, является то, что второй вывод измеряемой емкости  $C_X$  подключен не ко входу преобразователя тока в напряжение, а заземлен. Это позволило существенно расширить область возможного применения устройства по указанной ранее причине. При этом увеличение величины измеряемой емкости в данной схеме приводит не к увеличению, а к уменьшению тока перезаряда конденсатора  $C_1$ , но линейная связь между емкостью и силой тока перезаряда при этом сохраняется, правда, в достаточно ограниченных пределах.

Второе отличие заключается в том, что на выходе ИНУТ схема выборки-хранения из всего переходного процесса выбирает только очень короткий участок времени, соответствующий моменту начала процесса перезаряда конденсаторов. За счет этого, а также того, что входное сопротивление преобразователя тока в напряжение стремится к нулю, в еще большей степени по сравнению с прототипом удалось подавить влияние паразитного сопротивления измерительного конденсатора на величину выходного сигнала.

Для анализа работы схемы, представленной на рис. 2, была использована модель ее измерительной ячейки, показанная на рис. 3. Перенос в ней одной из обкладок конденсатора  $C_1$  вместо входа преобразователя тока в напряжение на землю вполне правомерен, поскольку у таких преобразователей напряжение на входе практически неизменно и близко к нулю.

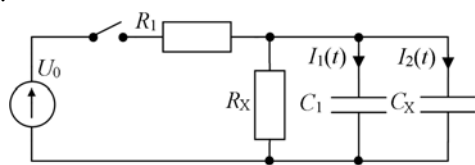


Рис. 3. Эквивалентная схема измерительной ячейки сенсора

Для эквивалентной схемы напряжение на конденсаторах и ток заряда конденсатора  $C_1$  при замыкании ключа будут описываться выражениями

$$U_C(t) = R_X \cdot U_0 \frac{1 - \exp\left(-t \frac{R_1 + R_X}{R_1 \cdot R_X \cdot C}\right)}{R_1 + R_X}; \quad (1)$$

$$I_1(t) = \frac{U_0 \cdot C_1}{R_1 \cdot C} \exp\left(-t \frac{R_1 + R_X}{R_1 \cdot R_X \cdot C}\right), \quad (2)$$

где  $C = C_1 + C_X$ , а  $U_0$  – амплитуда прямоугольных импульсов напряжения на выходе генератора G.

Чтобы в явном виде оценить влияние емкости  $C_X$  и сопротивления утечек  $R_X$  на значения описы-

ваемых данными выражениями токов и напряжений в разные моменты времени, рассмотрим соответствующие им функции чувствительности, представляющими собой их производную по  $C_X$ :

$$F_U(t) = \frac{U_0 \cdot t}{R_1 \cdot C^2} \exp\left(-t \frac{R_1 + R_X}{R_1 \cdot R_X \cdot C}\right); \quad (3)$$

$$F_I(t) = \frac{U_0 \cdot C_1}{R_1 \cdot C^2} \left( \frac{(R_1 + R_X) \cdot t}{R_X \cdot R_1 \cdot C^2} - 1 \right) \cdot \exp\left(-t \frac{R_1 + R_X}{R_1 \cdot R_X \cdot C}\right). \quad (4)$$

Соответствующие данным выражениям графики, показывающие зависимости от положения во времени значений чувствительностей напряжения и тока к изменению емкости для случая, когда  $R_1 = 5$  кОм;  $C_1 = 200$  пФ и  $U_0 = 10$  В, и для различных значений  $R_X$ , представлены на рис. 4.

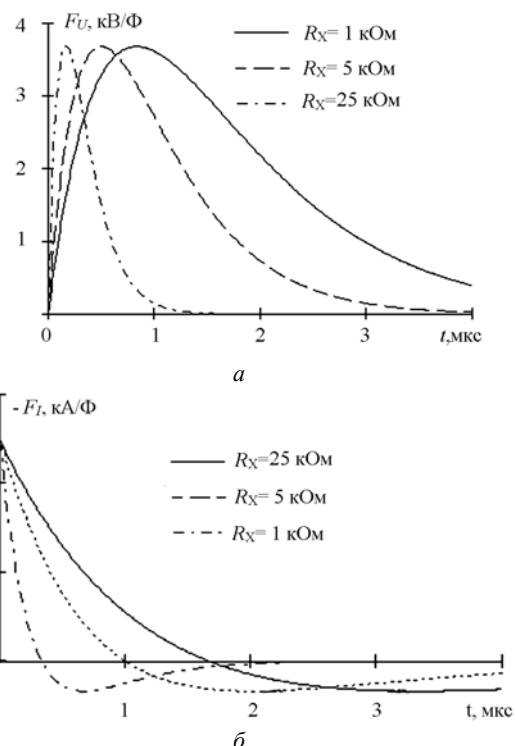


Рис. 4. Зависимости функций чувствительности напряжения на конденсаторах  $C_1, C_X$  (а) и тока на входе ИНУТ (б) от времени для различных значений сопротивления утечки  $R_X$

Как видно из выражений (3), (4) для  $F_U(t)$  и  $F_I(t)$  и из соответствующих им графиков, в обоих случаях значение сопротивления  $R_X$  не оказывает влияния на величину максимальной чувствительности. Однако для функции  $F_U(t)$  положение пика максимальной чувствительности зависит от величины  $R_X$ , что существенно затрудняет возможность использования зависимости  $U(t)$  для определения  $C_X$ . Если же для нахождения емкости использовать зависимость тока заряда от времени, то, как видно из уравнения (4) и графика на рис. 4, б, избавиться от влияния  $R_X$  на результаты измерения можно, если замер тока заряда производить в максимально короткий момент времени от начала переходного процесса. Применительно к реализующей метод измерения  $C_X$  схеме,

представленной на рис. 2, этому моменту соответствует перепад напряжения на выходе генератора G. В этот момент величина чувствительности максимальна и равна

$$F_I(t) = -\frac{U_0 \cdot C_X}{R_1 \cdot (C_1 + C_X)^2}. \quad (5)$$

Как следует из данного выражения, величина чувствительности здесь также не постоянна, зависит от соотношения между емкостями конденсаторов  $C_X$  и  $C_1$  и принимает максимальное значение при  $C_X = C_1$ . Нормированный на величину  $U_0/R_1$  и на  $C_1$  вид зависимости  $f_i(C_X/C_1) = -R_1 \cdot F_I(0)/U_0$  представлен на рис. 5.

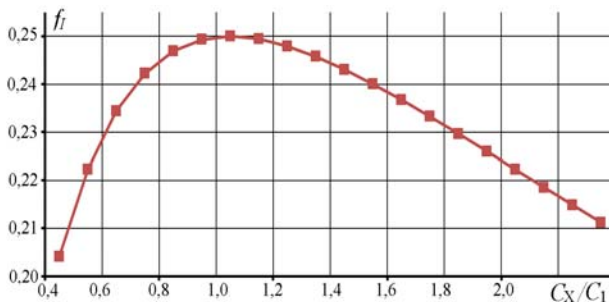


Рис. 5. Зависимость максимума относительной функции чувствительности по току от отношения измеряемой емкости к емкости опорного конденсатора  $C_1$

Как видно из данной зависимости, при отклонении измеряемой емкости от емкости опорного конденсатора более чем в 2 раза чувствительность падает примерно на 20% от ее максимально возможного значения. При этом уменьшение емкости  $C_X$  относительно  $C_1$  менее предпочтительно, чем ее увеличение, так как при уменьшении емкости  $C_X$  чувствительность падает до нуля гораздо быстрее, чем при ее увеличении. Отсюда следует, что для достижения наилучших результатов необходимо подбирать значения емкостей  $C_1 = 0,5 \cdot C_2$  в соответствии с ожидаемым диапазоном изменения величины  $C_X$ .

Наряду с необходимостью согласования параметров схемы с величиной измеряемой емкости для достижения высоких эксплуатационных свойств датчика потребовалось решить еще целый ряд проблем, связанных с оптимизацией использованных в нем схемотехнических решений. Для этого была разработана модель датчика, позволяющая учитывать такие факторы, как разброс параметров прямой и компенсирующей RC-цепей  $R_1$ ,  $C_1$  и  $R_2$ ,  $C_2$ , зависимость этих параметров от температуры, наличие задержки на инвертирующем элементе, конечная длительность фронтов генератора импульсов, неидеальность работы устройства выборки-хранения и преобразователя тока в напряжение. Сопоставление результатов моделирования с экспериментальными данными, пример которых представлен на рис. 6, показал хорошую адекватность разработанной модели.

Разработанная модель была применена для оптимизации параметров схемы емкостного преобразователя при проектировании приборов контроля,

отличающихся как по их функциональному назначению, так и по условиям работы. Такая оптимизация позволила существенно улучшить технические характеристики разрабатываемых устройств. Так, для емкостного датчика приближения удалось добиться порога чувствительности 0,1 пФ в диапазоне изменения емкости датчика от 50 до 500 пФ и чувствительности не менее 100 мВ/пФ. При этом диапазон рабочих температур датчика составлял  $-40 \dots +45$  °С, ток потребления датчика при напряжении питания 5 В не превышал 0,35 мА, а диапазон изменения шунтирующего паразитного сопротивления лежал в пределах от 5 кОм до бесконечности.

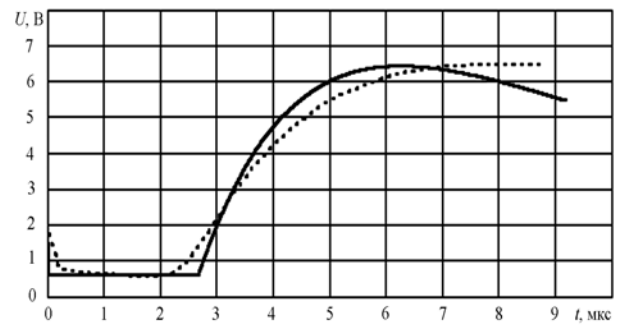


Рис. 6. Временная диаграмма напряжения на выходе преобразователя тока в напряжение.

Пунктир – экспериментальный результат, сплошная линия – результаты математического моделирования в среде MathCAD

### Обсуждение результатов

Проведенные исследования и результаты натуральных экспериментов показали, что предложенный емкостный преобразователь позволяет существенно повысить его надежность и чувствительность, а также другие технико-экономические показатели датчиков приближения, построенных на его основе.

Паразитные утечки тока по диэлектрику, на котором закрепляется измерительный электрод преобразователя, не оказывают практически никакого влияния на выходной сигнал, что является несомненным достоинством данного решения. Но поскольку выходной сигнал преобразователя нелинейно зависит от величины измеряемой емкости, данный преобразователь целесообразно применять именно как датчик приближения или иной элемент дискретной автоматики, применяемый в различных производствах.

В частности, его успешно можно применять в сильно запыленных условиях производств, связанных, например, с переработкой зерна [18, 19], а также в технических средствах охранной сигнализации в качестве извещателя предупреждающего действия [14]. В последнем случае для уменьшения числа ложных срабатываний и повышения надежности достоверной идентификации попыток несанкционированного доступа можно использовать алгоритмы, представленные, например, в работах [20, 21], либо аппаратные решения, подобные приведенным в [22, 23].

Кроме того, применение датчика совместно с современными средствами микроконтроллерной техни-

ки типа Arduino или Raspberry позволяет реализовать перспективные методы цифровой обработки сигналов, которые могут значительно увеличить надежность его работы. Применение микроконтроллеров или систем на кристалле позволит также применять такие датчики в системах автоматического управления или неразрушающего контроля, обеспечить возможность автоматической настройки на измеряемую емкость, а также проводить проверку работоспособности датчика и выделять такие нештатные ситуации, как обрыв измерительного электрода или его замыкание на общий провод.

#### Благодарности

Автор выражает глубокую благодарность бывшему аспиранту АлтГТУ В.Б. Авцинову за участие в проведении теоретических и экспериментальных исследований емкостных датчиков приближений, а также за разработку и внедрение аппаратуры, в том числе приборов охранной сигнализации с применением разработанных датчиков.

#### Литература

1. Dunn W. Introduction to Instrumentation, Sensors, and Process Control. – Norwood: Artech House, 2006. – 331 p.
2. Wilson J. Sensor Technology Handbook. – Amsterdam: Elsevier, 2005. – 702 p.
3. Clarence S. Sensors and Actuators: Control System Instrumentation. – Boca Raton: CRC Press, 2007. – 698 p.
4. Picotto G., Pisani M., Sosso A. A multi-electrode plane capacitive sensor for displacement measurements and attitude controls // Meas. Sci. Technol. – 2009. – Vol. 20, № 084011. – P. 1–4. – doi: 10.1088/0957-0233/20/8/084011
5. A Novel Single-Excitation Capacitive Angular Position Sensor Design / B. Hou, B. Zhou, M. Song, Z. Li, R. Zhang // Sensors. – 2016. – Vol. 16 (8). – No. 1196. – P. 1–16. doi:10.3390/s16081196
6. Capacitive Rotary Encoder Based on Quadrature Modulation and Demodulation / D. Zheng, S. Zhang, S. Wang, X. Zhao // IEEE Trans. Instrum. Meas. – 2015. – Vol. 64 (1). – P. 143–153. doi: 10.1109/TIM.2014.2328456
7. Design of capacitive sensor for water level measurement / A. Qurthobi, R. Iskandar, A. Krisnata, Weldzikarvina // J. Phys.: Conf. Ser. – 2016. – Vol. 776, № 012118. – P. 1–6. doi: 10.1088/1742-6596/776/1/012118
8. CMOS MEMS capacitive absolute pressure sensor / M. Narducci, L. Yu-Chia, W. Fang, J. Tsai // J. Micromech. Microeng. – 2013. – Vol. 23 (5), № 055007. doi: 10.1088/0960-1317/23/5/055007
9. Real-time measurement of the three-axis contact force distribution using a flexible capacitive polymer tactile sensor / H. Lee, J. Chung, S. Chang, E. Yoon // Micromech. Microeng. – 2011. – Vol. 21 (3), № 035010. – P. 1–9. doi: 10.1088/0960-1317/21/3/035010
10. Båvall L. Capacitive detection of humans for safety in industry – a numerical and experimental investigation / L. Båvall, N. Karlsson // Meas. Sci. Technol. – 1998. – Vol. 9 (3). – P. 505–509. doi: 10.1088/0957-0233/9/3/027
11. Pat. 4 684 931 США, МПК G08B 13/26. Capacitive sensing security system / S. Parks (USA); опубл. 04.08.87. – 10 с. – URL: <https://patentimages.storage.googleapis.com/97/56/a5/181edafe910e7f/US4684931.pdf>
12. Pat. 4 804 945 США, МПК G08B 13/00; G08B 13/18; G08B 13/26. Door alarm with infrared and capacitive sensors / T. Millet (Канада); опубл. 14.02.1989. – 6 с.
13. Pat. US 7 515 140 B2 США, МПК G01F 3/041. Capacitive sensor / H. Philipp (Великобритания); опубл. 07.04.2009. – 7 с.
14. Suchkova L.I. Detection of affectings on fencing surfaces in systems of protection and life-support of buildings / L.I. Suchkova, A.G. Yakunin // IOP Conf. Series: Materials Science and Engineering. – 2017. – Vol. 289, № 012028. – P. 1–7. doi: 10.1088/1757-899X/289/1/012028
15. Weadon T. Ceramic-polymer capacitive sensors for tactile/force awareness in harsh environment robotic applications / T. Weadon, T. Evans, E. Sabolsky // Smart Mater. Struct. – 2013. – Vol. 22 (12), № 125017. doi: 10.1088/0964-1726/22/12/125017
16. Гриневич Ф.Б., Новик А.И. Измерительные компенсационно-мостовые устройства с емкостными датчиками / Ф.Б. Гриневич, А.И. Новик. – Киев: Наук. Думка, 1987. – 112 с.
17. Пат. 2 168 729 РФ, МПК G01R27/26. Емкостной преобразователь / А.Г. Якунин, В.Б. Авцинов (РФ). – № 2 000 106 270 / 09; заявл. 13.03.00; опубл. 10.06.01. – Бюл. № 16. – 5 с.
18. Nicolaeva V.K. Development of a software and hardware system for monitoring the air cleaning process using a cyclone-separator / V.K. Nicolaeva, V.L. Zlochevskiy, A.P. Borisov // Journal of Physics: Conference Series. – 2017. – Vol. 881(1), № 012023. – P. 1–8. doi: 10.1088/1742-6596/881/1/012023/pdf
19. Borisov A.P. Software and hardware complex for research and management of the separation process // IOP Conf. Ser.: Mater. Sci. Eng. – 2018. – Vol. 289, № 012039. – P. 1–8. doi: 10.1088/1757-899X/289/1/012039
20. Yakunin A.G. Hardware-software and algorithmic provision of multipoint systems for long-term monitoring of dynamic processes / A.G. Yakunin, H.M. Hussein // J. of Physics: Conf. Series. – 2017. – Vol. 881, № 012028. – P. 1–8. doi: 10.1088/1742-6596/881/1/012028
21. Hussein H.M. Detection of regularity violations of cyclic processes in a temperature monitoring system using patterns form / H.M. Hussein, A.G. Yakunin // J. of Siberian Federal University Mathematics & Physics. – 2015. – Vol. 8 (2). – P. 157–164.
22. Пат. 2 284 578 РФ, МПК G 08 B 13/26. Емкостный преобразователь для систем охранной сигнализации / А.В. Галков, А.Г. Якунин. – № 2 005 112 405 / 09; заявл. 25.04.05; опубл. 27.09.06. – Бюл. № 27. – 7 с.
23. Пат. 2 297 671 РФ, МПК G 08 B 13/26. Емкостная адаптивная охранная система / А.В. Галков, О.И. Хомутов, А.Г. Якунин. – № 2 005 119 549 / 09; заявл. 23.06.05; опубл. 20.04.07. – Бюл. № 11. – 7 с.

#### Якунин Алексей Григорьевич

Д-р техн. наук, профессор, зав. каф. информатики и вычислительной техники и информационной безопасности (ИВТ и ИБ) Алтайского государственного технического университета (АлтГТУ)  
Ленина пр-т., д. 46, г. Барнаул, Россия, 656038  
ORCID 0000-0001-5103-3177  
Тел.: +7 (385-2) 29-07-86  
Эл. почта: yakunin@agtu.secna.ru

Yakunin A.G.

### Alarm capacitive sensor based on transients in RC-circuits

The operation principle of the capacitive sensor, which was originally developed for use in the alarm security systems, is described. But it can also be used as a proximity sensor in production in automation systems to inform the control device or operator of the approach to the sensor sensitive surface. The operation principle of the device is based on measuring the difference in charge currents of the capacitance of the reference capacitor and the capacitance formed by the sensitive sensor surface and the external object as well as for other applications related to the measurement of electrical capacitance. The main advantage of the proposed solution is a significant reduction in the effect of parasitic leakage currents arising in the sensor capacitance under the influence of contaminants and changes in the humidity of the environment. In addition, by changing the capacitance of the reference capacitor, the capacitance of the sensor can be varied in a very wide range, from picofarad units to fractions of microfarads. Hence, when using this sensor, its sensitive surface can be both a conductive surface (grid, plate, etc.) with an area from several square centimeters to tens of square meters, and a wire that length can be varied from a few centimeters to hundreds of meters. And this sensor does not require the use of special means to ensure a high degree of isolation of the sensor's sensitive surface from the environment.

**Keywords:** proximity sensor, anticipation alarm system, capacitive sensor.

**doi:** 10.21293/1818-0442-2018-21-4-1-33-38

#### References

1. Dunn W. *Introduction to Instrumentation, Sensors, and Process Control*. Norwood, Artech House Publ., 2006, 331 p.
2. Wilson J. *Sensor Technology Handbook*. Amsterdam, Elsevier Publ., 2005, 702 p.
3. Clarence S. *Sensors and Actuators: Control System Instrumentation*. Boca Raton, CRC Press Publ., 2007, 698 p.
4. Picotto G, Pisani M, Sosso A. A multi-electrode plane capacitive sensor for displacement measurements and attitude controls *Meas. Sci. Technol.*, 2009, vol. 20, no. 084011, pp. 1–4. doi: 10.1088/0957-0233/20/8/084011
5. Hou B., Zhou B., Song M., Li Z., Zhang R. A Novel Single-Excitation Capacitive Angular Position Sensor Design. *Sensors*, 2016, vol. 16 (8), no. 1196, pp. 1–16. doi: 10.3390/s16081196
6. Zheng D., Zhang S., Wang S., Zhao X. Capacitive Rotary Encoder Based on Quadrature Modulation and Demodulation. *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, 2015, vol. 64 (1), pp. 143–153. doi: 10.1109/TIM.2014.2328456
7. Qurthobi A., Iskandar R., Krisnatal A., Weldzikarvina. Design of capacitive sensor for water level measurement. *J. Phys.: Conf. Ser.*, 2016, vol. 776, no. 012118, pp. 1–6. doi: 10.1088/1742-6596/776/1/012118.
8. Narducci M., Yu-Chia L., Fang W. and Tsai J. CMOS MEMS capacitive absolute pressure sensor. *J. Micromech. Microeng.*, 2013, vol. 23(5), no. 055007. doi: 10.1088/0960-1317/23/5/055007
9. Lee H., Chung J., Chang S. and Yoon E. Real-time measurement of the three-axis contact force distribution using a flexible capacitive polymer tactile sensor. *J. Micromech. Microeng.* 2011, vol. 21(3), no. 035010, pp. 1–9. doi: 10.1088/0960-1317/21/3/035010
10. Båvall L., Karlsson N. Capacitive detection of humans for safety in industry – a numerical and experimental investigation. *Meas. Sci. Technol.*, 1998, vol. 9 (3), pp. 505–509. doi: 10.1088/0957-0233/9/3/027
11. Parks S. *Capacitive sensing security system*. 1987, Patent USA, no. 4684931.
12. Millet T. *Door alarm with infrared and capacitive sensors*. 1989, Patent USA, no. 4804945.
13. Harald P. Capacitive sensor. 2009, Patent USA no. US 7515140 B2, 7 p.
14. Suchkova L., Yakunin A. Detection of affectings on fensing surfaces in systems of protection and life-support of buildings. *IOP Conf. Series: Materials Science and Engineering*, 2017, vol. 289, no. 012028, pp. 1–7. doi:10.1088/1757-899X/289/1/012028
15. Weadon T., Evans T., Sabolsky E. Ceramic-polymer capacitive sensors for tactile/force awareness in harsh environment robotic applications. *Smart Mater. Struct.*, 2013, vol. 22 (12), no. 125017. doi: 10.1088/0964-1726/22/12/125017
16. Grinevich F.B., Novik A.I. Measuring compensation and bridge devices with capacitive sensors [*Izmeritelnye kompensacionno-mostovye ustrojstva s emkostnymi datchikami.*]. 1987, Kiev, Kiev: nauk. Dumka, 112 p.
17. Yakunin A.G., Avtscinov V. B. Capacitive converter [*Emkostnoj preobrazovatel*]. Patent RF, no. 2168729, 2000.
18. Nicolaeva B.K., Zlochevskiy V.L., Borisov A.P. Development of a software and hardware system for monitoring the air cleaning process using a cyclone-separator *Journal of Physics: Conference Series*. 2017, vol. 881(1), no. 012023, pp. 1–8. doi: 10.1088/1742-6596/881/1/012023/pdf
19. Borisov A.P. Software and hardware complex for research and management of the separation process *IOP Conf. Ser.: Mater. Sci. Eng.*, 2018, vol. 289, no. 012039, pp. 1–8. doi: 10.1088/1757-899X/289/1/012039
20. Yakunin A.G., Hussein H.M. Hardware-software and algorithmic provision of multipoint systems for long-term monitoring of dynamic processes *J. of Physics: Conf. Series*, 2017, vol. 881, no. 012028, pp. 1–8. doi: 10.1088/1742-6596/881/1/012028
21. Hussein H.M., Yakunin A.G. Detection of regularity violations of cyclic processes in a temperature monitoring system using patterns form *J. of Siberian Federal University Mathematics & Physics*, 2015, vol. 8(2), pp. 157–164.
22. Galkov A.V., Yakunin A.G. Capacitive converter for burglar alarm systems [*Emkostnoj preobrazovatel dlya sistem oxrannoj signalizacii*]. Patent RF, no. 2284578, 2006.
23. Galkov A.V., Homutov O.I., Yakunin A.G. Capacitive adaptive security system [*Emkostnaya adaptivnaya ohrannaya sistema*]. Patent RF, no. 2297671, 2007.

#### Alexey G. Yakunin

Doctor of Engineering, Professor, Head of the Department of Informatics, Computer Engineering and Information Security of the Altai State Technical University (AltSTU)  
46, Lenin pr., Barnaul, Russia, 656038  
ORCID 0000-0001-5103-3177  
Phone: +7 (385-2) 29-07-86  
Email: yakunin@agtu.secna.ru

**УПРАВЛЕНИЕ, ВЫЧИСЛИТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА  
И ИНФОРМАТИКА**





УДК 519.612.2

С.П. Куксенко

## Ускорение многократного вычисления матрицы коэффициентов электростатической индукции полосковой структуры

Приведены результаты реализации в нескольких математических пакетах алгоритма многократного вычисления матрицы коэффициентов электростатической индукции полосковой структуры, отличающегося от исходного алгоритма использованием блочного LU-разложения при решении СЛАУ. Выполнена оценка производительности данного и исходного алгоритмов. Получены оценки ускорения вычисления матрицы коэффициентов электростатической индукции полосковой структуры в диапазоне значений диэлектрической проницаемости. Выполнено сравнение вычислительных и аналитических оценок и показано, что они хорошо согласуются между собой. Выявлен шаг алгоритма, характеризующийся наибольшими затратами, и предложены варианты его совершенствования.

**Ключевые слова:** полосковая структура, матрица коэффициентов электростатической индукции, многократное решение, СЛАУ, блочное LU-разложение, аналитические и численные оценки.

**doi:** 10.21293/1818-0442-2018-21-4-1-41-46

Полосковые структуры широко используются для создания элементов радиотехнических устройств: печатных плат, фильтров [1], средств снижения уровня перекрестных помех [2–4] или их компенсации [5], устройств защиты [5], фазовращателей [7], микрополосковых антенн [8], линий задержки [9] и др. При их проектировании всё большую роль играет математическое моделирование, являющееся альтернативой физическому моделированию и позволяющее существенно сократить временные и финансовые затраты. Из-за особенностей полосковых структур для их проектирования часто применяют квазистатический подход, требующий для нахождения первичных параметров полосковой структуры решения уравнения Пуассона или Лапласа. Для этого используются разные аналитические и численные методы [10, 11]. Широко применяемым из них является метод моментов [12].

При одновариантном анализе методом моментов построение математической модели в общем случае состоит из нескольких взаимосвязанных этапов, наиболее затратным из которых является решение системы линейных алгебраических уравнений (СЛАУ) [13]. Так, при анализе полосковых структур требуется решение СЛАУ вида [14]

$$\mathbf{S}\boldsymbol{\Sigma}=\mathbf{V}, \quad (1)$$

где  $\mathbf{S}$  – плотная, квадратная, действительная и несимметричная матрица порядка  $N$ ;  $\mathbf{V}$  – матрица размером  $N \times N_{\text{COND}}$  со столбцами из задаваемых потенциалов на подобластях, на которые разбиты границы структуры;  $\boldsymbol{\Sigma}$  – матрица-решение, столбцы которой дают распределение плотности заряда на этих границах;  $N_{\text{COND}}$  – количество правых частей (количество проводников в структуре, не считая опорного).

При методе моментов сегментируются только поверхности (границы) анализируемой структуры в отличие от методов конечных разностей и конечных элементов, что делает его более предпочтительным. Значение  $N$  равно общему числу подобластей, которое складывается из количества подобластей на гра-

ницах диэлектрик–диэлектрик ( $N_D$ ) и проводник–диэлектрик ( $N_A$ ), определяемых выбранным правилом сегментации (равномерная, неравномерная, адаптивная). Элементы  $\mathbf{S}$  вычисляются из параметров этих подобластей [15]. Поскольку  $\mathbf{S}$  плотная, а СЛАУ имеет несколько правых частей, то часто используют LU-разложение матрицы и последующее решение двух треугольных систем с каждой правой частью. После решения уравнения (1)  $\boldsymbol{\Sigma}$  используется для вычисления матриц первичных параметров полосковой структуры: коэффициентов электростатической  $\underline{\mathbf{C}}$  и электромагнитной ( $\underline{\mathbf{L}}$ ) индукций, проводимостей ( $\underline{\mathbf{G}}$ ) и сопротивлений ( $\underline{\mathbf{R}}$ ) [16]. При этом особую сложность, с точки зрения вычислительных затрат, представляет вычисление матриц  $\underline{\mathbf{C}}$  (далее – ёмкостная матрица) и  $\underline{\mathbf{G}}$ . В данной работе рассматривается вычисление первой из этих матриц.

Часто на практике необходим многовариантный анализ рассматриваемой полосковой структуры в диапазоне изменения её параметров с целью получения их оптимальных значений, используемых для дальнейшего моделирования. Так, для получения временного отклика структуры на заданное воздействие сначала вычисляют его спектр с помощью БПФ, а затем матрицы первичных параметров структуры для каждой частоты спектра. Далее эти матрицы используются в телеграфных уравнениях. После этого с помощью ОБПФ получается отклик [17]. Таким образом, основные затраты времени многократно возрастают из-за необходимости решения  $m$  СЛАУ, т.е.

$$\mathbf{S}_k \boldsymbol{\Sigma}_k = \mathbf{V}_k, \quad (2)$$

где  $k = 1, 2, \dots, m$ ,  $m$  – число частотных точек ( $m$  – количество значений параметров исходной конфигурации). С учетом специфики задачи (неизменность функции воздействия – потенциалы на проводниковых границах) нижний индекс матрицы  $\mathbf{V}$  далее опущен. Для решения матричного уравнения вида (2), с учетом того, что матрицы  $\mathbf{S}_k$  являются плотными, как и в случае одновариантного анализа, часто используется их LU-разложение и последующее

решение по отдельности с каждой правой частью. Далее с помощью полученного решения находится  $k$ -я ёмкостная матрица. Последовательно решаются  $m$  СЛАУ, и процесс вычисления считается окончательным (далее – алгоритм 1).

Для уменьшения вычислительных затрат актуальны совершенствование математической модели и разработка вычислительных алгоритмов. Так, в работе [18] предложено использовать специфику нумерации подынтервалов, на которые разбивается структура при анализе, и тем самым учитывать изменения матрицы СЛАУ при многовариантном анализе. В результате разработан алгоритм, основанный на блочном LU-разложении и состоящий из нескольких шагов (далее – алгоритм 2). При изменении относительной диэлектрической проницаемости диэлектрика структуры [19] он позволяет существенно ускорить многовариантный анализ. Аналитические оценки ускорения (при наличии плоскости земли) относительно алгоритма 1 приведены в [20], а вычислительные, с использованием функций библиотеки Eigen [21] – в [22], где в заключении отмечена необходимость более детального исследования алгоритма 2 для поиска дальнейших путей его совершенствования.

Цель работы – выявить возможности усовершенствования алгоритма 2 за счёт оценки вычислительных затрат на реализацию его шагов.

#### Оценка производительности алгоритма 1

Для оценки вычислительных затрат алгоритма 1 выбраны математические пакеты MATLAB, Octave и Scilab, как широко используемые при научных исследованиях и инженерных расчетах [23, 24], а также Eigen, используемая в [21] (где показана её оптимальность, с точки зрения минимизации временных затрат, среди других некоммерческих библиотек линейной алгебры). При вычислениях использовалась рабочая станция с параметрами: ОС – Microsoft Windows 7×64 бит, ЦПУ – Intel(R) Core(TM) i7 CPU 970 3,20 ГГц, ОЗУ – 24 Гб, а также пакеты MATLAB 2013b (Intel MKL), Octave 4.4.0 (Open BLAS), Scilab 5.5.2 (Intel MKL) и библиотека Eigen 3.3.4 и Microsoft Visual Studio 2013 (ключи компиляции: /O2, /Ot, /Gt, /GL, /MD, /Qpar, /arch:SSE2, /openmp). Далее совместному использованию Eigen и Visual Studio соответствует обозначение «пакет Eigen».

Вначале выполнено решение одной СЛАУ вида (1) с помощью LU-разложения (используемого для реализации алгоритма 1) при  $N = 100, 200, \dots, 5000$  и  $N_{\text{COND}} = 10$ . Матрицы заполнялись с помощью генератора случайных чисел (в MATLAB функция rand()). Использованы все возможные варианты реализации в виде встроенных функций/команд, которые приведены ниже.

MATLAB/Octave/Scilab:

I – [l,u]=lu(S);  $\Sigma = u \setminus (l \setminus V)$ ;  
 II – [l,u,p]=lu(S);  $\Sigma = u \setminus (l \setminus (p * V))$ ;  
 III –  $\Sigma = S \setminus V$ ;  
 IV – [l,u,p]=lu(S,'vector');  $\Sigma = u \setminus (l \setminus (V(p,:)))$ ;

Eigen:

I –  $\Sigma = S.lu().solve(V)$ ;  
 II –  $\Sigma.noalias() = S.lu().solve(V)$ ;  
 III –  $\Sigma = S.lu().solve(V).eval()$ ;  
 IV – ppLU.compute(S);  $\Sigma = ppLU.solve(V)$ ;  
 V – PartialPivLU<Matrix> lu(S);  
 T=lu.matrixLU().triangularView<UnitLower>().solve(lu.permutationP()\*V);  
 $\Sigma = lu.matrixLU().triangularView<Upper>().solve(T)$ ;

Согласно справочной документации варианты MATLAB/Octave/Scilab I и II во всех пакетах эквивалентны, но для чистоты эксперимента они были протестированы отдельно. Вариант III (согласно документации) при хорошей обусловленности матрицы (число обусловленности меньше чем  $1/(10 \times \text{eps})$ , где eps – машинный эpsilon) основан на LU-разложении и последующем решении двух треугольных систем (при плохой обусловленности используется метод наименьших квадратов). В данной работе использовались только хорошо обусловленные матрицы ( $\text{cond}(S) < 10^8$ ). Вариант IV отличается хранением матрицы перестановок в виде вектора (в Scilab отсутствует).

Проведена оценка (здесь и далее среднее время 10-кратных вычислений) вариантов реализации. Установлено, что быстроедействие существенно отличается в зависимости от варианта. В MATLAB наименьшее время работы соответствует варианту IV, а в Octave и Scilab – III. Различия времени для вариантов в MATLAB наименьшее, а в Scilab – наибольшее. Для Eigen время почти не зависит от реализации, а наименьшее время соответствует варианту IV. Поэтому для дальнейшего исследования алгоритма 1 в MATLAB и Eigen использовались варианты IV, а в Octave и Scilab – III. С использованием данных вариантов выполнена оценка производительности алгоритма 1 при  $N = 1000, 3000$ ,  $N_A = 0,5N$ ,  $N_{\text{COND}} = 10$  для  $m = 100, 500, 1000$ . Установлено, что наименьшее время получено при использовании MATLAB, а наибольшее – Eigen. При этом максимальное различие во времени вычислений при использовании Scilab, Octave и Eigen относительно MATLAB составило 1,28, 1,90 и 3,08 раза соответственно.

#### Оценка производительности алгоритма 2

Рассмотрим особенности алгоритма  $m$ -кратного вычисления ёмкостной матрицы полосковой структуры в диапазоне значений диэлектрической проницаемости с использованием блочного LU-разложения из работы [18]. Он основан на представлении уравнения (2) в виде

$$\begin{bmatrix} \mathbf{A}_k & \mathbf{B}_k \\ \mathbf{C}_k & \mathbf{D} + \text{Diag}_k \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Sigma_{Ak} \\ \Sigma_{Dk} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{V}_A \\ \mathbf{V}_D \end{bmatrix}.$$

Размеры блоков  $\Sigma_{Ak}$  и  $\mathbf{V}_A - N_A \times N_{\text{COND}}$ , а  $\Sigma_{Dk}$  и  $\mathbf{V}_D - N_D \times N_{\text{COND}}$ ,  $N = N_A + N_D$ . Такое представление связано с тем, что при изменении диэлектрической проницаемости диэлектрика изменяемые элементы матриц  $\mathbf{S}_k$  располагаются на главной диагонали блоков  $\mathbf{D}_k$ , при этом блоки  $\mathbf{A}_k$ ,  $\mathbf{B}_k$  и  $\mathbf{C}_k$  неизменны [15] (далее используются без нижнего индекса). Поэтому для хранения изменяемых элементов используются

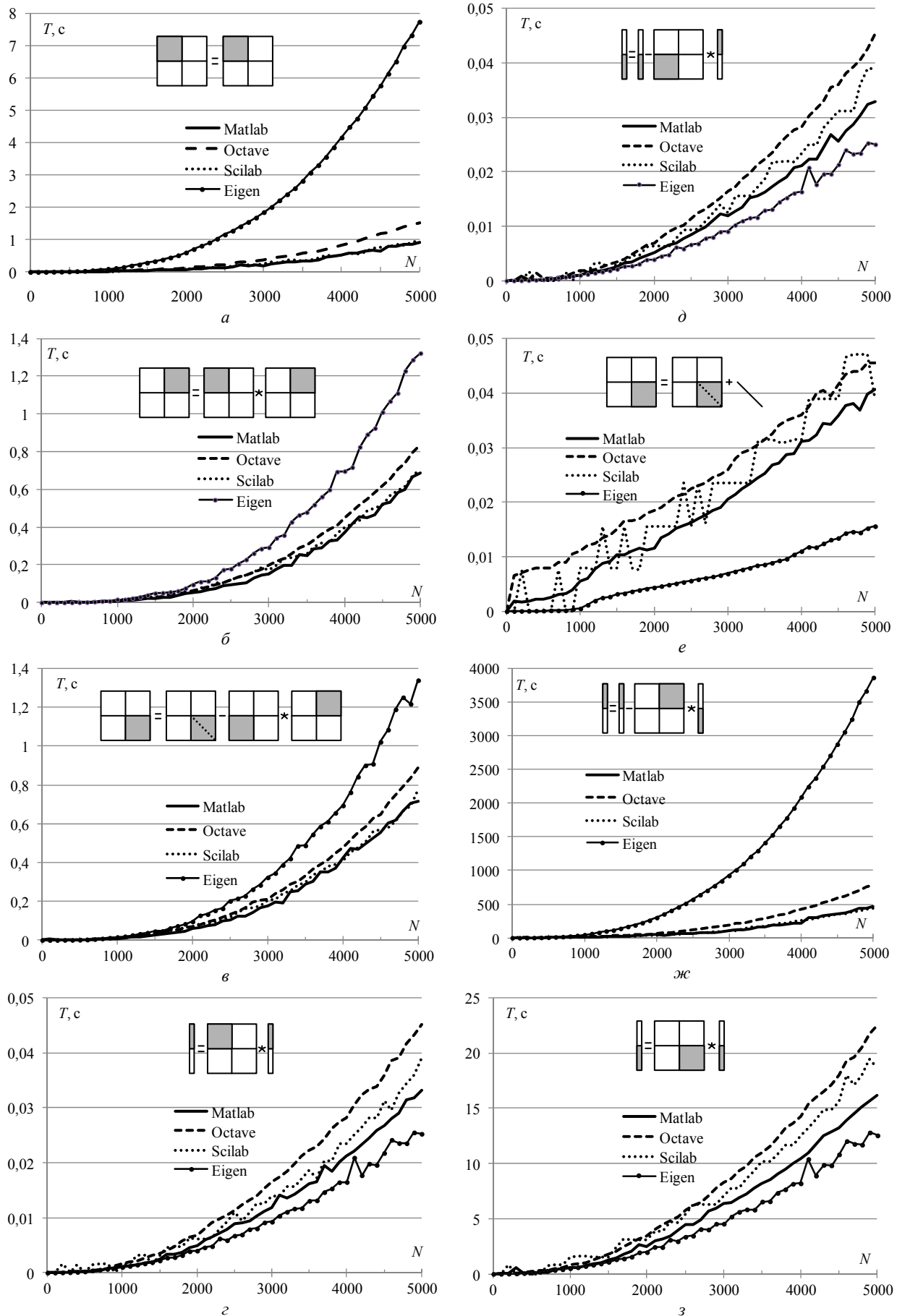


Рис. 1. Время выполнения шагов алгоритма 2: 4 (а), 5 (б), 6 (в), 8 (г), 9 (д), 12 (е), 13 (ж) и 14 (з)

дополнительные диагональные матрицы  $\mathbf{Diag}_k$ , а диагональные элементы блока  $\mathbf{D}$  обнулены, т.е.  $\mathbf{D}_k = \mathbf{D} + \mathbf{Diag}_k$ .

Алгоритм 2 состоит из 18 шагов, часть из которых имеет второстепенный характер. Так, шаги 7, 15 и 17 (вычисление элементов матриц), отдельно не рассматривались в виду малости их затрат, т.е. рассматривались те шаги, которые относятся к решению СЛАУ. Перечень использованных функций (команд) для реализации алгоритма 2 на примере MATLAB приведен в табл. 1 (принятые обозначения интуитивно понятны, поэтому приведены без дополнительных пояснений). По результатам вычислений при тех же параметрах, что и для алгоритма 1, установлено, что наименьшее время соответствует использованию MATLAB. Так, максимальное различие во времени вычислений при использовании Scilab, Octave и Eigen относительно MATLAB составило 1,03, 1,95 и 8,79 раза соответственно.

Таблица 1  
Реализация функций алгоритма 2 в MATLAB

№ шага	Реализация
4	$S(1:Na, 1:Na) = \text{inv}(S(1:Na, 1:Na))$
5	$S(1:Na, Na+1:N) = S(1:Na, 1:Na) * S(1:Na, Na+1:N)$
6	$S(Na+1:N, Na+1:N) = S(Na+1:N, Na+1:N) - S(Na+1:N, 1:Na) * S(1:Na, Na+1:N)$
8	$X(1:Na, 1:Ncond) = S(1:Na, 1:Na) * V(1:Na, 1:Ncond)$
9	$X(Na+1:N, 1:Ncond) = V(Na+1:N, 1:Ncond) - S(Na+1:N, 1:Na) * X(1:Na, 1:Ncond)$
12	$nz = Na * (N+1); \text{step} = N+1; \text{end} = N * N; S(nz:\text{step}:\text{end}) = S(nz:\text{step}:\text{end}) + \text{Diag\_mat}'$
13	$\text{SIGMA}(Na+1:N, 1:Ncond) = \text{inv}(S(Na+1:N, Na+1:N)) * X(Na+1:N, 1:Ncond)$
14	$\text{SIGMA}(1:Na, 1:Ncond) = X(1:Na, 1:Ncond) - S(1:Na, Na+1:N) * \text{SIGMA}(Na+1:N, 1:Ncond)$

Далее исследована зависимость времени выполнения отдельных шагов алгоритма 2 от порядка матрицы  $\mathbf{S}$  в каждом пакете. Использованы следующие параметры:  $N = 100, 200, \dots, 5000$ ,  $N_A = 0,5N$ ,  $N_{\text{COND}} = 10$ ,  $m = 500$ . На рис. 1 приведено время вычислений, соответствующее шагам 4–6, 8 и 9 (однократные вычисления при  $k = 1$ ) и шагам 12–14 (многократные вычисления). Для наглядности на рисунке также приведена графическая интерпретация соответствующих операций. Затраты на шаге 16 идентичны затратам на шаге 12, поэтому отдельно не приведены. Как видно, преобладающие временные затраты приходятся на шаг 13.

#### Оценка ускорения многократного решения СЛАУ блочным LU-разложением

В табл. 2 сведены полученные вычислительные оценки ускорения, а также его аналитические оценки согласно [20] при  $N_A = 0,5N$ ,  $N_{\text{COND}} = 10$ ,  $m = 100, 500, 1000$ . Видно, что при использовании MATLAB, Octave и Scilab оценки хорошо согласуются между собой. Стоит отметить, что почти всегда Scilab дает наибольшее ускорение вне зависимости от  $N$ , а Eigen дает замедление вычислений. Последний факт объясняется неоптимальной реализацией функции

обращения матрицы в данном пакете (рис. 1,  $a$  и  $ж$ ), используемой на шагах 4 и 13 алгоритма 2. При этом в случае  $m \gg 1$  шаг 4 мало влияет на получаемое ускорение.

Таблица 2

#### Оценки ускорения решения по алгоритму 2 относительно алгоритма 1 при $N_A = 0,5N$ , $N_{\text{COND}} = 10$

N	Оценка	Пакет	m		
			100	500	1000
1000	Аналитическая		1,95	1,99	2,00
	Вычислительная	MATLAB	2,23	2,41	2,33
		Octave	2,17	2,18	2,25
		Scilab	2,52	2,84	2,93
		Eigen	0,95	0,97	0,97
3000	Аналитическая		1,95	1,99	2,00
	Вычислительная	MATLAB	1,99	2,13	2,16
		Octave	2,17	2,23	2,25
		Scilab	2,15	2,52	2,63
		Eigen	0,74	0,75	0,76

Таким образом, для получения большего ускорения требуется совершенствовать шаг 13 алгоритма 2, например, переписав его в виде  $\mathbf{D}_k \Sigma_{Dk} = \mathbf{X}_D$  и воспользовавшись LU-разложением или блочным итерационным методом для его решения. Поэтому в дальнейшем целесообразно выполнить реализацию этих двух новых версий алгоритма 2 и тщательно их исследовать.

#### Заключение

Выполнена программная реализация с использованием нескольких математических пакетов и получены вычислительные оценки производительности алгоритма вычисления матрицы коэффициентов электростатической индукции полосковой структуры в диапазоне значений диэлектрической проницаемости, которые хорошо согласуются с аналитическими, полученными ранее. Так, на рассмотренных примерах показано, что ускорение составляет 2–3 раза в зависимости от используемого пакета. При этом уменьшение отношения количества подобластей на границах диэлектрик–диэлектрик ( $N_D$ ) к общему количеству подобластей ( $N$ ) из-за особенностей алгоритма будет приводить к получению еще большего ускорения, что показано в [21] на примере пакета Eigen. Проведенный детальный анализ вычислительных затрат на реализацию шагов этого алгоритма выявил возможности его совершенствования. Поэтому в дальнейшем целесообразны их реализация и исследование.

Работа выполнена в рамках государственного задания № 8.9562.2017/8.9 Минобрнауки России.

#### Литература

1. Kikkert J. A design technique for microstrip filters // 2nd international conference on signal processing and communication systems, (ICSPCS 2008). – 2008. – P. 1–5.
2. Guang-Hwa S. Analysis and design of crosstalk noise reduction for coupled striplines inserted guard trace with an open-stub on time-domain in high-speed digital circuits / S. Guang-Hwa, S. Jia-Hung, C. Po-Wei // IEEE Transactions on components, packaging and manufacturing. – 2011. – Vol. 1, No. 10. – P. 1537–1582.

3. Accurate design methodology to prevent crosstalk / C.H. Chen, W.T. Huang, C.T. Chou, C.H. Lu // *Electronics letters*. – 2007. – Vol. 43, No. 3. – P. 149–150.
4. Gong K. Phase velocity lines for low crosstalk microstrip interconnection of high-speed digital circuits: design and experimental validation / K. Gong, Z. Du, G. Yan // *IEEE Transactions on electromagnetic compatibility*. – 2006. – Vol. 48, No. 1. – P. 95–103.
5. A serpentine guard trace to reduce the far-end crosstalk voltage and the crosstalk induced timing jitter of parallel microstrip lines / K. Lee, H.-B. Lee, H.-K. Jung, J.-Y. Sim, H.-J. Park // *IEEE Transactions on Advanced Packaging*. – 2008. – Vol. 31, №4. – P. 809–817.
6. Газизов Т.Р. Модальный фильтр как устройство защиты бортовых вычислителей и блоков управления космических аппаратов от электростатического разряда / Т.Р. Газизов, Е.С. Долганов, А.М. Заболоцкий // *Изв. вузов. Физика*. – 2012. – Т. 55, № 3. – С. 39–43.
7. Широкополосные дискретные недисперсионные фазовращатели на основе эффекта кратного изменения фазовой скорости в многосвязных полосковых структурах с существенно неуравновешенной электромагнитной связью при сохранении согласования в широкой полосе частот / Н.Д. Малютин, А.Г. Ложилов, В.Н. Федоров, Д.Д. Зыков // *Доклады ТУСУР*. – 2014. – № 4 (34). – С. 22–30.
8. Herscovici N. A new consideration in the design of microstrip antennas // *IEEE Transactions and antennas propagation*. – 1998. – Vol. 46, No. 12. – P. 807–812.
9. Dispersive delay line with effective transmission-type operation in coupled-line technology / A. Lujambio, I. Arnedo, M. Chudzik, I. Arregui, T. Lopetegui, M.A.G. Laso // *Microwave and wireless components letters*. – 2011. – Vol. 21. – P. 459–461.
10. Фуско В. СВЧ-цепи. Анализ и автоматизированное проектирование: пер. с англ. – М.: Радио и связь, 1990. – 288 с.
11. Sadiku M.N.O. Numerical techniques in electromagnetics. – Second edition. – CRC Press LLC, 2000. – 760 p.
12. Makarov S.N. Low-frequency electromagnetic modeling for electrical and biological systems using MATLAB® / S.N. Makarov, G.M. Noetscher, A. Nazarian. – John Wiley & Sons, 2016. – 598 p.
13. Григорьев А.Д. Методы вычислительной электродинамики. – М.: Физматлит, 2013. – 432 с.
14. Bazdar M.B. Evaluation of quasi-static matrix parameters for multiconductor transmission lines using Garlekin's method / M.B. Bazdar, A.R. Djordjevic, R.F. Harrington, T.K. Sarkar // *IEEE Transactions on microwave theory and techniques*. – 1994. – Vol. 42. – P. 1223–1228.
15. Газизов Т.Р. Уменьшение искажений электрических сигналов в межсоединениях / под ред. Н.Д. Малютина. – Томск: Изд-во НТЛ, 2003. – 167 с.
16. Djordjevic A.R. Time-Domain Response of Multiconductor Transmission Lines / A.R. Djordjevic, T.K. Sarkar, R.F. Harrington // *Proceedings of the IEEE*. – 1987. – Vol. 75, Is. 6. – P. 743–764.
17. Заболоцкий А.М. Временной отклик многопроводных линий передачи / А.М. Заболоцкий, Т.Р. Газизов. – Томск: Томский государственный университет, 2007. – 152 с.
18. Куксенко С.П. Усовершенствование алгоритма вычисления методом моментов ёмкостных матриц структуры проводников и диэлектриков в диапазоне значений диэлектрической проницаемости / С.П. Куксенко, Т.Р. Газизов // *Электромагнитные волны и электронные системы*. – 2012. – № 10. – С. 13–21.
19. Wideband frequency-domain characterization of FR-4 and time-domain causality / A.R. Djordjevic, R.M. Biljic, V.D. Likar-Smiljanic, T.K. Sarkar // *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*. – 2001. – V. 43, № 4. – P. 662–666.
20. Surovtsev R.S. Analytic evaluation of the computational costs for solving systems of linear algebraic equations in multiple computing of the capacitance matrix in a range of the dielectric permittivity of dielectrics / R.S. Surovtsev, S.P. Kuxsenko, T.R. Gazizov // *Journal of Mathematical Sciences*. – 2015. – Vol. 207, No. 5. – P. 795–802.
21. Eigen, библиотека линейной алгебры [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://eigen.tuxfamily.org>, свободный (дата обращения: 31.01.2019).
22. Куксенко С.П. Сравнение вычислительных и аналитических оценок ускорения многократного решения СЛАУ блочным LU-разложением / С.П. Куксенко, Р.С. Суровцев // *Доклады ТУСУР*. – 2016. – Т. 19, № 2. – С. 71–75.
23. Wouwer A.V. Simulation of ODE/PDE models with MATLAB®, OCTAVE and SCILAB. Scientific and engineering applications / A.V. Wouwer, P. Saucez, C. Vilas. – Switzerland: Springer International Publishing, 2014. – 406 p.
24. Quarteroni A. Scientific computing with MATLAB and Octave / A. Quarteroni, F. Saleri, P. Gervasio. – New York: Springer Berlin Heidelberg; Fourth Edition, 2010. – 465 p.

#### Куксенко Сергей Петрович

Канд. техн. наук, доцент каф. телевидения и управления (ТУ) Томского государственного ун-та систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР)  
Ленина пр-т, д. 40, г. Томск, Россия, 634050  
ORCID: 0000-0001-9713-458X  
Тел.: 8 (382-2) 41-34-39  
Эл. почта: [ksergp@tu.tusur.ru](mailto:ksergp@tu.tusur.ru)

Kuksenko S.P.

#### Acceleration of multiple calculations of the matrix of electrostatic induction coefficients of a strip structure

The results of the implementation, in several mathematical packages, of the algorithm for multiple calculations of a matrix of electrostatic induction coefficients for strip structure that differs from the original algorithm by using the block LU-decomposition for a system of linear algebraic equations solution are given. The evaluation of the performance of both obtained and original algorithms is made. Numerical estimates of acceleration of the multiple system of linear algebraic equations solution in the range of dielectric permittivity are obtained. Comparison of computational and analytical estimates are made and their agreement with each other is shown. An algorithm step characterized by the highest costs was revealed, and options for its improvement are proposed.

**Keywords:** strip structure, matrix for coefficients of electrostatic induction, multiple solution, linear algebraic system, block LU-decomposition, analytical and numerical evaluation.  
**doi:** 10.21293/1818-0442-2018-21-4-1-41-46

#### References

1. Kikkert J. A design technique for microstrip filters. *Signal Processing and Communication Systems*, (ICSPCS), 2008 2-nd International Conference on, IEEE, 2008, pp. 1–5.
2. Guang-Hwa S., Jia-Hung S., Po-Wei C. Analysis and design of crosstalk noise reduction for coupled striplines inserted guard trace with an open-stub on time-domain in high-

- speed digital circuits. *IEEE Transactions on Components, Packaging and Manufacturing*, 2011, vol. 1, no. 10, pp. 1537–1582.
3. Chen C.H., Huang W.t., Chou C.t., Lu C.h. Accurate design methodology to prevent crosstalk. *Electronics Letters*, 2007, vol. 43, no. 3, 2007, pp. 149–150.
4. Gong K., Du Z., Yan G. Phase velocity lines for low crosstalk microstrip interconnection of high-speed digital circuits: design and experimental validation. *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, 2006, vol. 48, no. 1, pp. 95–103.
5. Lee K., Lee H.-B., Jung H.-K., Sim J.-Y., Parl H.-J. A serpentine guard trace to reduce the far-end crosstalk voltage and the crosstalk induced timing jitter of parallel microstrip lines. *IEEE Transactions on Advanced Packaging*, 2008, vol. 31, no. 4, pp. 809–817.
6. Gazizov T.R., Dolganov E.S., Zabolotsky A.M. Modalnyi filter kak ustroystvo zashhity bortovih vychislitelei i blokov upravleniya kosmicheskikh apparatov ot elektrostatischeeskogo razyada [Modal filter as a device for protection of onboard computers and spacecraft control units from electrostatic discharge]. *Izvestiya vysshih uchebnykh zavedenij. Fizika*, 2012, vol. 55, no. 3, pp. 39–43 (in Russ.).
7. Maljutin N.D., Loschilov A.G., Fedorov V.N., Zykov D.D. Shirokopolosnye diskretnye nedispersionnye fazovrashhateli na osnove effekta kratnogo izmeneniya fazovoy skorosti v mnogosvjaznykh poloskovykh strukturah s sushestvenno neuravnoveshennoj elektromagnitnoj svjaz'ju pri sohraneni sogglasovaniya v shirokoj polose chastot [Broadband discrete non-dispersive phase shifters based on the effect of multiple changes in the phase velocity in multi-coupled structures with significantly unbalanced electromagnetic coupling while maintaining matching in a wide frequency band]. *Dokl. Tom. gos. un-ta system upr. i radioelektroniki*, 2017, no. 4(34), pp. 22–30 (in Russ.).
8. Herscovici N. A new consideration in the design of microstrip antennas. *IEEE Transactions and antennas propagation*, 1998, vol. 46, no 12, pp. 807–812.
9. Lujambio A., Arnedo I., Chudzik M., Arregui I., Lopez T., Laso M.A.G. Dispersive delay line with effective transmission-type operation in coupled-line technology. *Microwave and wireless components letters*, 2011, vol. 21, pp. 459–461.
10. Fusko V. *SVCh cepi. Analiz i avtomatizirovannoe proektirovanie* [Microwave Circuits: Analysis and Computer-Aided Design]. Moscow, Radio i svyaz Publ., 1990. 288 p. (in Russ.).
11. Sadiku M.N.O. *Numerical techniques in electromagnetics, 2nd ed.* Boca Raton, CRC Press, 2000. 760 p.
12. Makarov S.N., Noetscher G.M., Nazarian A. *Low-frequency electromagnetic modeling for electrical and biological systems using MATLAB®*. New York, John Wiley & Sons, 2016. 598 p.
13. Grigoriev A.D. *Metody vychislitelnoi elektrodinamiki* [Methods of computational electromagnetics]. Moscow, Fizmatlit Publ., 2013. 432 p. (in Russ.).
14. Bazdar M.B., Djordjevic A.R., Harrington R.F., Sarkar T.K. Evaluation of quasi-static matrix parameters for multi-conductor transmission lines using Galerkin's method. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 1994, vol. 42, no. 7, pp. 1223–1228.
15. Gazizov T.R. *Umen'shenie iskazhenij jelektricheskikh signalov v mezhsoedinenijah* [Reduce electrical signal distortion in interconnects] / Pod red. N.D. Maljutina. Tomsk, NTL Publ, 2003. 167 p. (in Russ.).
16. Djordjevic A.R., Sarkar T.K., Harrington R.F. Time-Domain Response of Multiconductor Transmission Lines. *Proceedings of the IEEE*, 1987, vol. 75, is. 6, pp. 743–764.
17. Zabolotsky A.M., Gazizov T.R. *Vremennoj otklik mnogoprovodnykh linij peredachi* [Time response of multi-wire transmission lines]. Tomsk, Tomsk State University Publ., 2007. 152 p. (in Russ.).
18. Kuksenko S.P., Gazizov T.R. Sovershenstvovanie algoritma vichesleniya metodom momentov emkostnih matric sistema provodnikov i dielektrikov v diapazone znacheniy dielektricheskoi pronicaemosti dielektrikov [Improvement of the algorithm for calculating the capacitance matrices of structure of conductors and dielectrics by method of moments in the range of dielectric permeability values]. *Electromagnitnie vokni i elektronnie sistemi*, 2012, no. 10, pp. 13–21 (in Russ.).
19. Djordjevic A.R., Biljic R.M., Likar-Smiljanic V.D., Sarkar T.K. Wideband frequency-domain characterization of FR-4 and time-domain causality. *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, 2001, vol. 43, no 4, pp. 662–666.
20. Surovtsev R.S., Kuksenko S.P., Gazizov T.R. Analytic evaluation of the computational costs for solving systems of linear algebraic equations in multiple computing of the capacitance matrix in a range of the dielectric permittivity of dielectrics. *Journal of mathematical sciences*, 2015, vol. 207, no. 5, pp. 795–802.
21. Eigen. Available at: <http://eigen.tuxfamily.org> (accessed: January 31, 2019).
22. Kuksenko S.P. Sravnenie vychislitel'nykh i analiticheskikh ocenok uskorenija mnogokratnogo reshenija SLAU blochnym LU-razlozheniem [Comparison of the computational and analytical evaluations for multiple acceleration of multiple linear system solution by block LU-decomposition] *Dokl. Tom. gos. un-ta system upr. i radioelektroniki*, 2016, vol. 19, no. 2, pp. 71–75 (in Russ.).
23. A.V., Saucez P., Vilas C. *Simulation of ODE/PDE models with MATLAB®, OCTAVE and SCILAB. Scientific and engineering applications*. Springer International Publ., 2014. 406 p.
24. Quarteroni A., Saleri F., Gervasio P. *Scientific computing with MATLAB and Octave, 4th ed.* Berlin, Springer-Verlag Heidelberg, 2010. – 465 p.

---

#### Sergei P. Kuksenko

Candidate of Engineering Sciences, Assistant Professor,  
Department of Television and Control, Tomsk State  
University of Control Systems and Radioelectronics (TUSUR)  
40, Lenin pr., Tomsk, Russia, 634050  
ORCID: 0000-0001-9713-458X  
Phone: 8 (382-2) 41-34-39  
Email: ksergp@tu.tusur.ru

УДК 004.771

И.С. Костромин, И.Г. Мищенко, Д.А. Погибельский, Р.З. Хафизов

## Варианты реализации защищённого обмена данными в ЖКХ по стандартам DLMS / COSEM с использованием российской криптографии

Представлен обзор текущей ситуации с используемыми протоколами и решениями по защите информации в жилищно-коммунальном хозяйстве. Приведён анализ подхода к криптографической защите информации, изложенный в стандартах DLMS / COSEM, определены проблемы, препятствующие внедрению российских алгоритмов, а также предложены криптографические наборы, расширяющие стандарт DLMS / COSEM и решающие обозначенные проблемы.

**Ключевые слова:** ЖКХ, стандартизация, криптография, DLMS, COSEM.

**doi:** 10.21293/1818-0442-2018-21-4-1-47-52

В настоящее время информационные технологии широко внедряются в сферу жилищно-коммунального хозяйства (ЖКХ). В перспективе это приведёт не только к повышению эффективности управления отраслью, но также расширит возможности злоумышленников по организации различного рода атак с целью шантажа, диверсий или совершения террористических актов.

Надёжность системы должна подтверждаться независимыми средствами проверки, что делает ненадёжным или слишком дорогим поддержку проприетарных механизмов безопасности. Это является предпосылкой к стандартизации используемых протоколов и алгоритмов.

Предлагается множество решений с использованием различных криптографических алгоритмов и протоколов [1–5] и архитектур с использованием вспомогательных серверов аутентификации [6–8]. Среди множества концепций выделяется идея использования Blockchain [9, 10].

Но в наше время типовые IoT-системы используют центральные серверы для управления, координации и хранения данных [11].

Одним из наиболее перспективных протоколов взаимодействия в системах сбора данных и управления в ЖКХ является семейство стандартов DLMS/COSEM (IEC 62056) [12].

Стандарты DLMS/COSEM поддерживаются большим количеством производителей приборов учёта, ряд из которых являются российскими (РиМ, Инкотекс, НПО Мир, Миландр, Энергомера). DLMS/COSEM продвигается ПАО «Россети» как единый стандарт для электросчётчиков в Российской Федерации.

В настоящее время эти стандарты не имеют адаптированных под российские требования решений по защите информации. Выработка таких решений является важной задачей стандартизации в области ЖКХ.

### Текущая ситуация

Весь путь данных между конечным устройством (счётчиком, датчиком и т.д.) и сервером сбора данных можно условно разделить на 2 различных (с

точки зрения технологий передачи данных) сегмента информационной сети.

Внутри объекта сбора данных (жилой дом, промышленное или офисное здание) передача данных ведётся по сети, организованной эксплуатирующей организацией. Наиболее распространёнными технологиями физической передачи данных при этом являются RS-485, Ethernet, беспроводные сети (как с использованием широкополосной связи в гигагерцовом диапазоне типа WiFi, Bluetooth, так и с использованием узкополосной связи в не лицензируемых субгигагерцовых диапазонах типа LoRa, «Стриж» или проприетарных решениях). Передача данных при этом осуществляется от прибора, выполняющего конечный функционал (счётчик, датчик, запорное устройство) к промежуточному устройству сбора и подготовки данных.

От объекта сбора данных информация передаётся на сервер с использованием существующих широкополосных сетей Интернет. Она может передаваться по беспроводным каналам, предоставляемым операторами сотовой связи, либо по проводным, предоставляемым местными провайдерами Интернет. Решения с передачей информации от объекта сбора данных до сервера по сетям, организованным эксплуатирующей организацией, слабо распространены ввиду существенно большей стоимости развёртывания и эксплуатации.

Защита информации в различных сегментах информационной сети также осуществляется различным образом.

Внутри объекта сбора данных в большинстве существующих решений криптографическая защита информации не применяется, данные передаются в открытом виде. Данный подход имеет право на существование в случае сбора данных с промышленных объектов, имеющих одного собственника и чётко определённый регламент доступа к инженерным коммуникациям, – в этом случае можно рассматривать внутреннюю сеть как одну защищённую зону. Однако в случае жилых построек подобный подход не обеспечивает конфиденциальности, достоверности и целостности передаваемых данных.



Для защиты информации, циркулирующей с использованием публично доступных проводных или беспроводных сетей передачи данных, используются стандартные технологии защищённой передачи данных SSL/TLS [13]. Предпосылками такой тенденции является простота реализации стека протоколов для данной технологии на Linux платформах, совместимость с клиентскими и серверными системами. В настоящее время существуют сформулированные стандарты и коммерчески доступные решения по защите информации с использованием TLS и российской криптографии. При соблюдении всех необходимых процедур и наличии необходимого оборудования данный подход обеспечивает достаточный уровень защиты информации. Однако на практике процедуры (генерация и управление ключами, аудит безопасности) игнорируются, а оборудование и программное обеспечение (сертифицированные криптопровайдеры, проверенные версии Linux) заменяются на дешёвые или бесплатные решения, безопасность которых зачастую не обеспечивается.

Таким образом, можно констатировать, что текущая система сбора данных и управления в ЖКХ не защищена от информационных атак, доступных злоумышленникам даже с низкой квалификацией.

В публичном сегменте сети существующие решения обеспечивают иллюзию безопасности, т.к. предлагаемые решения обладают рядом уязвимостей, а скорость исправления известных проблем безопасности недопустимо низка.

Объективная необходимость стандартизации протоколов сбора данных и управления в системе ЖКХ привела к началу внедрения международных стандартов, таких как DLMS/COSEM в сетях управления и сбора данных. Крупные игроки рынка, такие как ПАО «Россети», начинают использование данного решения в своих схемах развёртывания и продвигают его как национальный стандарт.

#### **Защита информации в стандартах DLMS/COSEM**

Устройства, выполненные согласно DLMS/COSEM, имеют 3 возможных уровня защиты данных: без ограничений (публичные данные), ограничения доступа по паролю и криптографическая защита данных.

Аспекты, касающиеся доступа к публичным данным и доступа по паролю, не требуют изменений при переходе к требованиям российских государственных регуляторов.

В стандартах DLMS/COSEM криптографическая защита информации вынесена на уровень приложения. Это позволяет использовать различные варианты передачи данных на физическом уровне. В стандарте описаны особенности передачи данных по наиболее распространённым промышленным интерфейсам RS-485 и Ethernet.

Так как защита информации инкапсулируется на уровне приложения, то возможна организация сквозного (end-to-end) шифрования чувствительных

данных. Это позволит не накладывать дополнительных требований на промежуточные звенья передачи данных – возможно использование или отсутствие любых дополнительных уровней защиты (MacSec, IPsec, SSL/TLS) с использованием как российских, так и зарубежных криптографических алгоритмов, что не снизит общий уровень защищённости.

Используемые криптографические алгоритмы в стандартах DLMS/COSEM определены в так называемых криптографических наборах. Эти наборы описывают преобразования, используемые для шифрования, цифровой подписи, согласования ключей, хэш-функции и передачи ключей.

В текущей версии стандарта определяется 2 набора криптографических алгоритмов: на основе шифра AES и эллиптической криптографии. Остальные наборы криптографических преобразований могут быть определены в дальнейшем.

Данная архитектура документа позволяет легко адаптировать его для использования новых криптографических стандартов или механизмов.

#### **Проблемы применения DLMS/COSEM**

Несмотря на то, что зафиксированные в существующих криптографических наборах DLMS/COSEM алгоритмы близки к российским, механическая замена зарубежных алгоритмов российскими не представляется возможной по нескольким причинам: используемый режим криптографического преобразования, длина блока блочного шифра, подход к использованию ключей, полученных в результате согласования по алгоритмам Диффи–Хеллмана.

По длине блока и длине ключа алгоритм ГОСТ Р 34.12-2015 «Кузнечик» соответствует используемому в существующих криптографических наборах AES-256. Миграция с одного алгоритма на другой при соответствии этих параметров представляет наименьшую сложность – в протоколе одно криптографическое преобразование может быть заменено на другое. Препятствием для использования только алгоритма «Кузнечик» является его слабая поддержка производителями средств криптографической защиты информации для коммерческого использования.

Также проблемы возникают при использовании наиболее распространённой схемы с сессионным симметричным ключом, выводимым по процедуре согласования ключа из асимметричных ключей по алгоритму Диффи–Хеллмана. Данная схема в неизменном виде не соответствует DLMS/COSEM. В стандарте описаны возможности вывода ключа согласования для замены ключей и криптографическая схема с эфемерными ключами.

В схеме с эфемерными ключами симметричный ключ вырабатывается для каждого сообщения индивидуально. Эта схема является простой и надёжной, но требует большого объёма вычислений, что для дешёвых устройств с низкой производительностью обернётся высоким временем выполнения команд.

Другой проблемой представляется использование в существующих криптографических наборах

режима GCM (Galois/Counter Mode счётчик с аутентификацией Галуа). Процедура получения шифротекста в этом режиме соответствует таковой в режиме гаммирования, описанном в ГОСТ Р34.13-2015. Однако параллельно с вычислением шифротекста ведётся вычисление имитовставки, причём для этого вычисления используется тот же ключ, что и для шифрования. Различия между режимами наглядно показаны на рис. 1. (Обозначения: IV – инициализационный вектор;  $I_n$  – дополненный инициализационный вектор;  $CTR_{1,2}$  – значения счётчика;  $P_{1,2}$  – значения открытого текста;  $C_{1,2}$  – значения шифротекста;  $T_S$  – результаты шифрования блока; Auth – аутентификационное сообщение; Len – длина обработанного сообщения; MAC – имитовставка;  $e_K$  – шифрование на ключе K; mult – преобразование (умножение) Галуа с ключом хэширования H).

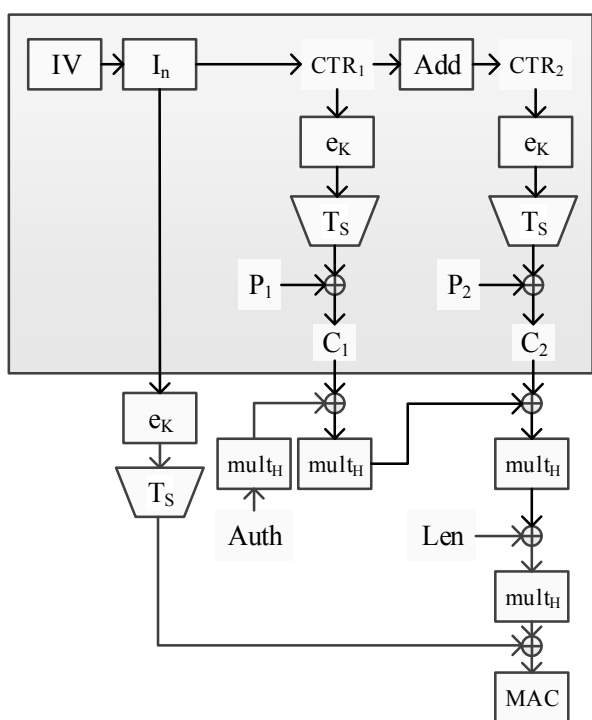


Рис. 1. Различия между алгоритмами «гаммирование» и «счётчик с аутентификацией Галуа», в сером прямоугольнике – общая часть

ГОСТ Р 34.13-2015 описывает только один возможный вариант вычисления имитовставки («режим выработки имитовставки»), соответствующий CMAC в зарубежной литературе. При этом «настоятельно не рекомендуется» для вычисления имитовставки использовать тот же ключ, что и для шифрования.

**Предлагаемое решение**

На основании спецификаций DLMS/COSEM [14, 15], а также в ходе консультаций с участниками ТК26 были выработаны предложения по расширению списка криптографических наборов, которые позволяют создать устройства, обеспечивающие безопасность передаваемых данных с использованием российских криптографических алгоритмов.

Использование одного ключа для формирования имитовставки и шифротекста недопустимо.

Чтобы не вводить дополнительного ключа, не имеющего своего отражения в DLMS/COSEM, было предложено использовать существующий ключ аутентификации  $K_{GAK}$ . Уровень нагрузки на этот ключ допускает его использование для этих целей как для алгоритма «Кузнечик», так и для алгоритма «Магма». Возможность обновления ключей на независимом ключе шифрования ключей  $K_{KEK}$  позволяет дополнительно контролировать нагрузку на ключ.

Конфиденциальность сообщения обеспечивается шифрованием открытой команды в режиме гаммирования на сессионном ключе.

Целостность сообщения выполняется в режиме выработки имитовставки (CMAC) на ключе  $K_{GAK}$ .

Информационный обмен начинается с процесса генерации сессионного ключа, на котором в дальнейшем будет закрыт безопасный канал. Процесс согласования безопасного канала соответствует описанному в DLMS.

Данный процесс состоит из 4 шагов (все данные при передаче защищаются на глобальных ключах шифрования  $K_{GUEK}$  и аутентификации  $K_{GAK}$ ):

1. Клиент случайным образом генерирует сессионный ключ SK и случайное число, после чего передаёт их серверу.
2. Сервер расшифровывает запрос и извлекает сессионный ключ SK, после чего передаёт клиенту своё случайное число.
3. Клиент проверяет правильность ответа, подготавливает параметры безопасного канала и отправляет их серверу.
4. Сервер проверяет допустимость параметров, формирует подтверждающее сообщение и отправляет его клиенту.

Криптографическая защита информации в зависимости от значения управляющего байта может состоять из только защиты целостности (рис. 2), только защиты конфиденциальности (рис. 3) либо защиты и целостности и конфиденциальности (рис. 4). Обозначения на рисунках: Tag, Len – тег и длина команды; SC – security control; IC – счётчик сообщений; P – команда в открытом виде; Sys-T – system title (уникальный код устройства DLMS); MAC – имитовставка сообщения; AK – ключ  $K_{GAK}$ ; SK – сессионный ключ; C – команда в зашифрованном виде.

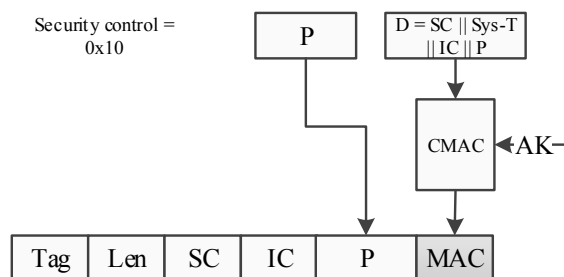


Рис. 2. Схема с защитой только целостности команды DLMS/COSEM

Для использования асимметричной криптографии последовательность действий несколько отличается.

Было предложено решение, не противоречащее спецификации DLMS/COSEM и позволяющее использовать асимметричную криптографию однократно при установлении сессии. Для этого выполняется согласование ключа обновления ключей на основании асимметричной криптографии, после чего клиент генерирует и загружает в сервер (обновляет) комплект симметричных ключей. В дальнейшем схема аналогична схеме для симметричной криптографии.

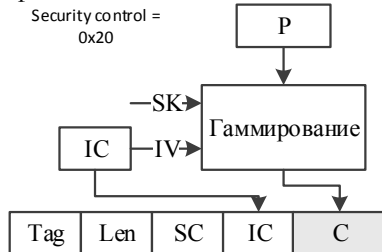


Рис. 3. Схема с защитой только конфиденциальности команды DLMS/COSEM

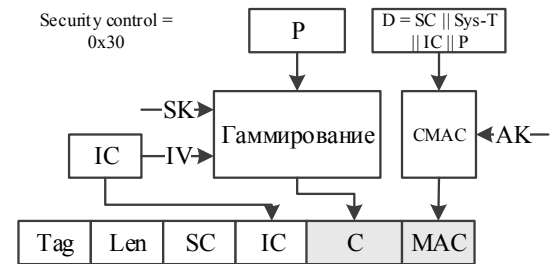


Рис. 4. Схема с защитой только целостности команды DLMS/COSEM

Это позволяет снизить вычислительную нагрузку на удалённое устройство (сервер), при этом сохранив высокий уровень защищённости и удобства при использовании асимметричной криптографии.

Предлагаемые криптографические наборы с использованием российской криптографии сведены в таблицу.

#### Предлагаемые криптографические наборы DLMS/COSEM

Индекс набора	Имя набора	Шифрование	Цифровая подпись	Согласование ключа	Хэш-функция	Передача ключей
3	KUZ-256	«Кузнечик» (ГОСТ Р 34.12–2015), 256 бит	–	–	–	«Кузнечик» (ГОСТ Р 34.12–2015), 256 бит
4	G341012-KUZ-256-STR-256	«Кузнечик» (ГОСТ Р 34.12–2015), 256 бит	ГОСТ Р 34.10–2012 на эллиптических кривых	ГОСТ Р 34.10–2012 на эллиптических кривых	«Стрибог» ГОСТ Р 34.11–2012, 256 бит	«Кузнечик» (ГОСТ Р 34.12–2015), 256 бит
5	MAG-256	«Магма» (ГОСТ Р 34.12–2015), 256 бит	–	–	–	«Магма» (ГОСТ Р 34.12–2015), 256 бит
6	G341012-MAG-256-STR-256	«Магма» (ГОСТ Р 34.12–2015), 256 бит	ГОСТ Р 34.10–2012 на эллиптических кривых	ГОСТ Р 34.10–2012 на эллиптических кривых	«Стрибог» ГОСТ Р 34.11–2012, 256 бит	«Магма» (ГОСТ Р 34.12–2015), 256 бит

#### Заключение

Предлагаемое решение позволяет использовать российские криптографические алгоритмы в системах сбора данных, основанных на стандартах DLMS/COSEM. Возможность выбора используемого криптографического набора позволит использовать предлагаемое решение в широком круге устройств.

#### Литература

1. Choo K.-K.R. Cryptographic Solutions for Industrial Internet-of-Things. Research Challenges and Opportunities / K.-K.R. Choo, S. Gritzalis, J.H. Park // IEEE Transactions on Industrial Informatics. – 2018. – Vol. 14(8). – P. 3567–3569.
2. Keke G. Blend Arithmetic Operations on Tensor – Based Fully Homomorphic Encryption Over Real Numbers / G. Keke, Q. Meikang // IEEE Transactions on Industrial Informatics. – 2018. – Vol. 14 (8). – P. 3590–3598.
3. Certificateless Public Key Authenticated Encryption With Keyword Search for Industrial Internet of Things / D. He, M. Ma, Sh. Zeadally, N. Kumar, K. Liang // IEEE Transactions on Industrial Informatics. – 2018. – Vol. 14(8). – P. 3618–3627.

4. Lightweight Searchable Public - Key Encryption for Cloud – Assisted Wireless Sensor Networks / P. Xu, Sh. He, W. Wang, W. Susilo, H. Jin // IEEE Transactions on Industrial Informatics. – 2018. – Vol. 14 (8). – P. 3712–3723.

5. File-Centric Multi-Key Aggregate Keyword Searchable Encryption for Industrial Internet of Things / R. Zhou, X. Zhang, X. Du, X. Wang, G. Yang, M. Guizani // IEEE Transactions on Industrial Informatics. – 2018. – Vol. 14 (8). – P. 3648–3658.

6. A Robust ECC-Based Provable Secure Authentication Protocol with Privacy Preserving for Industrial Internet of Things / X. Li, J. Niu, Md Z.A. Bhuiyan, F. Wu, M. Karupiah, S. Kumari // IEEE Transactions on Industrial Informatics. – 2018. – Vol. 14 (8). – P. 3599–3609.

7. Karati A. Provably Secure and Lightweight Certificateless Signature Scheme for IIoT Environments / A. Karati, SK H. Islam, M. Karupiah // IEEE Transactions on Industrial Informatics. – 2018. – Vol. 14 (8). – P. 3701–3711.

8. A Novel Latin-Square-Based Secret Sharing for M2M Communications / J. Shen, T. Zhou, X. Liu, Y.-C. Chang // IEEE Transactions on Industrial Informatics. – 2018. – Vol. 14 (8). – P. 3659–3668.

9. DistBlockNet: A Distributed Blockchains-Based Secure SDN Architecture for IoT Networks / P.K. Sharma, S. Singh, Y.-S. Jeong, J.H. Park // IEEE Communications Magazine. – 2017. – Vol. 55. – P. 78–85.

10. DistArch-SCNet: Blockchain-Based Distributed Architecture with Li-Fi Communication for a Scalable Smart City Network / P.K. Sharma, S. Rathore, J.H. Park // *IEEE Consumer Electronics Magazine*. – 2018. – Vol. 7 (4). – P. 55–64.

11. Kim D.-Y. Remote Software Update in Trusted Connection of Long Range IoT Networking Integrated with Mobile Edge Cloud / D.-Y. Kim, S. Kim, J. H. Park // *IEEE Access*. – 2017. – Vol. 6. – P. 66831–66840.

12. Конев А.А. Модуль аутентификации в системах интернета вещей / А.А. Конев, Д.С. Никифоров, А.В. Шилер // Информационные и управляющие системы на транспорте и в промышленности: матер. II Всерос. науч.-техн. конф. – Омск, 2018. – С. 141–149.

13. Антонов М.М. Организация защищенной гетерогенной сети в автоматизированных системах коммерческого учета энергоресурсов / М.М. Антонов, А.А. Конев, Д.С. Никифоров, С.А. Черепанов // Доклады ТУСУР. – 2016. – Т. 19, №3. – С. 107–110.

14. DLMS User Association, Blue book, COSEM interface classes and OBIS identification system. Ed. 12.2 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.dlms.com/files/Blue-Book-Ed-122-Excerpt.pdf>, свободный (дата обращения: 16.12.2018).

15. DLMS User Association, Green book, DLMS/COSEM Architecture and Protocols. Ed. 8.3 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.dlms.com/files/Green-Book-Ed-83-Excerpt.pdf>, свободный (дата обращения: 16.12.2018).

#### Костромин Игорь Сергеевич

Нач. отд. встраиваемого программного обеспечения  
ЦППО АО «ПКК Миландр»  
Георгиевский пр-т., д. 5, Зеленоград, г. Москва, Россия, 124498  
Тел.: +7 (495-9) 81-54-33, доб. 572  
Эл. почта: kostromin.i@milandr.ru

#### Мищенко Игорь Геннадьевич

Нач. отд. интеграционных систем ЦППО  
АО «ПКК Миландр»  
Георгиевский пр-т., д. 5, Зеленоград, г. Москва, Россия, 124498  
Тел.: +7 (495-9) 81-54-33, доб. 433  
Эл. почта: mishchenko.i@milandr.ru

#### Погибельский Дмитрий Александрович

Канд. физ.-мат. наук, рук. лаб. сложных  
организационно-технологических систем МФТИ  
Институтский пер., д. 9, г. Долгопрудный,  
Московская обл., Россия, 141701  
Тел.: +7-916-852-88-80  
Эл. почта: Pogibelskii.da@mipt.ru

#### Хафизов Рашид Закирович

Канд. физ.-мат. наук, зам. ген. директора  
по стратегическому планированию и маркетингу  
АО «ПКК Миландр»  
Георгиевский пр-т., д. 5, Зеленоград, г. Москва, Россия, 124498  
Тел.: +7 (495-9) 81-54-33, доб. 115  
Эл. почта: hafizov.r@milandr.ru

Kostromin I.S., Mishchenko I.G.,  
Pogibelskiy D.A., Khafizov R.Z.

#### Variants of secure data exchange implementation in housing and communal services according to DLMS/COSEM standards using Russian cryptography

In this paper the authors review a commonly used protocols and security concepts, that are used in housing in Russia. Main problems to implement Russian domestic cryptography in DLMS / COSEM systems and defined a solution that could met requirements from DLMS / COSEM standard are specified as well as a security requirements from Russian government.

**Keywords:** housing, standardization, cryptography, DLMS, COSEM.

**doi:** 10.21293/1818-0442-2018-21-4-1-47-52

#### References

1. Choo K.-K.R.; Gritzalis, S.; Park J.H. Cryptographic Solutions for Industrial Internet-of-Things. Research Challenges and Opportunities. *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, 2018, vol. 14(8), pp. 3567–3569.

2. Keke, G.; Meikang, Q. Blend Arithmetic Operations on Tensor-Based Fully Homomorphic Encryption Over Real Numbers. *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, 2018, vol. 14 (8), pp. 3590–3598.

3. He, D.; Ma, M.; Zeadally, S.; Kumar, N.; Liang, K. Certificateless Public Key Authenticated Encryption with Keyword Search for Industrial Internet of Things. *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, 2018, vol. 14 (8), pp. 3618–3627.

4. Xu, P., He, S., Wang W., Susilo W., Jin H. Lightweight Searchable Public-Key Encryption for Cloud-Assisted Wireless Sensor Networks. *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, 2018, vol. 14 (8), pp. 3712–3723.

5. Zhou R., Zhang X., Du X., Wang X., Yang G., Guizani M. File-Centric Multi-Key Aggregate Keyword Searchable Encryption for Industrial Internet of Things. *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, 2018, vol. 14 (8), pp. 3648–3658.

6. Li X., Niu J., Bhuiyan Md Z.A., Wu F., Karupiah M., Kumari S. A Robust ECC-Based Provable Secure Authentication Protocol with Privacy Preserving for Industrial Internet of Things. *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, 2018, vol. 14 (8), pp. 3599–3609.

7. Karati A., Islam SK.H., Karupiah M. Provably Secure and Lightweight Certificateless Signature Scheme for IIoT Environment. *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, 2018, vol. 14 (8), pp. 3701–3711.

8. Shen J., Zhou T., Liu X., Chang Y.-C. A Novel Latin-Square-Based Secret Sharing for M2M Communications. *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, 2018, vol. 14 (8), pp. 3659–3668.

9. Sharma P.K., Singh S., Jeong Y.-S., Park J.H. Dist-BlockNet: A Distributed Blockchains-Based Secure SDN Architecture for IoT Networks. *IEEE Communications Magazine*, 2017, vol. 55 (9), pp. 78–85.

10. Sharma P.K., Rathore S., Park J.H. DistArch-SCNet: Blockchain-Based Distributed Architecture with Li-Fi Communication for a Scalable Smart City Network. *IEEE Consumer Electronics Magazine*, 2018, vol. 7 (4), pp. 55–64.

11. Kim D.-Y., Kim S., Park J. H. Remote Software Update in Trusted Connection of Long Range IoT Networking Integrated with Mobile Edge Cloud. *IEEE Access*, 2017, vol. 6, pp. 66831–66840.

12. Konev A.A., Nikiforov D.S., Shiler A.V. Authentication module in internet systems of things. *Information and control systems in transport and industry*, Omsk, 2018, pp. 141–149.

13. Antonov M.M., Konev A.A., Nikiforov D.S., Cherepanov S.A. Development of a protected network for an automated system of energy control and accounting. *Proceedings of TUSUR University*, 2016, pp. 107–110 (in Russ.).

14. *DLMS User Association, Blue book, COSEM interface classes and OBIS identification system*. Ed. 12.2 [Electronic resource]. Available at: <https://www.dlms.com/files/Blue-Book-Ed-122-Excerpt.pdf>, свободный (accessed: December 16, 2018).

15. *DLMS User Association, Green book, DLMS/COSEM Architecture and Protocols*. Ed. 8.3 [Electronic resource]. Available at: <https://www.dlms.com/files/Green-Book-Ed-83-Excerpt.pdf>, свободный (accessed: December 16, 2018).

---

**Igor S. Kostromin**

Head of embedded software department, Milandr company,  
5, Georgievskiy pr., Zelenograd, Moscow, 124498  
Phone: +7 (495-9) 81-54-33, ext. 572  
Email: kostromin.i@milandr.ru

**Igor G. Mishchenko**

Head of integration software department, Milandr company,  
5, Georgievskiy pr., Zelenograd, Moscow, 124498  
Phone: +7 (495-9) 81-54-33, ext. 433  
Email: mishchenko.i@milandr.ru

**Dmitriy A. Pogibelskii**

Candidate of Physics and Mathematics,  
Head of the Laboratory for Complex systems, MIPT  
9, Institutskiy per., Dolgoprudny, Moscow Region, 141701  
Phone: +7-916-852-88-80  
Email: Pogibelskii.da@mipt.ru

**Rashit Z. Khafizov**

Candidate of Physics and Mathematics,  
Deputy general director for strategic planning and marketing,  
Milandr company,  
5, Georgievskiy pr., Zelenograd, Moscow, 124498  
Phone: +7 (495-9) 81-54-33, ext. 115  
Email: hafizov.r@milandr.ru

УДК 004.021:681.5

А.Н. Горитов

## Предварительная обработка изображений в системах технического зрения

В настоящее время для получения видеоизображения широко используются телекамеры, использующие матрицы светочувствительных элементов. В качестве датчиков изображений в таких телекамерах используются матрицы на основе приборов с зарядовой связью или матрицы из фотодиодов. Такие телекамеры позволяют получить изображение внешней среды, разделенной на три цветовые составляющие – красную, зеленую и синюю. Для сокращения ресурсных требований к этапу обработки изображения рабочей сцены промышленного робота выполняют предварительную обработку изображения, полученного с телекамеры. Этот этап включает преобразование исходного изображения в полутоновое и преобразование полутонового изображения в бинарное. Для преобразования полутонового изображения в бинарное в настоящее время разработано большое число методов. Авторами этих методов являются Otsu, Gonzalez, Woods, Eikvil, Bradley, Roth, Bernsen, Niblack, Sauvola, Singh, Wolf. Методы бинаризации, предложенные этими авторами, обладают разными свойствами. Среди них важно выделить методы, которые сохраняют наиболее важные характеристики объектов рабочей сцены промышленного робота. Проведен анализ наиболее известных методов бинаризации.

**Ключевые слова:** промышленный робот, техническое зрение, обработка изображения, бинарное изображение.  
**doi:** 10.21293/1818-0442-2018-21-4-1-53-58

Системы технического зрения являются одним из наиболее эффективных средств оцувствления промышленного робота. Основным достоинством системы технического зрения является высокая информативность, что дает возможность решать широкий круг задач. Проблемы разработки систем технического зрения промышленных роботов подробно рассматривались в таких работах, как [1–4]. В работе [3] отмечалось, что основным препятствием внедрения систем технического зрения являются временные характеристики.

Изображение рабочей сцены промышленного робота формируется видеокamerой. На качество полученного изображения влияют технические характеристики видеокamerы и условия освещения рабочей сцены. Полученное изображение может иметь ряд факторов, затрудняющих дальнейшую обработку изображения. К таким факторам относятся блики, тени, неравномерное освещение, неоднородный фон, низкая контрастность или недостаточная яркость. Кроме того, изображение может быть зашумлено. Все эти факторы затрудняют выделение объектов на изображении.

Задача предварительной обработки изображения заключается в том, что на изображении выделяются объекты, представляющие интерес для дальнейшей обработки изображения.

В работах [1, 2] рассматривались различные методы, применяемые на этапе предварительной обработки изображения. В последние годы внедрение методов обработки изображений в медицину, промышленность, в обработку документов привело к созданию новых методов обработки изображения.

Изображения, получаемые в различных проблемных областях, имеют свои особенности. В связи с этим методы, успешно работающие в одних областях, могут давать неудовлетворительные результаты в другой предметной области. Это приводит к тому,

что необходимо проанализировать новые методы обработки информации с тем, чтобы выбрать методы, обеспечивающие сокращение времени этапа предварительной обработки изображения и максимально точно передающие информацию об объектах, представляющих интерес для последующей обработки изображения.

Таким образом, цель работы состоит в том, чтобы провести анализ методов и алгоритмов предварительной обработки изображения и оценить возможности использования их при создании новых систем технического зрения промышленного робота.

Основные этапы предварительной обработки изображения:

1. Получить изображение с телекамеры.
2. Преобразовать исходное изображение в градации серого.
3. Преобразовать изображение в бинарное.

Бинарное изображение позволяет сократить ресурсные требования к методам обработки изображения на последующих этапах [1, 5]. При этом бинарное изображение позволяет получить такие важные характеристики объектов рабочей среды промышленного робота, как площадь проекции, центр тяжести, ориентация, периметр и т.д.

Рассмотрим основные этапы предварительной обработки изображения.

**Исходное цветное изображение.** Для получения информации о рабочей среде промышленного робота могут использоваться видеокamerы, основанные на различных датчиках изображения. Например, передающие вакуумные электронно-лучевые приборы (ЭЛП) или матрицы светочувствительных элементов.

В последнее время широкое распространение получили видеокamerы, основанные на матрицах светочувствительных элементов, так называемые твердотельные телекамеры.

В качестве датчиков изображений используются или матрицы на основе приборов с зарядовой связью (ПЗС), или матрицы из фотодиодов.

Телекамеры на основе приборов с зарядовой связью характеризуются высокой надежностью, относительной температурной стабильностью. Недостаток современных телекамер на ПЗС – меньшие по сравнению с ЭЛП чувствительность и разрешающая способность.

Телекамеры с фотодиодной матрицей характеризуют высокое быстродействие, небольшие размеры и высокая надежность. К недостаткам телекамер с фотодиодной матрицей относятся малая разрешающая способность и шум на изображении. Несмотря на имеющиеся недостатки, телекамеры с фотодиодной матрицей получили широкое распространение.

Большинство современных телекамер позволяет получить изображение внешней среды, разделенное на цветовые составляющие – красную ( $r$ ), зеленую ( $g$ ), синюю ( $b$ ).

**Преобразование изображения в градации серого.** В соответствии со стандартом «Recommendation ITU-R BT.709-6» преобразование в градации серого выполняются по формуле [6]

$$y = 0,2126 \cdot r + 0,7152 \cdot g + 0,0722 \cdot b,$$

где  $r$ ,  $g$ ,  $b$  – цветовые компоненты исходного изображения, а  $y$  – выходное значение для пикселя изображения в оттенках серого.

#### Преобразование изображения в бинарное

Бинаризация изображения предполагает разделение изображения на фон и объекты, которые представляют интерес для последующих этапов работы с изображением. Бинаризация изображения выполняется согласно правилу [7]

$$B(x, y) = \begin{cases} 1, & f(x, y) > T, \\ 0, & f(x, y) \leq T, \end{cases}$$

где  $f(x, y)$  – яркость пикселя ( $x, y$ ) исходного изображения,  $B(x, y)$  – значение пикселя результирующего изображения,  $T$  – порог бинаризации.

Методы бинаризации принято делить на глобальные и локальные. В глобальных методах бинаризации вычисляется одно значение порога  $T$ , которое используется при обработке всех пикселей исходного изображения. В локальных методах значение порога бинаризации  $T$  вычисляется для каждого пикселя исходного изображения или для пикселей из локальной области исходного изображения.

Среди методов бинаризации наиболее известными являются методы, предложенные такими авторами, как Отсу (Otsu), Гонсалес (Gonzalez), Вудс (Woods), Эйквил (Eikvil), Бредли (Bradley), Рут (Roth), Бернсен (Bernsen), Ниблэк (Niblack), Саувола (Sauvola), Сингх (Singh), Волф (Wolf).

Изображения, получаемые в различных проблемных областях, имеют свои особенности. В связи с этим методы бинаризации, успешно работающие в одних областях, могут давать неудовлетворительные результаты в другой предметной области.

Рассмотрим более подробно наиболее известные методы с тем, чтобы определить, какие методы

дают лучшие результаты при обработке изображений рабочей среды промышленного робота.

Для оценки возможности использования рассмотренных методов для обработки изображений рабочей сцены промышленного робота рассмотрим применение этих методов в наиболее характерных ситуациях – объекты внешней среды имеют неравномерное освещение и объекты внешней среды имеют различные габариты.

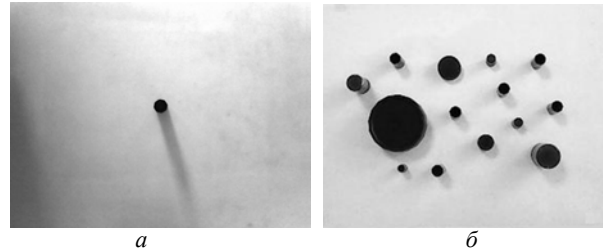


Рис. 1. Исходное изображение с неравномерным освещением –  $a$ . Исходное изображение с объектами различных габаритов –  $b$

Метод Отсу [8] выполняет бинаризацию на основе глобального порога. На рис. 2,  $a$  и  $b$  приведены результаты бинаризации изображений, приведенных на рис. 1,  $a$  и  $b$ . При неравномерном освещении вместе с объектом выделяются тень и вся мало освещенная область фоновой части рабочей сцены (рис. 2,  $a$ ). При равномерном освещении рабочей сцены метод хорошо сегментирует изображение (рис. 2,  $b$ ). Использование метода можно рекомендовать только при постоянном контроле за равномерным освещением рабочей сцены.



Рис. 2. Бинаризация изображения методом Отсу. Изображение с неравномерным освещением –  $a$ . Изображение с объектами различных размеров –  $b$

Метод Гонсалеса и Вудса [7]. Результаты бинаризации методом Гонсалеса и Вудса (рис. 3,  $a$  и  $b$ ) во многом совпадают с результатами метода Отсу.

Метод хорошо справляется со своей задачей при условии, что все объекты рабочей сцены равномерно освещены, отсутствуют световые пятна на изображении и объекты не имеют больших теней. Наличие теней может отрицательно сказаться на определении геометрических характеристик объектов.

Метод Эйквила [9]. Метод хорошо обрабатывает изображения с неравномерным освещением (рис. 4,  $a$ ). Зашумленность и структурированность области, не содержащей объекты, не влияет на качество отделения фона от объектов. Хорошо обрабатывает объекты с большой поверхностью (рис. 4,  $b$ ). Из недостатков можно отметить, что сильно выражен-

ные тени отмечаются как объекты. Это может привести к снижению точности определения геометрических характеристик на последующих этапах обработки изображения.



Рис. 3. Бинаризация изображения методом Гонсалеса-Вудса. Изображение с неравномерным освещением – *a*. Изображение с объектами различных размеров – *б*

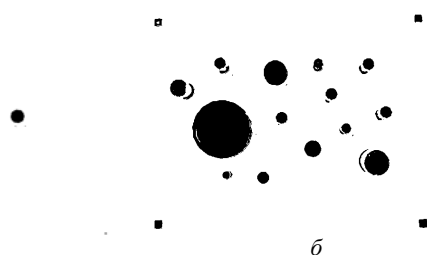


Рис. 4. Бинаризация изображения методом Эйквила. Изображение с неравномерным освещением – *a*. Изображение с объектами различных размеров – *б*

Метод Бредли и Рута [10]. На рис. 5, *a* продемонстрировано преобразование исходного изображения, имеющее неравномерное освещение рабочей сцены. Метод успешно выполнил разделение изображения на фон и объект. Небольшая часть тени от объекта была классифицирована как объект. На рис. 5, *б* приводится результат бинаризации изображения с цилиндрами разного радиуса. У цилиндра наибольшего радиуса внутренняя область была отмечена как фон.

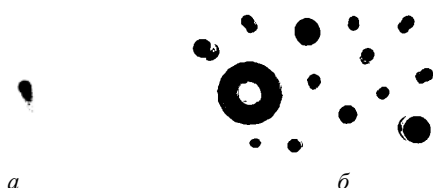


Рис. 5. Бинаризация изображения методом Бредли-Рута. Изображение с неравномерным освещением – *a*. Изображение с объектами различных размеров – *б*

К достоинствам метода относятся простая реализация, высокая скорость выполнения, хорошее разделение фона и объектов интереса. Метод хорошо работает с неоднородным освещением, устойчив к шуму. К недостаткам метода относится плохая чувствительность к изображениям с низким контрастом – внутренние части объектов интереса большого размера могут быть неправильно отнесены к фону. Также погрешности возникают при обработке теней. Тени, имеющиеся у объектов, отмечаются вместе с объектами интереса.

Метод Бернсена [11]. На рис. 6, *a* и *б* приведены результаты преобразования исходного изображения (см. рис. 1, *a* и *б*) с помощью метода Бернсена. Метод успешно обработал изображение с неравномерным освещением и отделил фон от объекта. К достоинствам метода относится хорошее отделение фона от объектов при различном освещении, как равномерном, так и неравномерном. Правильно помечаются объекты с большой поверхностью. Недостатком этого метода является отнесение теней, которые могут быть у объектов интереса, к объектам. Это может привести к увеличению времени обработки изображения на последующих этапах.

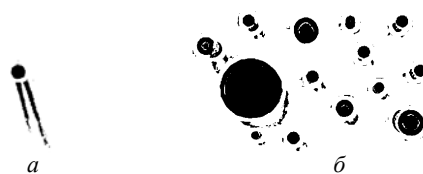


Рис. 6. Бинаризация изображения методом Бернсена. Изображение с неравномерным освещением – *a*. Изображение с объектами различных размеров – *б*

Метод Ниблэка [12]. Оценка метода бинаризации проводилась при различных размерах локальной области ( $R \times R$ ) и эмпирически определяемом параметре  $k$ . На рис. 7, *a* и *б* приведены результаты преобразования исходных изображений при следующих параметрах:  $R = 9$ ,  $k = -0,5$ . Результирующее бинарное изображение сильно зашумлено. Это связано с тем, что небольшое различие между яркостью пикселя и пороговым значением на участках, свободных от объектов, приводит к значительной зашумленности изображения. Кроме того, объекты, имеющие большие поверхности, выделены только контуром. Внутренняя область объектов также сильно зашумлена.

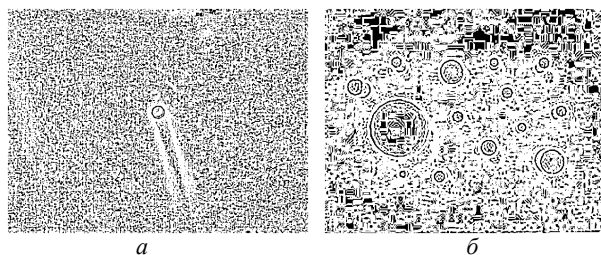


Рис. 7. Бинаризация изображения методом Ниблэка. Изображение с неравномерным освещением – *a*. Изображение с объектами различных размеров – *б*

Основным недостатком этого метода является сильная зашумленность бинарного изображения. Это значительно затрудняет обработку изображения на последующих этапах. Модификация метода Niblack позволяет снизить шум, появляющийся на бинарном изображении [13]. Но объекты интереса на бинарном изображении представлены только своим контуром, что не позволяет правильно определить их геометрические характеристики.

Метод Саувола [14]. Оценка метода бинаризации проводилась при различных размерах локальной



области ( $R \times R$ ) и эмпирически определяемом параметре  $k$ . На рис. 8, *a* и *б* приведены результаты преобразования исходных изображений при следующих параметрах:  $R = 31$ ,  $k = 0,2$ . Обработка изображения с неравномерным освещением показала хорошее отделение фона на изображении. На бинарном изображении отсутствует зашумленность на фоне после бинаризации. В процессе бинаризации была удалена тень. Метод демонстрирует хорошее отделение фона. У объектов интереса, имеющих большую поверхность, внутренняя область отмечена как фон. Сами объекты представлены только своими контурами. К недостаткам этого метода применительно к задачам распознавания рабочей среды промышленного робота относится то, что области с низким контрастом метод бинаризации относит к фону. Вследствие этого внутренние области объектов интереса с большой поверхностью на бинарном изображении будут представлены только своим контуром (см. рис. 8, *б*).



Рис. 8. Бинаризация изображения методом Сауволы.  
Изображение с неравномерным освещением – *a*.  
Изображение с объектами различных размеров – *б*

Метод Волфа [15]. Оценка метода бинаризации проводилась при различных размерах локальной области ( $R \times R$ ) и эмпирически определяемом параметре  $k$ . На рис. 9, *a* и *б* приведены результаты преобразования исходного изображения. Вычисления проводились при следующих значениях параметров:  $R = 15$ ,  $k = 0,5$ . Метод продемонстрировал хорошее разделение фона и объекта. К недостаткам следует отнести то, что объект выделен только своим контуром. Внутренняя область объекта помечена как фон.

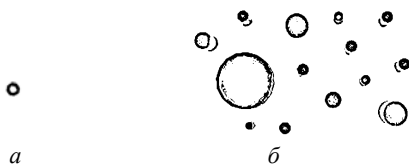


Рис. 9. Бинаризация изображения методом Волфа.  
Изображение с неравномерным освещением – *a*.  
Изображение с объектами различных размеров – *б*

Метод Сингха [16]. Оценка метода бинаризации проводилась при различных размерах локальной области ( $R \times R$ ) и эмпирически определяемом параметре  $k$ . На рис. 10, *a* и *б* приведены результаты преобразования исходного изображения при следующих параметрах:  $R = 15$ ,  $k = 0,4$ . Тестирование метода показало, что метод обеспечивает устойчивое отделение фона от объектов. К недостаткам этого метода относится то, что внутренние области объектов интереса, имеющие невысокую яркость и низкий контраст, на бинарном изображении отмечаются как фон.

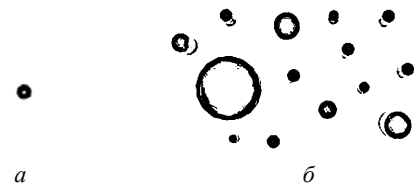


Рис. 10. Бинаризация изображения методом Сингха.  
Изображение с неравномерным освещением – *a*.  
Изображение с объектами различных размеров – *б*

Метод ВВРМ [17]. Оценка метода бинаризации проводилась при различных размерах локальной области ( $R \times R$ ) и эмпирически определяемых параметрах  $K_s$  и  $K_c$ . На рис. 11, *a* приведены результаты преобразования исходного изображения при неравномерном освещении. Бинаризация выполнена при следующих значениях констант:  $R = 3$ ,  $K_s = 0,2$  и  $K_c = 0,03$ . На рис. 11, *б* приведены результаты преобразования исходного изображения рис. 1, *a*. Бинаризация выполнена при следующих значениях констант:  $R = 5$ ,  $K_s = 0,2$  и  $K_c = 0,03$ . Метод бинаризации показал хорошие результаты как при обработке изображения с равномерным освещением, так и при обработке изображения с неравномерным освещением. В результате экспериментов отмечено, что увеличение коэффициента приводит к увеличению области теней, которые помечаются как объекты.

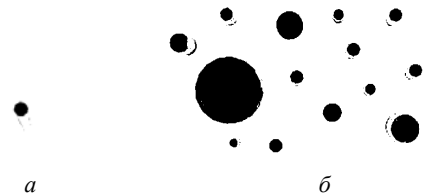


Рис. 11. Бинаризация изображения методом ВВРМ.  
Изображение с неравномерным освещением – *a*.  
Изображение с объектами различных размеров – *б*

Метод Ника [18]. Оценка метода бинаризации проводилась при различных размерах локальной области ( $R \times R$ ) и эмпирически определяемом параметре  $k$ . На рис. 12, *a* и *б* приведены результаты преобразования исходного изображения при следующих параметрах:  $R = 25$ ,  $k = -0,2$ . Метод хорошо распознает объекты, не имеющие большой поверхности. Основным недостатком этого метода является то, что внутренние области объектов интереса с большой поверхностью помечаются как фон. Это может привести к ошибочной классификации объектов интереса и к неправильному определению их геометрических характеристик.

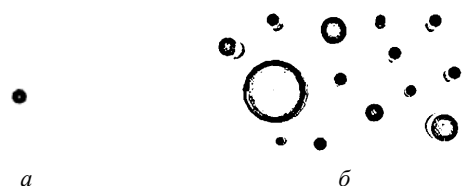


Рис. 12. Бинаризация изображения методом Ника.  
Изображение с неравномерным освещением – *a*.  
Изображение с объектами различных размеров – *б*

### Заключение

Предварительная обработка изображения является важным этапом обработки изображения. От выбора методов обработки изображения зависят длительность выполнения предварительного этапа обработки изображения и точность передачи характеристик исходных объектов рабочей сцены промышленного робота.

Оценка методов проводилась на основе численных экспериментов [19]. В число варьируемых параметров входили размер локальной области и эмпирически определяемые коэффициенты.

По результатам анализа наиболее перспективными для задачи бинаризации изображений в робототехнике являются методы Эйквила, Бернсена и ВВРМ. Методы продемонстрировали высокое качество обработки изображений рабочей сцены с неравномерным освещением, разделение изображения на фон и объекты интереса, отсеивание теней от объектов интереса.

### Литература

1. Хорн Б.К.П. Зрение роботов. – М.: Мир, 1989. – 487 с.
2. Техническое зрение роботов / под ред. А. Пью. – М.: Машиностроение. – 1987. – 320 с.
3. Кориков А.М. Корреляционные зрительные системы роботов / А.М. Кориков, В.И. Сырямкин, В.С. Титов. – Томск: Радио и связь, 1990. – 264 с.
4. Клевалин В.А. Системы технического зрения в промышленной робототехнике / В.А. Клевалин, А.Ю. Поливанов // Мехатроника, автоматизация, управление. – 2010. – № 9. – С. 26–36.
5. Горитов А.Н. Выделение на изображении низкого разрешения параметрически задаваемых объектов / А.Н. Горитов, С.И. Яковченко // Доклады ТУСУР. – 2017. – Т. 20, № 2. – С. 88–90.
6. Recommendation ITU-R BT.709-6. Parameter values for the HDTV standards for production and international programme exchange. – 2015. – P. 19.
7. Гонсалес Р. Цифровая обработка изображений / Р. Гонсалес, Р. Вудс. – М.: Техносфера, 2005. – 1072 с.
8. Otsu N. A threshold selection method from gray-level histograms// IEEE Transactions on Systems, Man and Cybernetics. – 1979. – Vol. 9, № 1. – P. 62–66.
9. Eikvil L. A fast adaptive method for binarization of document images / L. Eikvil, T. Taxt, K. Moen // International Conference on Document Analysis and Recognition, September, 1991. – P. 435–443.
10. Bradley D. Adaptive thresholding using the integral image / D. Bradley, G. Roth // Journal of graphics tools. – 2007. – Vol. 12, № 2. – P. 13–21.
11. Bernsen J. Dynamic thresholding of gray level images // Proceedings of International Conference on Pattern Recognition (ICPR). – Paris, 1986. – P. 1251–1255.
12. Niblack W. An introduction to digital image processing // Prentice-Hall, Englewood Cliffs. – 1986. – P. 115–116.
13. Миронов А.С. Сравнение вариантов реализации алгоритма Ниблэка бинаризации полутоновых изображений / А.С. Миронов, Д.П. Николаев // Информационные технологии и системы. – М., 2010. – С. 138–144.
14. Sauvola J. Adaptive document image binarization / J. Sauvola, M. Pietikäinen // Document Analysis and Recognition. – 1997. – Vol. 1. – P. 147–152.
15. Wolf C. Extraction and Recognition of Artificial Text in Multimedia Documents / C. Wolf, J.-M. Jolion // Pattern Analysis and Applications. – 2003. – Vol. 6, № 4. – P. 309–326.
16. Singh O.I. Local contrast and mean thresholding in image binarization / O.I. Singh, T. Sinam, O. James, T.R. Singh // International Journal of Computer Applications. – 2012. – Vol. 51, No 6. – P. 4–10.
17. Singh O.I., Singh T.R. Image binarization using block boundary pixels mean // J. of Computer Science. – 2017. – Vol. 13, № 11. – P. 667–673
18. Khurshid K. Comparison of Niblack inspired binarization methods for ancient documents / K. Khurshid, I. Siddiqi, C. Faure, N. Vincent // 16-th International conference on Document Recognition and Retrieval, USA. – 2009. – P. 1–10.
19. Кориков А.М. Эксперимент в научном исследовании // Доклады ТУСУР. – 2015. – № 2(36). – С. 148–153.

### Горитов Александр Николаевич

Д-р техн. наук, профессор, профессор каф. автоматизированных систем управления (АСУ) Томского государственного ун-та систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР)  
Ленина пр-т, д. 40, г. Томск, Россия, 634050  
Тел.: +7 (382-2) 70-15-36  
Эл. почта: ang@asu.tusur.ru

Goritov A.N.

### Preliminary image processing in vision systems

Currently, cameras that use a matrix of photosensitive elements are widely used for video. Matrixes based on charge-coupled devices or arrays of photodiodes are used as image sensors in such cameras. These cameras allow you to get an image of the external environment, divided into three color components – red, green and blue. To reduce the resource requirements for the stage of image processing of the working scene of an industrial robot, pre-processing of the image obtained from the camera is performed. This stage involves the transformation of the original image into a halftone and the transformation of a halftone image into a binary one. A large number of methods have now been developed for converting a halftone image into a binary one. The authors of these methods are Otsu, Gonzalez, Woods, Eikvil, Bradley, Roth, Bernsen, Niblack, Sauvola, Singh, Wolf. The binarization methods proposed by these authors have different properties. Among these methods it is important to highlight the methods that preserve the most important characteristics of the objects of the working scene of an industrial robot. The analysis of the most well-known methods of binarization.

**Keywords:** industrial robot, technical vision, image processing, binary image.

**doi:** 10.21293/1818-0442-2018-21-4-1-53-58

### References

1. Horn B.K.P. *Robot vision*. Moscow, World, 1989, 487 p.
2. *Robot vision*. Editer A.Pugh. Moscow, Engineering, 1987, 320 p.
3. Korikov A.M., Syryamkin V.I., Titov V.S. *Correlation visual systems of robots*. Tomsk, Radio and communication, 1990, 264 p.

4. Klevalin V.A., Polivanov A.Yu. Vision systems in industrial robotics. *Mechatronics, automation, control*, 2010, no 9, pp. 26–36.
5. Goritov A.N., Yakovchenko S.I. Highlighting of parametrically specified objects on the low resolution image. *Proceedings of TUSUR University*, 2017, Vol. 20, no 2, pp. 88–90 (in Russ.).
6. Recommendation ITU-R BT.709-6. *Parameter values for the HDTV standards for production and international programme exchange*. 2015, 19 p.
7. Gonzalez R., Woods R. *Digital Image Processing*. M., Technosphere, 2005. 1072 p.
8. Otsu N. A threshold selection method from gray-level histograms *IEEE Transactions on Systems, Man and Cybernetics*, 1979, vol. 9, no 1, pp. 62–66.
9. Eikvil L., Taxt T., Moen K. A fast adaptive method for binarization of document images. *International Conference on Document Analysis and Recognition, September, 1991*, pp. 435–443.
10. Bradley D., Roth G. Adaptive thresholding using the integral image. *Journal of graphics tools*, 2007, vol. 12, no 2, pp. 13–21.
11. Bernsen J. Dynamic thresholding of gray level images. *Proceedings of International Conference on Pattern Recognition (ICPR)*, Paris, 1986, pp. 1251–1255.
12. Niblack W. An introduction to digital image processing. *Prentice-Hall, Englewood Cliffs*, 1986, pp. 115–116.
13. Mironov A.S., Nikolaev D.P. Comparison of options for the implementation of the Niblack binocularization of halftone images. *Information technology and systems, Moscow*, 2010, pp. 138–144.
14. Sauvola J., Pietikäinen M. Adaptive document image binarization. *Document Analysis and Recognition*, 1997, vol. 1, pp. 147–152.
15. Wolf C., Jolion J-M. Extraction and Recognition of Artificial Text in Multimedia Documents. *Pattern Analysis and Applications*, 2003, vol. 6, no 4, pp. 309–326.
16. Singh O.I., Sinam T., James O., Singh T.R. Local contrast and mean thresholding in image binarization. *International Journal of Computer Applications*, 2012, vol. 51, no 6, pp. 4–10.
17. Singh O. I., Singh T. R. Image binarization using block boundary pixels mean. *Journal of Computer Science*, 2017, vol. 13, no 11, pp. 667–673.
18. Khurshid K., Siddiqi I., Faure C., Vincent N. Comparison of Niblack inspired binarization methods for ancient documents. *16 th International conference on Document Recognition and Retrieval, USA*, 2009, pp. 1–10.
19. Korikov A.M. Experiment in Scientific Research *Proceedings of TUSUR University*, 2015, no. 2(36), pp. 148–153 (in Russ.).

---

**Goritov A. Nikolaevich**

Doctor of Engineering, Professor,  
Department Automated Control Systems (ACS)  
Tomsk State University of Control Systems  
and Radio Electronics (TUSUR)  
40, Lenin pr., Tomsk, Russia, 634050  
Phone: +7 (382-2) 70-15-36  
Email: ang@asu.tusur.ru

# **ЭЛЕКТРОТЕХНИКА**



УДК 621.316.71

Н.П. Винтоняк, В.Д. Семенов, В.А. Кабилов, С.С. Тюнин, Д.Б. Бородин

## Реализация двухконтурной системы управления энергопреобразующим комплексом в режиме стабилизации выходного напряжения каналом преобразования энергии аккумуляторной батареи

Рассмотрена двухконтурная система управления энергопреобразующим комплексом космического аппарата в режиме стабилизации выходного напряжения с помощью канала разрядного устройства. В этом режиме стабилизация напряжения осуществляется широтно-импульсным преобразователем от аккумуляторной батареи. Силовая часть широтно-импульсного преобразователя выполнена по вольтодобавочной схеме. Приведена методика построения малосигнальной модели такого преобразователя, основанная на построении структурной схемы с применением метода коммутационных функций и аналоговых схем моделирования. Получены передаточные функции корректирующих звеньев главного (внешнего) и подчиненного (внутреннего) контуров регулирования. Достигнутые динамические характеристики системы подтверждены имитационным моделированием в среде MATLAB Simulink.

**Ключевые слова:** энергопреобразующий комплекс, двухконтурная система регулирования, разрядное устройство, вольтодобавочная схема импульсного преобразователя, малосигнальная модель, частотные характеристики импульсного преобразователя, адаптация.

**doi:** 10.21293/1818-0442-2018-21-4-1-61-70

Структура энергопреобразующего комплекса (ЭПК) для высоковольтной системы электропитания (СЭП) космического аппарата (КА) с иерархической цифровой системой управления по существу является системой подчиненного регулирования и состоит из  $N$  модулей стабилизации напряжения (МСН) и одного многоканального модуля цифрового управления (МЦУ). При этом МЦУ реализует главный (или внешний) контур отрицательной обратной связи по напряжению с общим корректирующим звеном по напряжению, а каждый из модулей МСН образует подчиненный (или внутренний) контур регулирования со своим корректирующим звеном по току и обратной связью по току. Каждый из модулей МСН включает в себя три канала преобразования энергии: канал преобразования энергии солнечной батареи (БС), канал разрядного устройства (РУ) и канал зарядного устройства (ЗУ), очередность работы которых упорядочена с помощью зонного способа управления. Необходимо подчеркнуть, что такая структура ЭПК является инвариантной по отношению к типу используемых преобразователей в любом из упомянутых каналов преобразования энергии [1–8]. Например, в канале преобразования энергии БС нет необходимости реализовывать подчиненную отрицательную обратную связь (ОС) по току, так как первичный источник питания БС работает на токовой ветви вольт-амперной характеристики. Если отсутствие ОС по току не нарушает какой-либо режим работы самого канала БС, например тепловой, то рассматриваемая структура ЭПК позволяет использовать канал БС без ОС по току.

В канале РУ, наоборот, необходима подчиненная отрицательная обратная связь по току, потому что в режиме разряда АБ система управления ЭПК должна обеспечить выравнивание выходных или входных токов между параллельно работающими каналами РУ.

Одним из важных требований, предъявляемых к ЭПК, является выравнивание тока в параллельно работающих преобразователях, поэтому наиболее приемлемым решением в канале РУ, на наш взгляд, является использование обратной связи по среднему току.

### Постановка задачи

Задача данной статьи состоит в разработке двухконтурной системы подчиненного регулирования; построении ее малосигнальной модели и выборе корректирующих звеньев внутреннего и внешнего контуров регулирования, анализе динамических характеристик полученной системы и проверке величины выходного импеданса.

### Теория

На рис. 1 представлена функциональная схема канала РУ с вольтодобавочной схемой импульсного преобразователя на основе блоков инвертора ( $VT1$ – $VT4$ ) и выпрямителя ( $VT5$ – $VT8$ ), соединенных между собой вольтодобавочным трансформатором  $TV1$ , при этом инвертор и выпрямитель выполнены по мостовой схеме. Инвертор вольтодобавочного преобразователя подключен к аккумуляторной батарее (АБ), а выпрямитель, включенный последовательно с АБ, подключен к выходному фильтру  $C$  через дроссель  $L$ , обладающий активным сопротивлением  $r_L$ .

Двухконтурная система подчиненного регулирования каналом РУ реализована с помощью двух датчиков – датчика напряжения (ДН), включенного параллельно выходному фильтру  $C$ , и датчика тока (ДТ), включенного последовательно с дросселем  $L$ . Нагрузка вольтодобавочного преобразователя представлена эквивалентным активным сопротивлением  $R_H$  и управляемым источником  $I_H$  тока, предназначенным для внесения импульсных возмущений по току нагрузки. Главный (или внешний) контур обратной связи реализован с помощью ДН, сумматора

С1, в котором осуществляется вычитание сигнала ДН из задающего напряжения  $U_3$ , и корректирующего звена по напряжению (КЗН), структуру (передаточную функцию) которого необходимо определить.

Известно множество вариантов организации отрицательной обратной связи по току [9], однако, по нашему мнению, наиболее широкое распространение получили два варианта: отрицательная обратная связь по пиковому току (peak current mode control (PCC)) и отрицательная обратная связь по среднему току (average current mode control (ACC)). Оба варианта имеют свои преимущества и недостатки. Главным преимуществом варианта PCC является простая схемотехническая реализация гальванически развязанного датчика измерения тока, например в виде трансформатора тока. Основным его недостатком является принципиальная невозможность включения корректирующего звена, так как сигнал тока поступает непосредственно на ШИМ, что не позволяет корректировать частотную характеристику разомкнутого объекта управления подчиненного (внутреннего) контура управления, а это, в свою очередь, может приводить к неравномерному делению тока между параллельно работающими преобразователями.

В работе [10] доказано, что максимальные частоты единичного усиления разомкнутых контуров по

току для вариантов ACC и PCC должны быть равными и составлять не более 1/6 от частоты работы импульсного преобразователя. Это утверждение говорит о том, что максимально достижимое быстродействие подчиненных контуров обратной связи по току одинаково для обоих вариантов – как для PCC, так и ACC.

Подчиненный (или внутренний) контур обратной связи по току реализован при помощи ДТ, включенного последовательно со сглаживающим дросселем  $L$ , и корректирующего звена по току (КЗТ), структуру (передаточную функцию) которого также необходимо найти. Считаем, что на выходе модулятора ШИМ установлен распределитель импульсов, сигналы которого управляют соответствующими транзисторами вольтдобавочного преобразователя (VT1–VT8). Управление реализовано таким образом, что на входе выходного LC-фильтра действует импульсное напряжение, среднее значение которого определяется выражением

$$U = U_{AB} + U_{AB} \times \gamma = U_{AB} \times (1 + \gamma), \quad (1)$$

где  $\gamma$  – относительная длительность импульса, формируемая блоком ШИМ.

Численные значения параметров основных элементов в канале преобразования энергии РУ приведены в табл. 1.

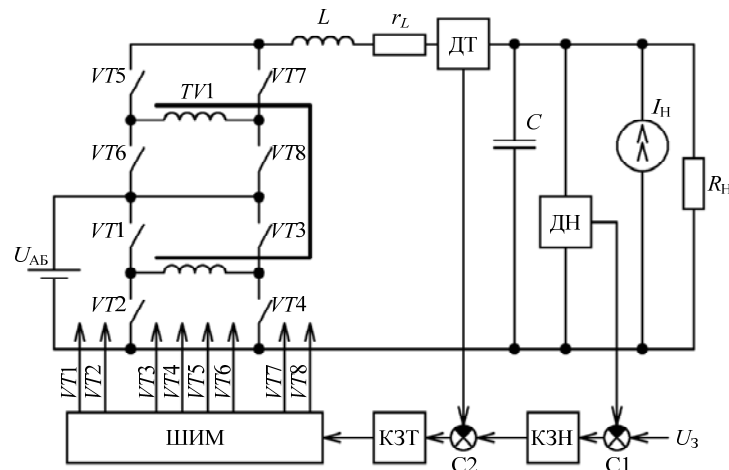


Рис. 1. Функциональная схема канала РУ на основе вольтдобавочной схемы импульсного преобразователя

Таблица 1  
Параметры основных элементов в канале преобразователя напряжения РУ

Наименование параметра	Значение
Индуктивность дросселя, $L$	25 мкГн
Активное сопротивление дросселя, $r_L$	50 мОм
Емкость конденсатора, $C$	1200 мкФ
Коэффициент трансформации трансформатора, $VT1$	1
Частота работы импульсного преобразователя, $f_{\Pi}$	50 кГц
Частота пульсаций напряжения на входе фильтра, $2f_{\Pi}$	100 кГц
Диапазон изменения напряжения аккумуляторной батареи, $U_{ABmin} - U_{ABmax}$	55..96 В
Выходное напряжение $U_{вых}$	100В
Максимальная мощность в нагрузке	1200 Вт
Ток нагрузки, $I_n$	0...12 А

Синтез корректирующих звеньев для рассматриваемой САП канала РУ с указанными параметрами будем производить в соответствии с предлагаемой последовательностью действий, которую условно можно описать в виде следующих восьми шагов.

На первом шаге строим математическую модель (структурную схему) импульсного преобразователя канала РУ, по его функциональной схеме рис. 1, с применением метода коммутационных разрывных функций (КРФ) [11, 12].

На втором шаге с помощью полученной структурной схемы вычисляем параметры установившегося режима в виде фиксированных значений переменных состояния.

На третьем шаге линеаризуем нелинейные звенья структурной схемы САП, осуществляя линеаризацию по методу вычисления частных производ-

ных выходной величины этих звеньев, в заданной рабочей точке [13], после этого рассчитываем параметры линеаризованных звеньев структурной схемы через вычисленные фиксированные значения переменных состояния.

На четвертом шаге полученная линеаризованная структурная схема преобразователя упрощается и приводится к необходимому виду с помощью метода преобразования структурных схем.

На пятом шаге по передаточным функциям, полученным путем преобразования структурных схем, строятся частотные характеристики разомкнутой линеаризованной системы автоматического регулирования (САР) в интересующих нас рабочих точках, как правило, это точки на краях диапазонов изменения возмущающих воздействий (например, напряжение питания, сопротивление нагрузки и пр.).

На шестом шаге на основе полученных частотных характеристик линеаризованной разомкнутой САР, синтезируем корректирующие звенья подчиненного (внутреннего) и главного (внешнего) контуров регулирования с помощью известных методик, применяемых в синтезе линейных систем.

На седьмом шаге на основе передаточных функций синтезированных корректирующих звеньев и передаточных функций линеаризованной структурной схемы преобразователя определяется ожидаемый выходной импеданс САР.

На восьмом шаге в среде MATLAB Simulink строится имитационная модель САР канала РУ с вольтодобавочной схемой импульсного преобразователя, в которую «вставляются» передаточные функции корректирующих звеньев, полученные на шестом шаге рассматриваемой последовательности действий, и на этой модели экспериментально исследуются переходные процессы и снимаются частотные характеристики и импеданс в заданных рабочих точках.

Если переходные процессы, частотные характеристики и импеданс, полученные на имитационной модели САР канала РУ, удовлетворяют требованиям, предъявляемым к разрабатываемой системе, то на этом процесс синтеза корректирующих звеньев завершается. В случае если параметры переходного процесса или импеданс не удовлетворяют заданным требованиям, то пошаговый процесс предлагаемой последовательности действий повторяется после изменения типа или параметров корректирующего звена.

### Синтез корректирующих звеньев

**Шаг первый.** Математическая модель канала РУ на основе вольтодобавочной схемы импульсного преобразователя, разработанная на основе метода коммутационных разрывных функций [11, 12] и представленная в виде структурной схемы исходного преобразователя, показана на рис. 2. Инвертор (VT1–VT4) и выпрямитель (VT5–VT8) вольтодобавочной схемы импульсного преобразователя канала РУ (см. рис. 1) представлены на модели рис. 2 в виде звена умножения  $X$  и сумматора  $S1$ , которые реализуют соотношение (1). Дроссель  $L$  и конденсатор  $C$  фильтра в математической модели представлены

соответствующими интеграторами напряжения  $1/Lp$  и тока  $1/Cp$ , а сумматоры  $S2$  и  $S3$  на их входах отражают соответственно сумму напряжений в контуре с дросселем  $L$  и сумму токов в узле с конденсатором  $C$  соответственно (см. рис. 1). Активные сопротивления  $r_L$  и  $R_H$  (см. рис.1) представлены соответственно безынерционными звеньями с коэффициентами передачи  $r_L$ , если на входе звена действует ток  $i_L$ , или  $1/R_H$ , если на входе звена действует напряжение  $U_{ВЫХ}$  (см. рис. 2). Датчики ДТ и ДН заменены коэффициентами передачи  $K_{ДТ}$  и  $K_{ДН}$  соответственно, а корректирующее звено по току (КЗТ) и корректирующее звено по напряжению (КЗН) – динамическими звеньями, которые описываются их передаточными функциями  $W_{КЗТ}(p)$  и  $W_{КЗН}(p)$  соответственно, которые будут синтезированы. Коэффициенты  $K_{ДТ}$  и  $K_{ДН}$  выбираются такими, чтобы привести максимальное значение измеряемых параметров тока и напряжение к единичному значению. Таким образом,  $K_{ДТ} = 1/12$ , а  $K_{ДН} = 1/100$ .

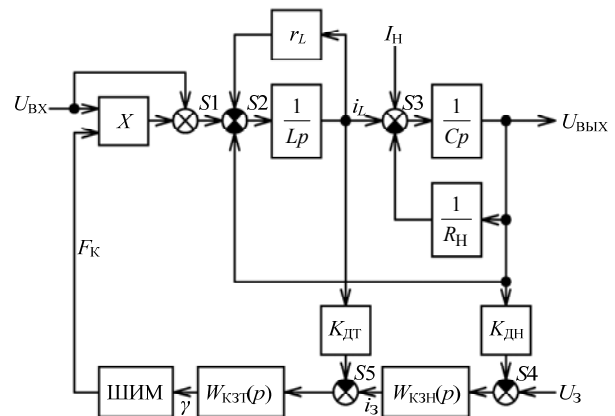


Рис. 2. Структурная схема канала РУ на основе вольтодобавочной схемы импульсного преобразователя в базисе разрывных функций

**Шаг второй.** На основе полученной математической модели, представленной в виде структурной схемы на рис. 2, составим систему уравнений для определения параметров рабочей точки установившегося режима. Рабочую точку системы определяют ее переменные состояния в этой точке: ток дросселя  $L - i_{L0}$ , напряжение на конденсаторе  $C$ , которое является выходным напряжением канала РУ –  $U_{ВЫХ0}$ , среднее значение относительной длительности импульса  $\gamma_0$ , а также сопротивление нагрузки  $R_H$ , ток  $I_{H0}$  источника тока и напряжение на аккумуляторной батарее  $U_{АБ0}$ . Для каждого из двух интеграторов, представленных на рис. 2, в установившемся режиме справедливы выражения системы уравнений (2), которые следуют из равенства нулю входных сигналов интеграторов при  $i_{L0} = \text{const}$  и  $U_{ВЫХ0} = \text{const}$ .

$$\begin{cases} U_{АБ0} \times (1 + \gamma_0) - U_{ВЫХ0} - i_{L0} \times r_L = 0, \\ i_{L0} + I_{H0} - \frac{U_{ВЫХ0}}{R_H} = 0. \end{cases} \quad (2)$$

Решая систему уравнений (2) относительно  $\gamma_0$ , получаем относительную длительность импульсов управления в рабочей точке



$$\gamma_0 = \frac{U_{\text{ВЫХ}0}}{U_{\text{АБ}0}} \times \left(1 + \frac{r_L}{R_H}\right) - \left(\frac{I_{\text{Н}0} \times r_L}{U_{\text{АБ}0}}\right) - 1. \quad (3)$$

*Шаг третий.* Структурная схема, показанная на рис. 2, состоит из линейных и нелинейных звеньев. Звено перемножения  $X$  относится к нелинейным, а звено ШИМ является импульсным вследствие того, что непрерывная величина относительной длительности импульса управления вольтодобавочным преобразователем ( $\gamma$ ), которая является выходной величиной корректирующего звена  $W_{\text{КЗТ}}$ , преобразуется в звене ШИМ в коммутационную функцию  $F_K$ , относительная длительность которой на периоде ШИМ и является величиной  $\gamma$ . Из сказанного следует, что звено перемножения  $X$ , совместно со звеном ШИМ, можно представить звеном перемножения непрерывных величин  $U_{\text{АБ}}$  и  $\gamma$ , которое можно линеаризовать в выбранной рабочей точке  $U_{\text{АБ}0}, \gamma_0$ . Учитывая, что импульсный преобразователь является вольтодобавочным, в линеаризуемый блок перемножителя  $X$  и модулятора ШИМ включим еще и сумматор  $S1$ . Тогда линеаризуемая функция перемножения в соответствии с (1) запишется в виде

$$U = U_{\text{АБ}} \times (1 + \gamma). \quad (4)$$

Выражение (4) в соответствии с нахождением дифференциала произведения  $dU$  в рабочей точке  $U_{\text{АБ}0}, (1 + \gamma_0)$  можно записать в виде

$$dU = (1 + \gamma_0) \times dU_{\text{АБ}} + U_{\text{АБ}0} \times d(1 + \gamma). \quad (5)$$

Принимая во внимание, что  $d(1 + \gamma) = d\gamma$ , выражение (5) примет вид:

$$dU = (1 + \gamma_0) \times dU_{\text{АБ}} + U_{\text{АБ}0} \times d\gamma. \quad (6)$$

Выражение (6) позволяет заменить звено произведения  $X$  и звено ШИМ двумя линейными безынерционными звеньями с коэффициентами передачи, равными  $(1 + \gamma_0)$  и  $U_{\text{АБ}0}$ , выходные сигналы которых суммируются. При этом необходимо понимать, что такая замена справедлива только для малых значений  $dU_{\text{АБ}}$  и  $d\gamma$  дифференциалов соответствующих функций, а эти дифференциалы трактовать как малые отклонения упомянутых функций от их установившихся значений в системе регулирования. Поскольку все остальные звенья структурной схемы канала РУ линейны, а это значит, что они линейны и в рабочей точке  $U_{\text{АБ}0}, \gamma_0$ , то входные и выходные величины этих звеньев мы также обязаны считать малыми отклонениями (дифференциалами)  $dU_3, di_3, di_L, dI_H, dU_{\text{ВЫХ}}$  соответствующих величин. Если для уп-

рощения знак дифференциала  $d$  в обозначениях величин опустить, но при этом помнить, что это малые отклонения от соответствующих установившихся величин, линеаризованную структурную схему, представленную на рис. 3, можно назвать малосигнальной моделью канала РУ на основе вольтодобавочной схемы импульсного преобразователя.

*Шаг четвертый.* На четвертом шаге приводим структурную схему малосигнальной модели к удобному для применения виду и преобразовываем ее с помощью метода эквивалентных преобразований структурных схем, например так, как показано на рис. 4.

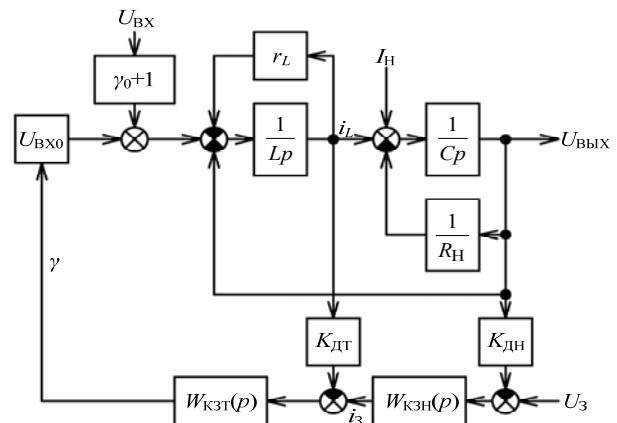


Рис. 3. Малосигнальная модель канала РУ на основе вольтодобавочной схемы импульсного преобразователя

На преобразованной упрощенной структуре малосигнальной модели использованы следующие обозначения для передаточных функций. Интегратор  $1/Cp$  с обратной связью заменен инерционным звеном первого порядка

$$W1(p) = \frac{R_H}{R_H \times C \times p + 1}. \quad (7)$$

Интегратор  $1/Lp$  с обратной связью также заменен вторым инерционным звеном первого порядка

$$W2(p) = \frac{1}{r_L} \times \frac{1}{\frac{L}{r_L} \times p + 1}. \quad (8)$$

Звено  $W2(p)$ , в цепи обратной связи которого установлено звено  $W1(p)$ , представлено эквивалентным звеном  $W3(p)$ :

$$W3(p) = \frac{W2(p)}{1 + W2(p) \times W1(p)}. \quad (9)$$

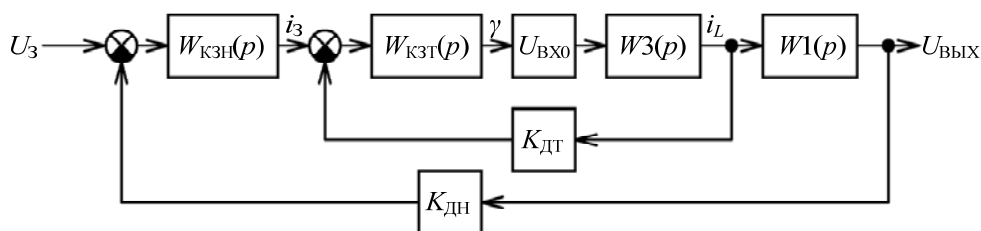


Рис. 4. Преобразованная и упрощенная малосигнальная модель канала РУ

Возмущающие воздействия, в качестве которых выступают отклонения величины напряжения  $U_{AB}$  от установившегося значения в рабочей точке  $U_{AB0}$  и отклонение тока  $I_H$  от  $I_{H0}$ , положены равными нулю.

**Шаг пятый.** Для того чтобы синтезировать корректирующее звено в подчиненном контуре обратной связи по току, построим частотные характеристики [15] передаточной функции разомкнутого контура тока при крайних значениях напряжения  $U_{ABmin}$ ,  $U_{ABmax}$  и сопротивления  $R_{Hmin}$ ,  $R_{Hmax}$  нагрузки.

На рис. 5 приведены логарифмические амплитудно-частотные характеристики А1–А4 и фазо-частотные характеристики Ф1–Ф4. При этом указанные характеристики соответствуют: А1, Ф1 –  $R_{Hmax}$ ,  $U_{ABmax}$ ; А2, Ф2 –  $R_{Hmax}$ ,  $U_{ABmin}$ ; А3, Ф3 –  $R_{Hmin}$ ,  $U_{ABmax}$ ; А4, Ф4 –  $R_{Hmin}$ ,  $U_{ABmin}$ .

Анализ влияния значений напряжения АБ и сопротивления нагрузки на частотную характеристику разомкнутого контура тока показывает, что изменение сопротивления нагрузки не влияет на частотную характеристику в области верхних частот. Это свойство системы позволяет реализовывать «медленную» адаптацию корректирующего звена по напряжению к изменению напряжения на АБ в процессе эксплуатации, что поможет обеспечить требования к выходному импедансу при минимальных значениях емкости выходного фильтра.

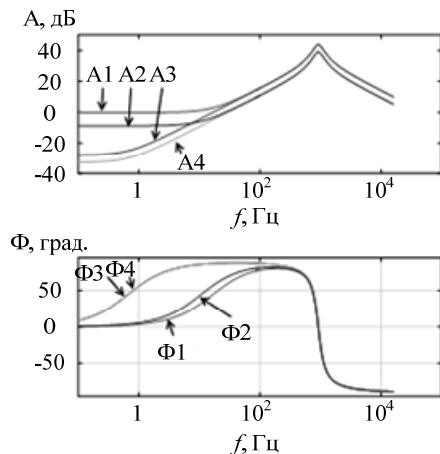


Рис. 5. Логарифмические частотные характеристики разомкнутого контура тока при «крайних» значениях напряжения АБ и сопротивления нагрузки

**Шаг шестой.** Полученные логарифмические частотные характеристики разомкнутого контура тока позволили синтезировать корректирующее звено по току  $W_{K3T}$  в виде передаточной функции (10):

$$W_{K3T}(p) = K_T \times \frac{1}{p} \times \frac{T1 \times p + 1}{T2 \times p + 1} \quad (10)$$

Параметры полученного корректирующего звена приведены в табл. 2.

Таблица 2

Параметры канала преобразователя напряжения РУ	
Наименование параметра	Значение
$K_T$	480
$T1$	$4,52 \times 10^{-4}$
$T2$	$5,3 \times 10^{-6}$

Логарифмические частотные и фазовые характеристики скорректированного разомкнутого внутреннего (подчиненного) контура тока показаны на рис. 6. В самом худшем случае (при А2, Ф2 –  $R_{Hmax}$ ,  $U_{ABmin}$ ) она имеет частоту единичного усиления  $f_1 = 6,1$  кГц и запас по фазе более  $60^\circ$ , чего вполне достаточно для достижения требуемого быстродействия подчиненного контура регулирования по току согласно [14].

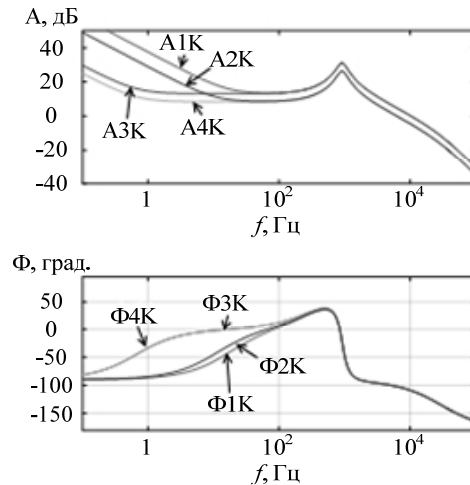


Рис. 6. Логарифмическая частотная характеристика скорректированного разомкнутого подчиненного контура тока

Аналогично по описанной методике синтеза корректирующего звена подчиненного контура регулирования была определена передаточная функция  $W_{K3H}$  корректирующего звена главного контура регулирования по напряжению, представленная выражением (11):

$$W_{K3H}(p) = K_H \times \frac{1}{p} \times \frac{T3 \times p + 1}{T4 \times p + 1} \times \frac{T5 \times p + 1}{T6 \times p + 1} \quad (11)$$

Параметры корректирующего звена  $W_{K3H}$  главного контура по напряжению приведены в табл. 3.

Таблица 3

Параметры канала преобразователя напряжения РУ	
Наименование параметра	Значение
$K_H$	$2,5 \times 10^6$
$T3$	$1,59 \times 10^{-4}$
$T4$	$2 \times 10^{-7}$
$T5$	$2,65 \times 10^{-5}$
$T6$	$5,3 \times 10^{-6}$

Логарифмические частотные и фазовые характеристики скорректированного разомкнутого внешнего (главного) контура регулирования по напряжению показаны на рис. 7.

По ФЧХ (см. рис. 7) видно, что с увеличением сопротивления нагрузки  $R_H$ , т.е. при подходе к холостому ходу, в области низких частот она приближаются к  $180^\circ$ . Этот недостаток системы можно устранить ограничением минимальной мощности, потребляемой нагрузкой.

В лучшем случае (при А5, Ф5 –  $R_{Hmin}$ ,  $U_{ABmax}$ ) частота единичного усиления  $f_1 = 10$  кГц и запас по

фазе более  $60^\circ$ , чего вполне достаточно для достижения заданных показателей качества настраиваемого контура, в том числе гарантирует максимальное быстродействие внешнего контура регулирования по напряжению и минимальный импеданс.

В самом худшем случае (при  $A8, \Phi8 - R_{H\max}, U_{AB\min}$ ) частота единичного усиления уменьшается до  $f_1 = 7$  кГц, но запас по фазе остается достаточным и составляет величину более  $60^\circ$ . Это говорит о том, что быстродействие системы несколько снизится и выходной импеданс возрастет.

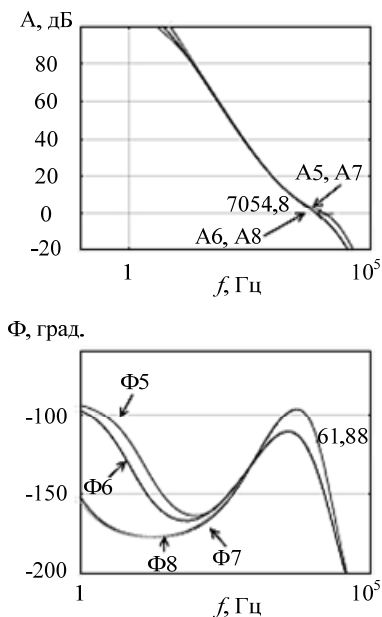


Рис. 7. Логарифмическая частотная характеристика скорректированного разомкнутого главного контура по напряжению

*Шаг седьмой.* Для характеристики качества работы преобразователя в системе энергоснабжения часто используется величина выходного импеданса  $Z(j\omega)$  системы регулирования. Для определения выходного импеданса необходимо представить малосигнальную модель канала РУ (см. рис. 3) так, чтобы операторное изображение тока нагрузки  $I_H(p)$  являлось входным воздействием, а операторное изображение выходного напряжения  $U_{\text{ВЫХ}}(p)$  – выходной величиной. Для этого малосигнальная модель вольтодобавочного преобразователя (см. рис. 3) приведена к виду, представленному на рис. 8, из которого можно найти, что  $Z(p) = U_{\text{ВЫХ}}(p) / I_H(p)$ .

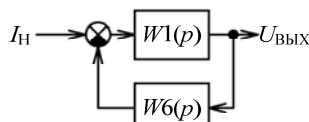


Рис. 8. Структурная схема САР по возмущающему воздействию тока нагрузки

Принимая во внимание принятые ниже обозначения

$$W4(p) = \frac{1}{U_{\text{ВХО}} \times W_{\text{КЗТ}}(p) \times W_{\text{КЗН}}(p)}, \quad (12)$$

$$W5(p) = \frac{U_{\text{ВХО}} \times W2(p) \times W_{\text{КЗТ}}(p)}{1 + K_{\text{ДН}} \times U_{\text{ВХО}} \times W2(p) \times W_{\text{КЗТ}}(p)}, \quad (13)$$

$$W6(p) = W5(p) \times W_{\text{КЗН}}(p) \times (K_{\text{ДН}} + W4(p)), \quad (14)$$

получаем выражение для выходного импеданса

$$Z(p) = \frac{W1(p)}{1 + W1(p) \times W6(p)}. \quad (15)$$

*Шаг восьмой.* Для проверки динамических параметров САР канала РУ с вольтодобавочной схемой импульсного преобразователя и подтверждения правильности выбора корректирующих звеньев подчиненного контура регулирования по току и главного контура регулирования по напряжению в среде MATLAB Simulink была построена имитационная модель преобразователя, представленная на рис. 9. Имитационная модель соответствует функциональной схеме (см. рис. 1) и включает в себя источник напряжения (аккумуляторную батарею)  $AB$  с внутренним сопротивлением  $R2$ , величиной напряжения  $U_{AB}$ , равной напряжению на аккумуляторной батарее. К источнику напряжения  $AB$  подключены по вольтодобавочной схеме мостовой транзисторный инвертор  $Inv1$  и мостовой транзисторный выпрямитель (синхронный выпрямитель)  $Inv2$ , соединенные между собой трансформатором  $TV2$ . К выходу вольтодобавочной схемы, образованному клеммой «DC+» мостового выпрямителя  $Inv2$  и клеммой «DC-» мостового инвертора, через датчик тока  $A1$  подключен выходной фильтр  $L1, C$ , который нагружен на сопротивление  $R$  нагрузки.

Параллельно нагрузке  $R$  включены датчик выходного напряжения  $V1$  и источник  $In$  тока, управляемый генератором  $G$ . Источник тока  $In$  предназначен для реализации мгновенного увеличения тока (наброса) нагрузки и его мгновенного уменьшения (сброса). Внешний (главный) контур регулирования напряжения  $V1$  на нагрузке  $R$  образован выходом  $v$  датчика напряжения  $V1$ , безынерционным звеном (усилителем  $DU$ ) с коэффициентом передачи  $K_{\text{ДН}}$ , соединенным с вычитающим входом «-» первого сумматора  $S1$ , суммирующий вход «+» которого соединен с блоком  $U3$ , задающим величину выходного напряжения. Величина задающего напряжения равна единице, что соответствует уровню 100 В.

Выход первого сумматора соединен со входом  $In1$  корректирующего звена  $Wki$  по напряжению, которое реализовано в виде передаточной функции в соответствии с выражением (11) и имеет параметры, приведенные в табл. 3.

Выход  $Out1$  корректирующего звена  $Wki$  подключен к суммирующему входу «+» второго сумматора  $S2$ , который является задающей величиной тока для внутреннего (подчиненного) контура тока. Внутренний (подчиненный) контур регулирования тока образован выходом  $i$  датчика тока  $A1$ , безынерционным звеном (усилителем  $DI$ ) с коэффициентом передачи  $1/12$ , соединенным с вычитающим входом «-» второго сумматора  $S2$ , выход которого соединен со входом  $In1$  корректирующего звена  $Wki$  по току,

которое реализовано в виде передаточной функции в соответствии с выражением (10) и имеет параметры, приведенные в табл. 2. Выход *Out1* корректирующего звена *Wki* подключен ко входу *In1* широтно-

импульсного модулятора *PWM*, выходы которого (*Out1* и *Out2*) являются управляющими входами *Upr* для мостового выпрямителя *Inv2* и мостового инвертора *Inv1*.

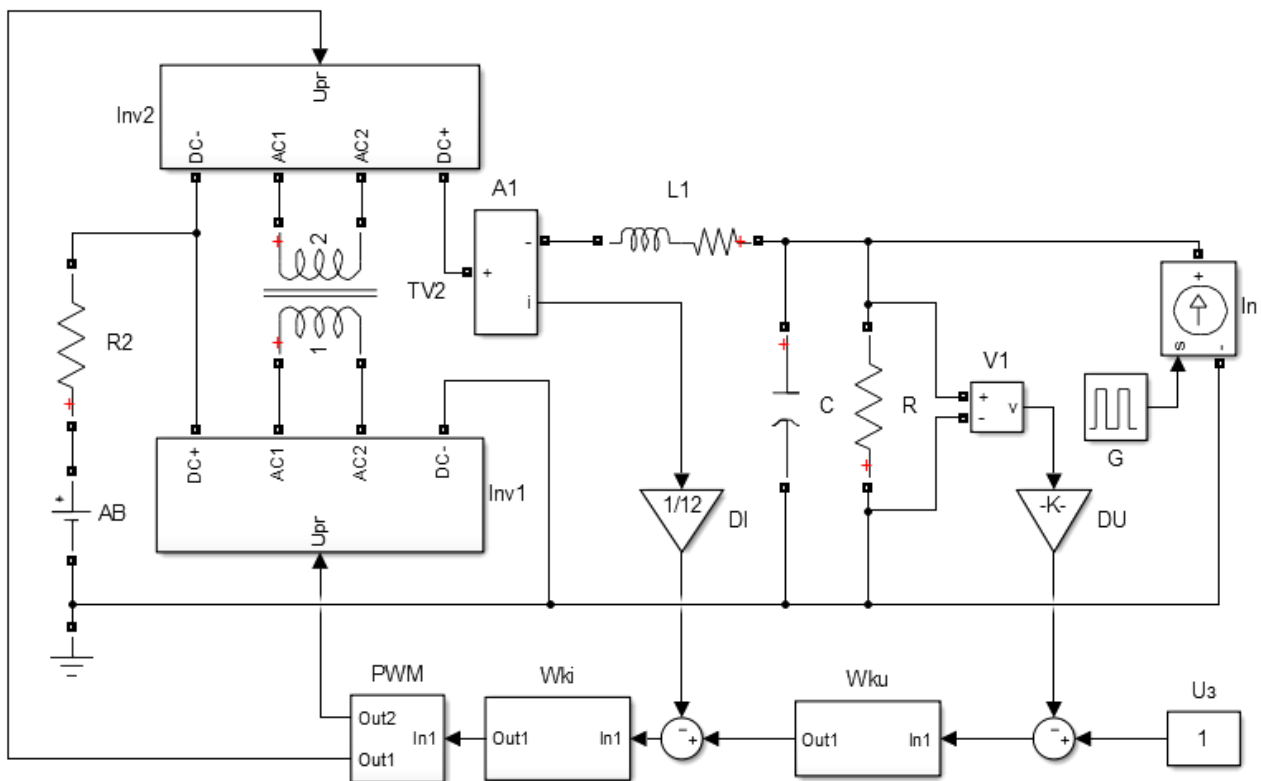


Рис. 9. Имитационная модель вольтодобавочного преобразователя

**Результаты экспериментов**

Эксперимент на имитационной модели (рис. 9) проводился следующим образом. Модель начинала работать в некоторый момент времени  $t_0$ , который принимали за начало отсчета времени моделирования. После окончания переходного процесса пуска вольтодобавочного преобразователя и выхода его на установившийся режим, характеризующийся выходным напряжением  $V1 = 100$  В и током  $I_{L1} = 10$  А дросселя  $L1$ , в момент времени  $t_1$  включается генератор  $G$  и управляемый источник тока  $In$  мгновенно нагружает вольтодобавочный преобразователь дополнительным током величиной  $In = 8$  А. На возмущение, вызванное мгновенным нарастанием тока источника  $In$ , имитационная модель вольтодобавочного преобразователя реагирует переходным процессом, который представлен на рис. 10.

Переходный процесс, представленный на рис. 10, протекает за время менее 0,5 мс и сопровождается увеличением выходного напряжения  $UC = V1$  на величину 0,15 В и снижением тока  $I_{L1}$  до величины  $IL = 2$  А. В момент времени  $t_2$  генератор  $G$  переводит источник тока в режим мгновенного уменьшения тока  $In$  до величины  $In = 2$  А. Возникает новый переходный процесс, который также протекает за время менее 0,5 мс и сопровождается уменьшением выходного напряжения на величину, примерно равную 0,15 В.

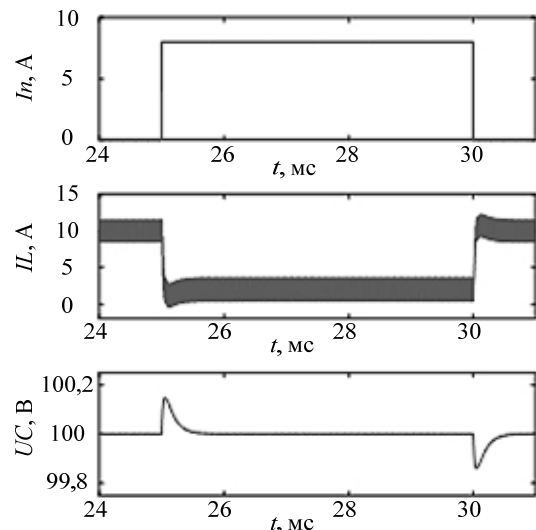


Рис. 10. Результаты эксперимента сброса/наброса тока нагрузки на имитационной модели вольтодобавочного преобразователя

На рис. 11 представлена зависимость выходного импеданса замкнутой системы от частоты, построенная по выражениям (12)–(15) при замене  $p$  на  $p = j\omega$ , которая характеризует выходной импеданс вольтодобавочного преобразователя напряжения канала РУ. Для удобства восприятия она построена в размерных единицах – Ом. Максимальное значение

выходного импеданса при выбранных корректирующих звеньях по току и напряжению не превышает 20,4 мОм, в рабочей точке, характеризующейся величинами  $U_{\text{ВЫХО}} = 100$  В;  $U_{\text{АБ0}} = 85$  В;  $R_{\text{Н}} = 10$  Ом.

До частоты около 2 кГц импеданс растет независимо от величины напряжения АБ и сопротивления нагрузки (кривые А5, А7 и кривые А6, А8 совпадают), но остается в заданных пределах за счет САР выходного напряжения.

В диапазоне частот от 2 до 10 кГц импеданс падает с малой скоростью. На уменьшающийся выходной импеданс в значительной мере влияет уменьшающийся импеданс выходной емкости, показанный на рис. 11 кривой, обозначенной  $1/\omega C$ , а влияние обратной связи с увеличением частоты уменьшается.

После частоты 10 кГц выходной импеданс быстро падает несмотря на то, что обратная связь по напряжению на этих частотах уже не работает или работает слабо. Снижение выходного импеданса обеспечивается за счет уменьшения импеданса выходной емкости, паразитные параметры которой не учитываются. То есть на частоте выше частот единичного усиления импеданс определяет выходная емкость.

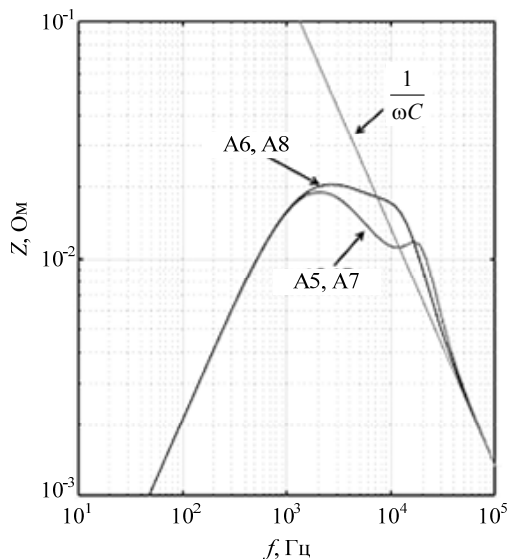


Рис. 11. Зависимость величины выходного импеданса канала РУ на основе вольтодобавочной схемы преобразователя от частоты

### Заключение

Методика получения малосигнальной модели с применением метода коммутационных функций и аналоговых схем моделирования, предложенная в работе, делает процесс построения структурной схемы преобразователя и ее линеаризации наглядным и понятным, переводя его на язык схем.

Передачные функции корректирующих звеньев главного (внешнего) и подчиненного (внутреннего) контуров регулирования, полученные по предлагаемой методике, а также их численные параметры были опробованы на имитационной модели, построенной в среде MATLAB Simulink, которая обладает

всеми основными нелинейностями, присущими реальной импульсно-модуляционной системы.

Динамические характеристики, полученные на имитационной модели, удовлетворяют требованиям, предъявляемым к разрабатываемой системе и подтверждают правильность выбора корректирующих звеньев.

Полученная малосигнальная модель позволяет исследовать выходной импеданс, который является одной из важнейших характеристик энергопреобразующих комплексов, а также исследовать другие характеристики системы.

Работа выполнена на основании договора между АО «ИСС» и Минобрнауки РФ от 01.12.2015 г. № 02.G25.31.0182.

### Литература

1. Шиняков Ю.А. Энергетический анализ структурных схем систем электроснабжения автоматических космических аппаратов // Изв. Том. политехн. ун-та. – 2006. – Т. 309, вып. 8. – С. 152–155.
2. Системы электропитания космических аппаратов / Б.П. Соустин, В.И. Иванчура, А.И. Чернышев, Ш.Н. Исляев. – Новосибирск: ВО «Наука». Сибирская изд. фирма, 1994. – 318 с.
3. Super power subsystem development and application on the 1300 family of spacecraft / C. Greenwood, S. Lenhart, B. Inenaga, C. Jennings, A. Mendelsohn, M. Staley, R. Vaughan // AIAA International Communication Satellite Systems Conference and Exhibit. – 2002. – Vol. 1 – P. 152–157.
4. Abbas A. In-Orbit Performance of Lockheed Martin's Electrical Power Subsystem for A2100 Communication Satellite // AIAA International Communication Satellite Systems Conference and Exhibit. – 2000. – Vol. 1. – P. 28–29.
5. A power conditioning unit for high power geo satellites based on the sequential switching shunt series regulator / A. Garrigos, J. A. Carrasco, J. M. Blanes, E. Sanchis-Kilders // IEEE MELECON Electrotechnical Conference. – 2006. – Vol. 1. – P. 1186–1189.
6. Ich D. Ngo Evolution of Solar Array Shunt Regulators for Boeing Satellites // International Energy Conversion Engineering Conference. – 2009. – Vol. 1. – P. 28–29.
7. Soubrier L. High Power PCU for Alphabus: PSR100V / L. Soubrier, E. Trehet // Proceedings of the 9th European Space Power Conference. – 2011. – P. 43–45.
8. Токовый преобразователь энергии солнечной батареи в системе электропитания космических аппаратов / Ю.М. Казанцев, К.Г. Гордеев, А.Ф. Лекарев и др. // Изв. Том. политехн. ун-та. – 2011. – Т. 319, вып. 4. – С. 148–153.
9. Current-mode control, five different types, used with the three basic classes of power converters: Small-signal AC and large-signal DC characterization, stability requirements, and implementation of practical circuits / R. Redl, N.O. Sokal. // Power Electronics Specialists Conference. – 1985. – Vol. 1. – P. 771–785.
10. Сайт компании Texas Instruments. Average current mode control of switching power supplies [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.ti.com/lit/an/slua079/slua079.pdf>, свободный (дата обращения: 25.02.19).
11. Кобзев А.В. Применение метода коммутационных разрывных функций для построения математических моделей силовых преобразователей / А.В. Кобзев, В.Д. Семенов, Е.К. Фединых // Доклады ТУСУРа. – 2011. – № 2 (24). – С. 58–63.
12. Кабиров В.А. Малосигнальная модель ШИМ преобразователя при использовании метода коммутаци-

онных разрывных функций / В.А. Кабиров, В.Д. Семенов // Научная сессия ТУСУР. – 2017. – № 2. – С. 272–273.

13. Methodology to synthesis of digital regulator for solar battery energy conversion channel in the spacecraft power supply system / Y.A. Shinyakov, V.D. Semenov, V.A. Kabirov, D.S. Torgaeva, M.P. Sukhorukov, R.S. Cevastyanov // Conference: 2017 International Multi-Conference on Engineering, Computer and Information Sciences (SIBIRCON), September 2017.

14. Сайт компании ON Semiconductor. DC-DC Converters Feedback and Control [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.onsemi.com/pub/Collateral/TND352-D.PDF>, свободный (дата обращения: 25.02.19).

15. Кабиров В.А. Экспериментальное исследование малосигнальных частотных характеристик шунтового преобразователя напряжения // Междунар. конф. студентов, аспирантов и молодых ученых «Перспектива развития фундаментальных наук». – 2017. – Т. 7. – С. 54–56.

#### Винтоняк Никита Павлович

Мл. науч. сотр. лаб. импульсно-модуляционных энергетических систем (ЛИМЭС) каф. промышленной электроники (ПрЭ) ТУСУРа  
Вершинина ул., д. 74, г. Томск, Россия, 634034  
Тел.: +7-953-922-24-77  
Эл. почта: nic-nic91@yandex.ru

#### Семенов Валерий Дмитриевич

Канд. техн. наук, профессор каф. ПрЭ ТУСУРа  
Вершинина ул., д. 74, г. Томск, Россия, 634034  
Тел.: +7-913-821-22-92  
Эл. почта: svd@ie.tusur.ru

#### Кабиров Вагиз Александрович

Главный инженер ООО «Вип Электроника»  
Вершинина ул., д. 74, г. Томск, Россия, 634034  
Тел.: +7-952-888-46-13  
Эл. почта: fva@vipelec.com

#### Тюнин Сергей Сергеевич

Мл. науч. сотр. ЛИМЭС каф. ПрЭ ТУСУРа  
Вершинина ул., д. 74, г. Томск, Россия, 634034  
Тел.: +7-923-401-72-99  
Эл. почта: tun89@mail.ru

#### Бородин Данила Борисович

Мл. науч. сотр. ЛИМЭС каф. ПрЭ ТУСУРа  
Вершинина ул., д. 74, г. Томск, Россия, 634034  
Тел.: +7-952-881-65-61  
Эл. почта: borodindanila@mail.ru

Vintonyak N.P., Semyonov V.D., Kabirov V.A., Tyunin S.S., Borodin D.B.

#### Implementation of a two-circuit control system of the energy-generating complex in the mode of stabilization of the output voltage by the energy conversion channel of the battery

The article deals with the two-circuit control system of the power-generating complex of the spacecraft in the mode of stabilization of the output voltage using the channel of the discharge device. In this mode, the voltage is stabilized by pulse-width Converter from the battery. The power part of the pulse-width Converter is made according to the booster circuit.

The technique of constructing a low-signal model of such a Converter, based on the construction of a block diagram using the method of switching functions and analog modeling schemes is specified. The transfer functions of the correcting links of the main (external) and subordinate (internal) control circuits are obtained. The achieved dynamic characteristics of the system are confirmed by simulation in MATLAB Simulink.

**Keywords:** energy conversion complex, dual system of regulation, discharge device, booster circuit pulse inverter small-signal model, frequency characteristics of switching converters, adaptation.

**doi:** 10.21293/1818-0442-2018-21-4-1-61-70

#### References

1. Sinyakov Y. A. Energy analysis of structural schemes of power supply systems for unmanned spacecraft. *News of Tomsk Polytechnic University*, 2006, vol. 309, no. 8, p. 152–155 (in Russ.).
2. Soustun B.P., Ivanchura V.I., Chernyshev A.I., Islyayev S.H.N. *The power supply system of spacecraft*, 1994, 318 p. (in Russ.).
3. Greenwood C., Lenhart S., Inenaga B., Jennings C., Mendelsohn A., Staley M., Vaughan R. Super power subsystem development and application on the 1300 family of spacecraft. *AIAA International Communication Satellite Systems Conference and Exhibit*, 2002, vol. 1, p. 152–157.
4. Abbas A. In-Orbit Performance of Lockheed Martin's Electrical Power Subsystem for A2100 Communication Satellite. *AIAA International Communication Satellite Systems Conference and Exhibit*, 2000, vol. 1, p. 28–29.
5. Garrigos A., Carrasco J.A., Blanes J.M., Sanchis-Kilders E. A power conditioning unit for high power geo satellites based on the sequential switching shunt series regulator. *IEEE MELECON Electrotechnical Conference*, 2006, vol. 1, p. 1186–1189.
6. Ich D. Ngo Evolution of Solar Array Shunt Regulators for Boeing Satellites. *International Energy Conversion Engineering Conference*, 2009, vol. 1, p. 28–29.
7. Soubrier L., Trehet E. High Power PCU for Alphabus: PSR100V. *Proceedings of the 9th European Space Power Conference*, 2011, p. 43–45.
8. Kazancev YU. M., Gordeev K. G., Lekarev A. F. and others. Current Converter of solar battery energy in the power supply system of spacecraft. *News of Tomsk Polytechnic University*, 2011, vol. 319, no. 4, p. 148–153.
9. Current-mode control, five different types, used with the three basic classes of power converters: Small-signal AC and large-signal DC characterization, stability requirements, and implementation of practical circuits / R. Redl, N.O. Sokal // Power Electronics Specialists Conference, 1985, vol. 1, pp. 771–785 (in Russ.).
10. Website of Texas Instruments. Average current mode control of switching power supplies. Access mode: <https://www.ti.com/lit/an/slva079/slva079.pdf>, free (accessed: February 25, 2019).
11. Kobzev A.V., Semenov V.D., Fedinyh E.K. Application of the method of switching discontinuous functions for the construction of mathematical models of power converters. *Proceedings of TUSUR University*, 2011, vol. 2, no. 24, p. 58–63 (in Russ.).
12. Kabirov V.A., Semenov V.D. Low-signal PWM model of the Converter using the method of switching discontinuous functions. *Scientific session of TUSUR University*, 2017, no. 2, p. 272–273 (in Russ.).
13. Shinyakov Y.A., Semenov V.D., Kabirov V.A., Torgaeva D.S., Sukhorukov M.P., Cevastyanov R.S. Methodol-

ogy to synthesis of digital regulator for solar battery energy conversion channel in the spacecraft power supply system. *International Multi-Conference on Engineering, Computer and Information Sciences (SIBIRCON)*, 2017.

14. Website of ON Semiconductor. DC-DC Converters Feedback and Control. Access mode: <http://www.onsemi.com/pub/Collateral/TND352-D.PDF>, free (accessed: February 25, 2019).

15 Kabirov V.A. Experimental study of low-signal frequency characteristics of the shunt voltage Converter. International conference of students, postgraduates and young scientists «Perspective of fundamental Sciences development», 2017, vol. 7, p. 54–56 (in Russ.).

---

**Nikita P. Vintonyak**

Junior researcher Laboratory of pulse-modulated energy systems (LPMES)  
Department of Industrial Electronics (IE)  
Tomsk State University of Control Systems and radioelectronics (TUSUR)  
74, Vershinin st., Tomsk, Russia, 634034  
Phone: +7-953-922-24-77  
Email: nic-nic91@yandex.ru

**Valerij D. Semyonov**

Candidate of Technical Sciences, Professor  
Department of IE TUSUR  
74, Vershinin st., Tomsk, Russia, 634034  
Phone: +7-913-821-22-92  
Email: svd@ie.tusur.ru

**Vagiz A. Kabirov**

Chief Engineer JSC «VIP Electronics»  
74, Vershinin st., Tomsk, Russia, 634034  
Phone: +7-952-888-46-13  
Email: fva@vipelec.com

**Sergej S. Tyunin**

Junior researcher LPMES  
Department of IE TUSUR  
74, Vershinin st., Tomsk, Russia, 634034  
Phone: +7-923-401-72-99  
Email: tun89@mail.ru

**Danila B. Borodin**

Junior researcher LPMES  
Department of IE TUSUR  
74, Vershinin st., Tomsk, Russia, 634034  
Phone: +7-952-881-65-61  
Email: borodindanila@mail.ru

УДК 628.941

А.Ю. Олисовец, В.И. Туев, С.П. Шкарупо, М.В. Хабаров, А.Н. Иванов

## Разработка математической модели преобразователя напряжения с корректором коэффициента мощности для светодиодных источников света

Решается задача разработки математической модели полупроводникового преобразователя напряжения с пассивным корректором коэффициента мощности с уменьшенным значением пульсации выходного напряжения. Модель может быть реализована в любой системе математического моделирования и направлена на анализ тока, потребляемого широким кругом технических решений диодно-емкостных корректоров коэффициента мощности. Предложенная математическая модель применена для расчета формы тока, потребляемого от электрической сети новым устройством с неуправляемым тиристором (динистором), с последующим расчетом значения коэффициента мощности на основе спектрального анализа формы потребляемого тока. Экспериментальные исследования подтвердили высокую точность предложенной модели (различие расчетных значений и экспериментальных данных не превышают 5%). Пульсация выходного напряжения (отношение изменения к максимальному значению) 19%, что меньше, чем в известных технических решениях. Материалы статьи могут быть полезны инженерам-проектировщикам в области преобразовательной электротехники.

**Ключевые слова:** коэффициент мощности, математическая модель, корректор коэффициента мощности, светодиодная лампа, динистор, конденсатор, интервал.

**doi:** 10.21293/1818-0442-2018-21-4-1-71-76

Светодиодные лампы получили широкое распространение благодаря преимуществам, таким как высокое значение световой отдачи, экологическая безопасность и более длительный срок службы. Светодиодные лампы постепенно вытесняют с рынка искусственного освещения традиционные источники света – лампы накаливания и люминесцентные источники света.

Как правило, в конструкции светодиодной лампы предусмотрены выпрямитель и стабилизатор, обеспечивающие неизменное значение тока, протекающего через светодиоды, которые на схеме электрической структурной (рис. 1) обозначены как «Нагрузка».

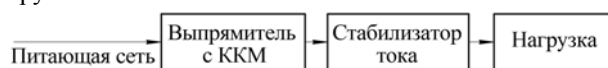


Рис. 1. Схема электрическая структурная источника питания светодиодной лампы

В конструкции источника питания светодиодных источников света, как правило, используется выпрямитель с корректором коэффициента мощности (ККМ).

Активные корректоры обеспечивают более высокое значение коэффициента мощности в сравнении с пассивными [1–4], однако данные устройства имеют высокий уровень электромагнитных помех в радиочастотном диапазоне и требуют применения специальных мер для выполнения требований по электромагнитной совместимости [5–7]. Пассивные корректоры избавлены от этого недостатка и находят применение в устройствах питания светодиодных светотехнических устройств [8–10]. Известные технические решения пассивных ККМ характеризуются изменением напряжения на выходе при варьировании мощности нагрузки [9], большим значением пульсаций выходного напряжения [4].

Математическое моделирование позволяет ускорить проектирование устройств преобразования электрической энергии, провести исследование и разработать новые технические решения с улучшенными параметрами [11, 12].

В настоящей работе рассматривается математическая модель полупроводникового преобразователя напряжения с пассивным корректором коэффициента мощности с уменьшенным значением пульсаций выходного напряжения.

### Математическое моделирование

Схема электрическая принципиальная преобразователя переменного напряжения в постоянное с пассивным корректором коэффициента мощности приведена на рис. 2.

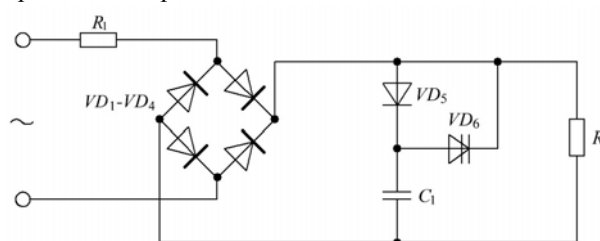


Рис. 2. Схема преобразователя с пассивным ККМ

Устройство содержит двухполупериодный выпрямитель на диодах  $VD_1$ – $VD_4$ , сглаживающий конденсатор  $C_1$ , диод  $VD_5$  и неуправляемый тиристор (динистор)  $VD_6$ .

Для целей последующего анализа используется эквивалентное сопротивление нагрузки  $R_n$  значением 6200 Ом. Выбор такого сопротивления нагрузки обусловлен тем, что при питании преобразователя от сети переменного напряжения 220 В мощность в нагрузке составит 10 Вт – типовое значение светодиодных источников света в форм-факторе ламп накаливания [13].



На диоды  $VD_1$ – $VD_4$  подается переменное входное напряжение

$$U_{\text{вх}}(t) = U_m \cdot \sin(\omega \cdot t), \quad (1)$$

где  $U_m$  – амплитудное значение входного напряжения;  $\omega = 2\pi f$  – круговая частота питающей сети.

Для последующего расчета приняты амплитудное значение напряжения  $U_m$ , равное 311 В, значение частоты питающего напряжения  $f = 50$  Гц. Конденсатор  $C_1$  имеет значение емкости, равное 4,7 мкФ.

Для последующего анализа формы тока и напряжения на элементах цепи применен метод кусочно-линейной аппроксимации вольт-амперных характеристик диодов  $VD_1$ – $VD_5$  [14] с учетом следующих ограничений и допущений:

– значения сопротивлений диодов и динистора при протекании прямого тока приняты одинаковыми и равными  $r = 10$  Ом;

– значение сопротивления питающей сети (источник напряжения  $U_{\text{вх}}$ ) принято равным нулю.

Процессы, протекающие в цепи (рис. 2), можно разделить на повторяющиеся группы из трех временных интервалов. Привязка границ интервалов к форме напряжения на нагрузке в установившемся режиме функционирования преобразователя иллюстрируется рис. 3: первый – от  $t_1$  до  $t_2$ , второй – от  $t_2$  до  $t_3$  и третий – от  $t_3$  до  $t_1+T/2$ , где  $T = 1/f$  – период переменного напряжения питающей электрической сети.

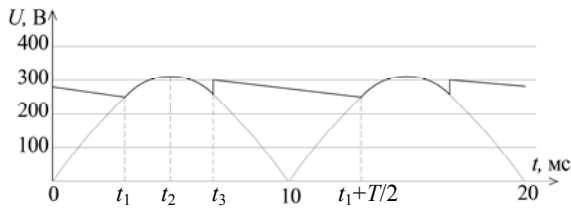


Рис. 3. Форма напряжения на нагрузке

На первом интервале от  $t_1$  до  $t_2$  (см. рис. 3) диод  $VD_5$  прямосмещен, а динистор  $VD_6$  закрыт, конденсатор  $C_1$  заряжается до максимального мгновенного значения входного напряжения. Момент времени  $t_2$  соответствует максимальному значению мгновенного напряжения на нагрузке. Эквивалентная схема цепи, поясняющая процессы в преобразователе для первого интервала, приведена на рис. 4.

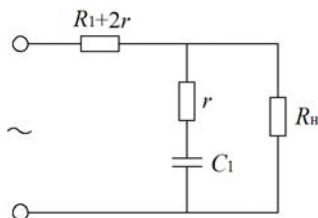


Рис. 4. Эквивалентная схема цепи для первого интервала от  $t_1$  до  $t_2$

Одновременно протекают два процесса:

– ток питающей сети протекает через нагрузку, при этом форма протекающего тока повторяет форму напряжения;

– ток протекает через конденсатор  $C_1$ , заряжая его.

Таким образом, модуль значения тока, потребляемого от электрической сети на первом интервале  $|i_1(t)|$ , равен сумме тока, протекающего через нагрузку  $i_n$ , и тока конденсатора  $C_1$   $i_{C_1}$ :

$$|i_1(t)| = i_n(t) + i_{C_1}(t). \quad (2)$$

Мгновенное значение напряжения на нагрузке  $U_n(t)$  определяется по формуле (3) модулем мгновенного значения входного напряжения [3] и сдвигом фазы  $\varphi_1$

$$U_n(t) = U_{m1} \cdot |\sin(\omega \cdot t + \varphi_1)|, t = t_2, \dots, t_3, \quad (3)$$

где  $U_{m1}$  – амплитуда напряжения на нагрузке на первом интервале;  $\varphi_1$  – сдвиг фазы напряжения на нагрузке относительно  $U_{\text{вх}}$  на первом интервале.

Численные значения амплитуды  $U_{m1}$  и тока, протекающего через нагрузку на первом интервале, находятся операторным методом анализа и рассчитываются по формулам

$$i_n(t) = \frac{U_{m1}}{R_n} \cdot |\sin(\omega \cdot t + \varphi_1)|, t = t_1, \dots, t_2, \quad (4)$$

$$U_{m1} = U_m |W_1(p)|, \quad (5)$$

где  $W_1$  – передаточная функция от входных зажимов к нагрузке.

Численное значение фазы  $\varphi_1$  определяется по формуле

$$\varphi_1 = \text{Arg}(W_1(p)). \quad (6)$$

Значение передаточной функции  $W_1$  определяется по формуле

$$W_1(p) = \frac{Y}{Y + 2r + R_1}, \quad (7)$$

где  $Y$  – эквивалентное комплексное сопротивление параллельно включенных сопротивлений нагрузки и цепи из последовательно соединенных  $r$  и  $C_1$ . Значение  $Y$  определяется по формулам

$$Y = \frac{R_n \cdot Z}{R_n + Z}, \quad (8)$$

$$Z = r + \frac{1}{p \cdot C_1}. \quad (9)$$

В момент времени, непосредственно предшествующий  $t_1$ , конденсатор  $C_1$  имеет остаточный заряд, поэтому изменение напряжения на нем на первом интервале  $U_{C_1}(t)$  определяется классическим методом анализа переходных процессов [14] в виде суммы установившейся  $U_{C_1V}$  и свободной  $U_{C_1CB}$  составляющих:

$$U_{C_1}(t) = U_{C_1V}(t) + U_{C_1CB}(t). \quad (10)$$

Установившееся напряжение на конденсаторе равно

$$U_{C_1V}(t) = U_{m1} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega \cdot \tau_1)^2}} \cdot |\sin(\omega \cdot t + \varphi_1 + \varphi_2)|, \quad (11)$$

где  $\varphi_2 = -\arctg(\omega \cdot \tau_1)$  – сдвиг фазы между установившимся напряжением на конденсаторе  $C_1$  и  $U_n(t)$ ;  $\tau_1 = r \cdot C_1$  – постоянная времени цепи  $r \cdot C_1$ .

Свободная составляющая напряжения на конденсаторе определяется по формуле

$$U_{C1CB}(t) = A_1 \cdot e^{-t/\tau_2}, \quad (12)$$

где  $A_1$  – постоянная интегрирования;  $\tau_2$  – постоянная времени, значение которой определяется по формуле

$$\tau_2 = C_1 \cdot \left( r + \frac{(2r + R_1) \cdot R_H}{(2r + R_1) + R_H} \right). \quad (13)$$

Подставляя (11) и (12) в (10), получим формулу для расчета переходного напряжения на конденсаторе

$$U_{C1}(t) = \frac{U_{m1}}{\sqrt{1 + (\omega\tau_1)^2}} \cdot \sin(\omega t + \varphi_1 + \varphi_2) + A_1 e^{-t/\tau_2}. \quad (14)$$

Полагая, что значение напряжения на конденсаторе перед началом переходного процесса равно напряжению в начале переходного процесса  $U_{C1}(-t_1) = U_{C1}(t_1)$ , значение постоянной интегрирования определим по формуле

$$A_1 = U_{C1}(t_1) - \frac{U_{m1}}{\sqrt{1 + (\omega\tau_1)^2}} \cdot \sin(\omega t_1 + \varphi_1 + \varphi_2). \quad (15)$$

Временную зависимость напряжения на конденсаторе  $C_1$  на первом интервале можно записать в виде

$$U_{C1}(t) = \frac{U_{m1}}{\sqrt{1 + (\omega\tau_1)^2}} \cdot \sin(\omega t + \varphi_1 + \varphi_2) + (U_{C1}(t_1) - \frac{U_{m1}}{\sqrt{1 + (\omega\tau_1)^2}} \cdot \sin(\omega t_1 + \varphi_1 + \varphi_2)) \cdot e^{-t/\tau_2}, t = t_1, \dots, t_2. \quad (16)$$

Временная зависимость тока, протекающего через конденсатор  $C_1$ , определяется выражением

$$i_{C1}(t) = C_1 \frac{dU_{C1}(t)}{dt}, t = t_1, \dots, t_2. \quad (17)$$

После вычислений по формулам (3)–(17) и подстановки  $i_{C1}$  в (2) определяется значение потребляемого тока на первом интервале.

На втором интервале от  $t_2$  до  $t_3$  (см. рис. 3) диод  $VD_5$  и динистор  $VD_6$  закрыты. Начинается второй интервал с момента времени, при котором мгновенное значение модуля напряжения на нагрузке становится меньше остаточного потенциала на конденсаторе  $C_1$ , а заканчивается моментом превышения разности мгновенного значения модуля напряжения на нагрузке и остаточного потенциала на конденсаторе  $C_1$  напряжения открывания динистора. Эквивалентная схема цепи, поясняющая процессы в выпрямителе с пассивным ККМ для второго интервала, приведена на рис. 5.

Ток, потребляемый от электрической сети на втором интервале  $i_2(t)$ , определяется током, протекающим через нагрузку  $i_{H2}$ . Конденсатор  $C_1$  имеет напряжение, значение которого на втором интервале не изменяется.

Ток, протекающий через нагрузку  $i_{H2}$ , находится операторным методом анализа и рассчитывается по формулам

$$i_{H2} = \frac{U_{m2}}{R_H} \cdot \sin(\omega t), t = t_2, \dots, t_3, \quad (18)$$

где  $U_{m2}$  – амплитуда напряжения на нагрузке на втором интервале.

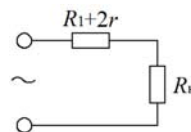


Рис. 5. Эквивалентная схема цепи для второго интервала от  $t_2$  до  $t_3$  по приведенным формулам

Значение амплитуды напряжения на нагрузке на втором интервале определяется по формуле

$$U_{m2} = U_m K_2, \quad (19)$$

где  $K_2$  – коэффициент передачи цепи от входных зажимов к нагрузке.

Значение  $K_2$  рассчитывается по формуле

$$K_2 = \frac{R_H}{R_H + 2r + R_1}. \quad (20)$$

На третьем интервале от  $t_3$  до  $t_1 + T/2$  диод  $VD_5$  закрыт, динистор  $VD_6$  открыт. Напряжение на нагрузке возрастает почти до амплитудного значения. Конденсатор  $C_1$  через открытый динистор  $VD_6$  разряжается через нагрузку (рис. 6).

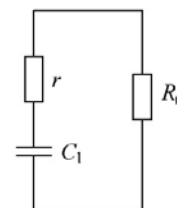


Рис. 6. Эквивалентная схема цепи для третьего интервала от  $t_3$  до  $t_1 + T/2$

Напряжение на конденсаторе  $C_1$  экспоненциально уменьшается относительно начального значения в момент времени  $t_3$

$$U_{C1}(t) = U_{m2} e^{-t/\tau_3}, t = t_3, \dots, t_1 + T/2, \quad (21)$$

где  $U_{m2}$  – начальное значение напряжения на конденсаторе;  $\tau_3$  – постоянная времени цепи, изображенной на рис. 6.

Значение  $\tau_3$  определяется по формуле

$$\tau_3 = C_1 (r + R_H), \quad (22)$$

а напряжение на нагрузке – по формуле

$$U_H(t) = U_{C1}(t) \frac{R_H}{R_H + r}. \quad (23)$$

Потребляемый от сети ток на данном интервале времени отсутствует.

Для построения временной зависимости напряжений и токов на третьем интервале необходимо найти численные значения  $t_1$  и  $t_3$ .

Численное значение  $t_3$  находится из уравнения

$$U_{m1} - U_H(t_3) = U_{0VD6}, \quad (24)$$

где  $U_{0VD6}$  – напряжение открывания динистора  $VD_6$ .

Момент времени  $t_1$  находится при решении трансцендентного уравнения [9]

$$U_{m2} \cdot \sin(\omega \cdot t_1) = U_{m2} \cdot e^{-\frac{t_1 + T/2 - t_3}{\tau_3}}. \quad (25)$$

Зная численные значения моментов времени  $t_1$ ,  $t_2$  и  $t_3$ , можно построить форму напряжения на нагрузке (см. рис. 3) и форму потребляемого тока (рис. 7).

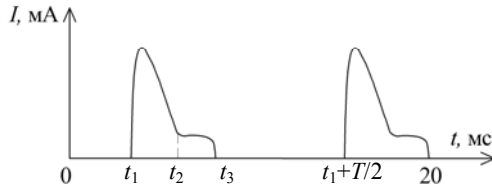


Рис. 7. Форма потребляемого тока

Для анализа гармонического состава тока необходимо функцию, описывающую форму потребляемого тока (см. рис. 7), разложить в ряд Фурье согласно формуле

$$I(t) = I_0 + \sum_{k=1}^{\infty} a_k \cdot \cos(k\omega t) + \sum_{k=1}^{\infty} b_k \cdot \sin(k\omega t), \quad (26)$$

где  $a_k$ ,  $b_k$  – коэффициенты разложения в ряд Фурье [9].

Коэффициент мощности  $K_p$  находится согласно формуле

$$K_p = \frac{P}{S}, \quad (27)$$

где  $P$  – активная потребляемая мощность;  $S$  – полная потребляемая мощность.

Значения активной и полной потребляемой мощности определяются соотношениями [15]

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T U_{\text{вх}}(t) \cdot (a_1 \cdot \cos(\omega t) + b_1 \cdot \sin(\omega t)), \quad (28)$$

$$S = U_m \cdot \sqrt{I_0^2 + \sum_{k=1}^{\infty} \left[ \frac{1}{T} \int_0^T a_k \cdot \cos(k\omega t) + b_k \cdot \sin(k\omega t) \right]^2}. \quad (29)$$

Расчет проведен по формулам (1)–(29) в среде MathCAD. Расчетные значения коэффициента мощности при изменении значения резистора  $R_1$  приведены в таблице.

#### Экспериментальная проверка предложенной математической модели

Для экспериментальной проверки полученных расчетных результатов разработан и изготовлен макет преобразователя с пассивным ККМ согласно электрической схеме, изображенной на рис. 2. Использовались выпрямительные диоды  $VD_1$ – $VD_5$  типа N4004 ввиду их популярности и доступности, конденсатор  $C_1$  типа K50-15 емкостью 4,7 мкФ, динистор  $VD_6$  типа K1182КП1 с напряжением открывания 57 В.

Измерения формы тока и напряжения осуществлялись с помощью осциллографа Fluke 190-062, имеющего относительную погрешность  $\pm 2,1\%$ . Изображения экрана осциллографа приведены на рис. 8–9.

Форма тока получена косвенным методом по падению напряжения на резисторе значением 15 Ом.

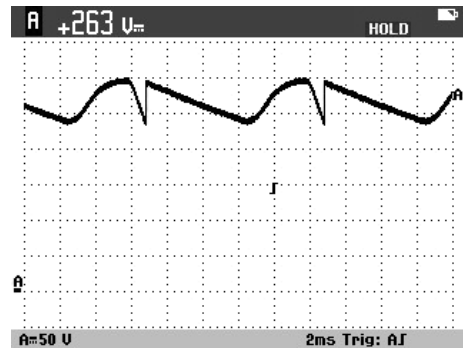


Рис. 8. Изображение экрана осциллографа с формой напряжения на нагрузке

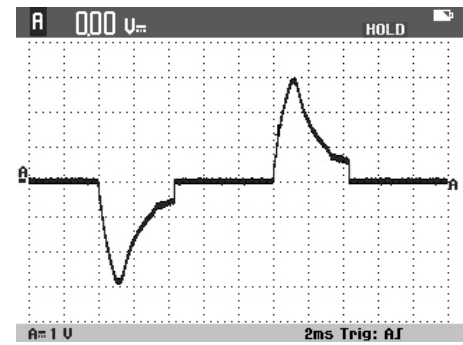


Рис. 9. Изображение экрана осциллографа с формой потребляемого тока

Измерения коэффициента мощности осуществлялись с помощью измерителя мощности GW instek GPM-8212, имеющего относительную погрешность  $\pm 0,2\%$ . Значения резистора  $R_1$ : 15, 22, 43, 82 и 100 Ом. Измеренные значения коэффициента мощности приведены в таблице.

#### Расчетные и измеренные значения коэффициента мощности преобразователя с пассивным ККМ

Резистор $R_1$ , Ом	Значения коэффициентов мощности		Разница между расчетным и измеренным значениями, %
	расчетное	измеренное	
15	0,692	0,723	4,48
22	0,696	0,728	4,6
43	0,713	0,745	4,49
82	0,738	0,77	4,34
100	0,746	0,78	4,56

Отличия между расчетными и измеренными значениями коэффициента мощности составляют не более 5%, что свидетельствует об адекватности математической модели.

#### Заключение

В данной работе представлена математическая модель полупроводникового преобразователя напряжения с пассивным корректором коэффициента мощности на динисторе в виде математических соотношений для определения мгновенных значений тока, потребляемого от электрической сети. На периоде переменного напряжения электрической сети выделены три характерных участка, в которых осуществляется анализ потребляемого тока. Экспериментальными исследованиями подтверждено, что отличие между расчетными и измеренными значе-

ниями коэффициента мощности не превышают 5%. Пульсация выходного напряжения 19%, что меньше, чем в известных технических решениях. Результаты работы могут быть полезны инженерам-проектировщикам в области преобразовательной электротехники.

Работа выполнена при финансовой поддержке Минобрнауки в рамках проекта RFMEFI57717X0266.

### Литература

1. Григорьев В. Коррекция коэффициента мощности во вторичных источниках электропитания / В. Григорьев, Е. Дуплякин // Электронные компоненты. – 2000. – № 2. – С. 66–68.
2. Краснов И.Ю. Проектирование активного корректора коэффициента мощности и имитационное моделирование его работы / И.Ю. Краснов, В.Н. Черемисин // Изв. Том. политехн. ун-та. – 2009. – Т. 314, № 4. – С. 92–97.
3. Климов В.П. Схемотехника однофазных корректоров коэффициента мощности / В.П. Климов, В.И. Федосеев // Практическая силовая электроника. – 2002. – № 8. – С. 23–28.
4. Каюков Д.С. Анализ и проектирование корректора коэффициента мощности / Д.С. Каюков, И.Г. Недолужко // Практическая силовая электроника. – 2003. – № 11. – С. 20–25.
5. Чаплыгин Е.Е. Спектральное моделирование корректоров коэффициента мощности / Е.Е. Чаплыгин, Хоанг Ан Нгуен // Практическая силовая электроника. – 2004. – № 15. – С. 23–28.
6. Чаплыгин Е.Е. Спектральные модели корректоров коэффициента мощности с ШИМ // Практическая силовая электроника. – 2003. – № 11. – С. 26–31.
7. Махлин А. Особенности проектирования блока питания для светодиодных ламп // Полупроводниковая светотехника. – 2011. – № 1. – С. 30–33.
8. Иванов В. Типовые схемы корректоров коэффициента мощности / В. Иванов, Д. Панфилов // Chip News. 1997. – № 9–10. – С. 38–45.
9. Твердов И. Пассивные корректоры коэффициента мощности для однофазных и трехфазных модулей питания // Силовая электроника. – 2009. – № 4. – С. 8–11.
10. Григорьев В. Коррекция коэффициента мощности во вторичных источниках электропитания / В. Григорьев, Е. Дуплякин // Электронные компоненты. – 2000. – № 2. – С. 66–68.
11. Корольский Д.А. Формирование постоянного тока в источниках питания светодиодных светильников повышенной надежности / Д.А. Корольский, Г.Я. Михальченко, С.Г. Михальченко // Доклады ТУСУР. – 2017. – № 4, Т. 20. – С. 149–154.
12. Михальченко Г.Я. Математическая модель однофазного корректора коэффициента мощности / Г.Я. Михальченко, А.А. Малаханов // Доклады ТУСУР. – 2008. – № 2 (18), ч. 2. – С. 143–149.
13. Клыков М.Е. Современное состояние и перспективы развития пускорегулирующих и управляющих устройств для разрядных и светодиодных источников света / М.Е. Клыков, Т.А. Агафонова // Светотехника. – 2017. – № 3. – С. 10–16.
14. Демирчян К.С. Теоретические основы электротехники / К.С. Демирчян, Л.Р. Нейман. – 4-е изд. – СПб.: Питер, 2003. – Т. 2. – 570 с.
15. Мощность при несинусоидальных напряжениях и токах [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://megalektsii.ru/s18128t2.html>, свободный (дата обращения: 28.10.2018).

### Олисовец Артём Юрьевич

Аспирант каф. радиоэлектронных технологий и экологического мониторинга (РЭТЭМ) Томского государственного ун-та систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР)  
Ленина пр-т, д. 40, г. Томск, Россия, 634050  
Тел.: 8-952-897-66-89  
Эл. почта: celll@list.ru

### Туев Василий Иванович

Д-р техн. наук, зав. каф. РЭТЭМ ТУСУРа  
Ленина пр-т, д. 40, г. Томск, Россия, 634050  
Тел.: (382-2) 70-15-06  
Эл. почта: tvi\_retem@main.tusur.ru

### Шкарупо Семен Петрович

Аспирант каф. РЭТЭМ ТУСУРа  
Ленина пр-т, д. 40, г. Томск, Россия, 634050  
Тел.: 8-952-886-66-03  
Эл. почта: rk9uba@yandex.ru

### Хабаров Михаил Васильевич

Вед. инж. лаб. технологии светодиодов НИИ СТ ТУСУРа  
Ленина пр-т, д. 40, г. Томск, Россия, 634050  
Тел.: 8 (382-2) 90-01-08

### Иванов Андрей Николаевич

Инж. I кат. лаб. технологии светодиодов НИИ СТ ТУСУРа  
Тел.: 8 (382-2) 90-01-08  
Ленина пр-т, д. 40, г. Томск, Россия, 634050  
Эл. почта: unl\_ita@main.tusur.ru

Olisovets A.Yu., Tuev V.I., Shkarupo S.P.,  
Khabarov M.V., Ivanov A.N.

### Development of a mathematical model of a voltage converter with a power factor corrector for LED light sources

The article solves the problem of developing a mathematical model of a semiconductor voltage converter with a passive power factor corrector. The model can be implemented in any system of mathematical modeling and is aimed at analyzing the current consumed by a wide range of technical solutions of diode-capacitive power factor correctors. The proposed mathematical model is applied to calculate the form of current consumed from the electrical network by a new device with uncontrolled thyristic (dynistor) with the subsequent calculation of the power factor value based on the spectral analysis of the form of current consumed. Experimental studies confirmed the high accuracy of the proposed model (the difference in calculated values and experimental data does not exceed 5%). Materials of the article may be useful for design engineers in the field of converting electrical engineering.

**Keywords:** power factor, mathematical model, power factor corrector, LED lamp, dynistor, capacitor, interval.

**doi:** 10.21293/1818-0442-2018-21-4-1-71-76

### References

1. Grigoriev V., Duplyakin E. Correction of power factor in secondary power supplies. *Electronic components*, 2000, № 2, pp. 66–68 (in Russ.).
2. Krasnov I.Yu., Cheremisin V.N. Designing an active power factor corrector and simulation modeling of its. *News of Tomsk Polytechnic University*, 2009, vol. 314, № 4, pp. 92–97 (in Russ.).

3. Klimov V.P., Fedoseev V.I. Circuit design of single-phase power factor corrections. *Practical power electronics*, 2002, № 8, pp. 23–28 (in Russ.).
4. Kayukov D.S., Nedoluzhko I.G. Analysis and design of power factor corrector. *Practical power electronics*, 2003, № 11, pp. 20–25 (in Russ.).
5. Chaplygin E.E., Hoang An Nguyen. Spectral modeling of power factor corrector. *Practical power electronics*, 2004, № 15, pp. 23–28 (in Russ.).
6. Chaplygin E.E. Spectral models of power factor correctors with PWM. *Practical power electronics*, 2003, № 11 pp. 26–31 (in Russ.).
7. Makhlin A. Features of the design of the power supply for LED lamps. *Semiconductor lighting*, 2011, № 1. pp. 30–33 (in Russ.).
8. Ivanov V., Panfilov D. Typical Circuits of Power Factor Correctors. *Chip News*, 1997, № 9-10, pp. 38–45 (in Russ.).
9. Tverdov I. Passive power factor correctors for single-phase and three-phase power supply modules. *Power Electronics*, 2009, № 4, pp. 8–11 (in Russ.).
10. Grigoriev V., Duplyakin E. Correction of power factor in secondary power supplies. *Electronic components*, 2000, № 2, pp. 66–68 (in Russ.).
11. Korolsky D.A., Mikhailchenko G.Ya., Mikhailchenko / S.G. Formation of direct current in the power sources of LED lamps of increased reliability., 2017, № 4, vol. 20, pp. 149–154 (in Russ.).
12. Mikhailchenko G.Ya., Malakhanov A.A. Mathematical model of a single-phase power factor corrector. *Reports of TUSUR*, 2008, № 2 (18), vol 2, pp. 143–149 (in Russ.).
13. Klykov M.E., Agafonov T.A. The current state and prospects of development of ballasts and control devices for bit and LED light sources. *Light engineering*, 2017, № 3, pp. 10–16 (in Russ.).
14. Demirchyan K.S., Neyman L.R. *Theoreticheskie osnovy elektrotehniki* [Theoretical fundamentals of electrical engineering]. Saint Petersburg, SPb.: Peter, 2003, vol. 2, 570 p.
15. Power at non-sinusoidal voltages and currents [Electronic resource]. Available at: <https://megalektsii.ru/s18128t2.html>, (accessed: October 28, 2018).

**Artem Y. Olisovets**

PhD student, Department of Radio Electronic Technology and Environmental Monitoring (RETEM)  
Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics (TUSUR)  
40, Lenin pr., Tomsk, Russia, 634050  
Phone: +7-952-897-66-89  
Email: celll@list.ru

**Vasily I. Tuev**

Doctor of Engineering, Department RETEM TUSUR  
40, Lenin pr., Tomsk, Russia, 634050  
Phone: +7 (382-2) 70-15-06  
Email: tvi\_retem@main.tusur.ru

**Semen P. Shkarupo**

PhD student, Department RETEM TUSUR  
40, Lenin pr., Tomsk, Russia, 634050  
Phone: +7-952-886-66-03  
Email: rk9uba@yandex.ru

**Mihail V. Khabarov**

Leading engineer/Laboratory of LED Technology.  
Research Institute of LED Technology (NII ST) TUSUR  
40, Lenin pr., Tomsk, Russia, 634050  
Phone: +7 (382-2) 90-01-08  
Email: unl\_ita@main.tusur.ru

**Andrey N. Ivanov**

Engineer of the first category NII ST TUSUR  
40, Lenin pr., Tomsk, Russia, 634050  
Phone: +7 (382-2) 90-01-08  
Email: unl\_ita@main.tusur.ru

УДК 628.987

А.Д. Гончаров, В.И. Туев

## Оценка эффективности светораспределения осветительных приборов

Выполнена разработка методики оценки эффективности светораспределения осветительных приборов. Предложено для оценки эффективности светораспределения осветительных приборов ввести параметр по оценке коэффициента полезного действия. Оценка эффективности светораспределения выполнена для стандартных типов кривых силы света и для осветительных установок и систем для выращивания микроводорослей промышленного, тепличного, типового офисного и промышленного назначений. Результаты статьи могут быть полезны специалистам, занимающимся проектированием осветительных установок и систем, разработкой осветительных приборов, а также специалистам, работающим в энергетических отраслях.

**Ключевые слова:** коэффициент использования светового потока, тепличные облучательные установки, оптическая система облучательной установки, кривая сила света, светодиодные осветительные приборы, промышленные осветительные системы, системы для выращивания микроводорослей промышленного назначения.

**doi:** 10.21293/1818-0442-2018-21-4-1-77-82

Как отмечено в работе [1], одним из важных параметров, по которому осуществляется выбор осветительного прибора (ОП) для применения его в конкретной осветительной установке (ОУ), является полезный угол излучения – угол, в котором заключен полезный световой поток и который характеризует эффективность использования кривой силы света (КСС) осветительного прибора (ОП) в ОУ [2]. Согласно [2] полезный угол излучения – часть угла излучения, в котором заключен световой поток ОП, полезный для конкретного применения ОП. В [1] разработана методика, которая позволяет рассчитать полезный угол излучения ОП для конкретной ОУ.

Методика [1] основана на поэтапном урезании угла излучения путем присвоения нулевого значения параметру интенсивности конкретного угла в фотометрическом файле. Дальнейший расчет сводится к определению коэффициента использования светового потока при помощи разработанной авторами методики [3] и построению зависимости коэффициента использования светового потока от угла излучения. По полученной зависимости определяется участок, в котором коэффициент использования не изменяется при увеличении угла излучения. Угол, при котором коэффициент использования светового потока не изменяется, является полезным углом излучения.

Полезный угол излучения, с одной стороны, показывает на полезное использование светового потока конкретных участков кривой силы света (КСС), за счет чего происходит формирование результирующей средней освещенности или облученности на рассматриваемой поверхности, с другой стороны, не дает численного представления в виде параметра коэффициента полезного действия (КПД) – насколько эффективно используется светораспределение в конкретной ОУ [2].

В работе [4] приводится зависимость накопленного светового потока на рабочей поверхности от угла излучения ОП при конкретной рассматриваемой ОУ и заданной КСС. Даны рекомендации в виде документов в зависимости от области применения осветительных приборов:

– руководство по жилому направленному освещению (акцентному освещению) [5, 6], в котором приводятся рекомендации по выбору оптимального светораспределения. Для этих целей вводится термин Beam Spread или Beam angle, который определяется из светораспределения ОП как угол, при котором сила света составляет 50% от максимальной силы света. Для этих целей, как отмечается в работе [5], наиболее востребованными являются углы от 10 до 30 град;

– руководство по-уличному и дорожному освещению [7], в котором приводятся рекомендации по выбору эффективного светораспределения при помощи параметра *LSAE* (Luminaire System Application Efficacy), который определяется как отношение полезного светового потока к потребляемой мощности ОП.

Задачу оценки эффективного светораспределения ОП уличного типа пытались решать авторы работ [8, 9]. В работе [8] оценка осуществляется при помощи параметра *LSAE* [7], в работе [9] оценка осуществляется при помощи расчета значения коэффициента использования светового потока [10]. Но, как известно, коэффициент использования светового потока связан с полезным световым потоком линейно, поэтому параметр *LSAE* можно выразить через коэффициент использования светового потока, что и отмечается в работе [8]. Но одно дело, когда речь идет об уличных ОУ, в которых отсутствуют многократные переотражения от поверхностей, что исключает возможность попадания на рабочую поверхность световых лучей 1, 2, ..., *n*-го порядков, а другое – о внутренних ОУ, в которых средняя освещенность складывается не только от прямого попадания световых лучей от ОП, но и от световых лучей, переотраженных от поверхностей помещения. По этой причине автор работы [9] дал определение коэффициенту использования светового потока для уличных открытых площадей как «доля светового потока светильников, которая преобразуется в освещенность расчетных поверхностей и характеризует эффективность светораспределения осветительного

прибора. Для идеальной кривой силы света (КСС) он равен единице, т.е. 100% светового потока светильника преобразуется в освещенность расчетной поверхности».

В ОУ закрытого типа коэффициент использования светового потока, характеризующий долю полезного светового потока, упавшего на освещаемую площадку, по отношению к световому потоку, может составлять больше единицы [3, 11], что нельзя считать за значение КПД светораспределения. Поэтому для определения наиболее эффективного светораспределения приходится ориентироваться на максимальное значение коэффициента использования светового потока или максимальное значение параметра LSAE.

Если для определения КПД светораспределения ОУ закрытого типа взять за основу методику расчета [3], присвоив коэффициентам отражения поверхностей ОУ значения «0», используя методику расчета КПД светораспределения для ОУ открытого типа, то при расчете не будут учитываться световые лучи, отраженные от стен и потолка, что может привести к большой ошибке при расчете.

Таким образом, для оценки КПД светораспределения ОУ открытого типа, например уличного освещения, можно применить методику расчета коэффициента использования светового потока, опубликованную, например, в работе [3], а для оценки КПД светораспределения ОУ закрытого типа (внутренние помещения) необходимо провести работу по разработке методики расчета.

Исходя из вышесказанного, целью данной работы является разработка методики расчета КПД светораспределения ОП для ОУ и осветительных систем закрытого типа.

Для достижения поставленной цели необходимо решить следующие задачи:

- определиться с вариантами рассматриваемых ОУ, имеющих разные индексы ОУ;

- определиться с вариантом ОУ, коэффициент использования светового потока ( $UF$ ) которой будет наиболее объективно оценивать эффективность светораспределения ОП, и рассчитать  $UF$ ;

- выполнить расчет  $UF$  для КСС типа Д [12] с коэффициентами отражения поверхностей ОУ: для потолка 70%, стен 50%, пола 30%, соответствующими типовым помещениям офисного типа [13];

- выполнить расчет  $UF$  с коэффициентами отражения поверхностей ОУ: для потолка 0%, стен 0%, пола 0%, соответствующими расчету  $UF$  для ОУ открытого типа;

- выполнить расчеты полезного угла излучения  $\varphi_n$ ;

- построить зависимости  $UF = UF(i)$ ,  $\varphi_n = \varphi_n(i)$ ,  $UF = UF(\varphi_n)$  и, исходя из них, определиться с наиболее точной методикой оценки эффективности светораспределения ОП;

- выполнить расчет эффективности светораспределения по разработанному авторами методу для стандартных КСС типа К, Г, Д, М, Л, С, Ш для ОУ по выращиванию микроводорослей промышленного

назначения, тепличного назначения, промышленного типа.

Для разработки методики определены варианты рассматриваемых ОУ, которые приведены в табл. 1. В рассматриваемых вариантах исходили из того, чтобы длина помещения  $L$ , ширина  $W$ , количество осветительных приборов и их размещение были одинаковыми. Для получения требуемых индексов ОУ изменялась высота ОУ  $H_M$ .

Таблица 1

Варианты рассматриваемых ОУ					
$L$ , м	$W$ , м	$H_M$ , м	Количество осветительных приборов, шт.	Порядок размещения ОП в помещении по длине и ширине, шт.	$i$
10,0	10,0	10,0	100	10-10	0,5
10,0	10,0	5,00	100	10-10	1,0
10,0	10,0	3,33	100	10-10	1,5
10,0	10,0	2,50	100	10-10	2,0
10,0	10,0	2,00	100	10-10	2,5
10,0	10,0	1,67	100	10-10	3,0
10,0	10,0	1,43	100	10-10	3,5
10,0	10,0	1,25	100	10-10	4,0
10,0	10,0	1,11	100	10-10	4,5
10,0	10,0	1,00	100	10-10	5,0
10,0	10,0	0,83	100	10-10	6,0
10,0	10,0	0,71	100	10-10	7,0
10,0	10,0	0,63	100	10-10	8,0
10,0	10,0	0,56	100	10-10	9,0
10,0	10,0	0,50	100	10-10	10,0
10,0	10,0	0,33	100	10-10	15,0
10,0	10,0	0,25	100	10-10	20,0
10,0	10,0	0,20	100	10-10	25,0
10,0	10,0	0,17	100	10-10	30,0
10,0	10,0	0,14	100	10-10	35,0
10,0	10,0	0,13	100	10-10	40,0

Индекс помещения (ОУ)  $i$  рассчитывается по известной формуле [10]

$$i = L \cdot W / (H_M \cdot (L + W)),$$

где  $L$  – длина помещения, м;  $W$  – ширина помещения, м;  $H_M$  – высота монтажа ОП относительно рабочей плоскости, м.

При разработке методики оценки светораспределения ОП исходили из того, что значение должно учитывать отражения от потолка и стен, но при этом должны исключаться многократные переотражения от потолка, стен, пола.

Единственным, по мнению авторов, является вариант ОУ, когда коэффициенту отражения пола присваивается значение 0%, что исключает многократные переотражения, но при этом учитываются первичные отражения от потолка и стен. Значение коэффициента использования светового потока в таком случае не превышает 1.

Для разработки методики выполнен расчет  $UF$  для следующих ОУ:

- офисного типа (ОУ №1): с коэффициентами отражения потолка 70%, стен 50%, пола 30% (согласно СП 367.1325800.2017 со следующими изменениями: вместо коэффициента отражения пола 40%

принят по табл. А.3 настоящего СП для потемневшего дерева коэффициент отражения – 30%);

– с целью отсутствия отражения от поверхностей помещения (ОУ №2): с коэффициентами отражения потолка 0%, стен 0%, пола 0%;

– с целью исключения многократных переотражений (ОУ №3): с коэффициентами отражения потолка 7%, стен 50%, пола 0%;

За основу выбран виртуальный квазиточечный осветительный прибор с КСС типа Д по ГОСТ Р 54350–2015 (рис. 1) размером 1×1×1 мм<sup>3</sup> со световым потоком 10000 лм, КСС которого приведена на рис. 1.

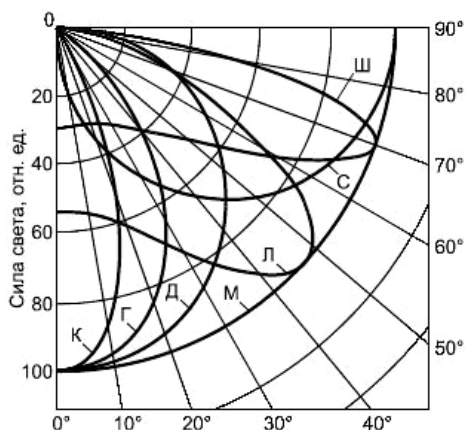


Рис. 1. Стандартные типы кривых силы света [12]

На основе выбранного типа КСС создан фотометрический файл с расширением \*.ies согласно Международному стандарту IESNA:LM-63-1995.

Для расчета полезного угла излучения  $\varphi_n$  применена разработанная авторами методика [1] со следующими дополнениями:

– коэффициент использования светового потока при увеличении угла излучения считается стабильным, если его изменение не превышает 1%. Данное требование имеет место для определения времени тепловой стабилизации ОП, которое определяется по ГОСТ Р 54350–2015 как время, в пределах которого падение светового потока должно быть меньше или равно 1%. По этой причине авторами предлагается за основу взять аналогичный способ определения стабильного участка на зависимости коэффициента использования светового потока от угла излучения для определения полезного угла излучения.

Результаты расчета коэффициентов использования светового потока и полезных углов излучения приведены в табл. 2.

Таблица 2

Результаты расчета

i	ОУ № 1		ОУ № 2		ОУ № 3	
	UF	$\varphi_n$	UF	$\varphi_n$	UF	$\varphi_n$
	2	3	4	5	6	7
0,5	0,3427	159,8	0,2002	87,7	0,3212	159,7
1,0	0,6226	160,6	0,4164	121,1	0,5630	160,5
1,5	0,7757	160,5	0,5496	135,0	0,6819	160,5
2,0	0,8715	160,6	0,6346	142,5	0,7510	160,7
2,5	0,9366	160,9	0,6936	147,1	0,7959	161,8

Продолжение табл. 2

1	2	3	4	5	6	7
3,0	0,9830	161,8	0,7363	150,6	0,8268	161,8
3,5	1,0189	162,3	0,7696	153,0	0,8504	162,4
4,0	1,0470	162,3	0,7960	154,5	0,8696	162,5
4,5	1,0695	162,6	0,8176	155,6	0,8838	162,6
5,0	1,0885	162,8	0,8352	156,6	0,8963	163,0
6,0	1,1197	163,3	0,8639	158,9	0,9153	163,4
7,0	1,1424	163,8	0,8855	160,3	0,9296	163,7
8,0	1,1585	163,8	0,9005	161,1	0,9388	163,9
9,0	1,1713	164,2	0,9136	161,6	0,9461	164,0
10,0	1,1849	164,4	0,9252	162,1	0,9542	164,7
15,0	1,2216	166,0	0,9590	163,6	0,9747	166,0
20,0	1,2392	166,4	0,9739	164,4	0,9840	166,4
25,0	1,2494	166,9	0,9822	165,3	0,9892	166,8
30,0	1,2534	167,1	0,9866	165,8	0,9920	167,2
35,0	1,2584	167,1	0,9905	166,1	0,9942	167,2
40,0	1,2589	168,2	0,9917	166,3	0,9949	167,2

Из полученных результатов расчета получены зависимости  $UF = UF(i)$ ,  $\varphi_n = \varphi_n(i)$ ,  $UF = UF(\varphi_n)$  (рис. 2–4 соответственно).

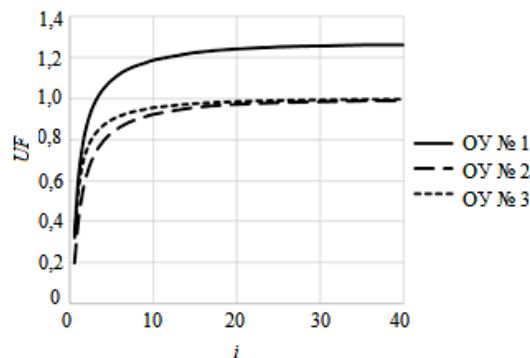


Рис. 2. Зависимость коэффициента использования светового потока от индекса ОУ

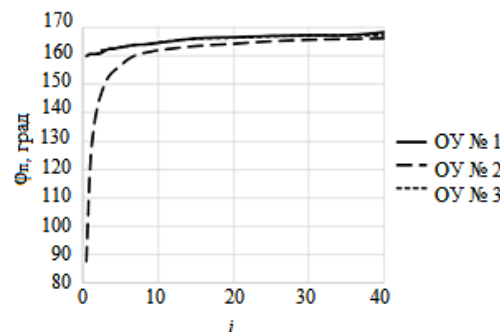


Рис. 3. Зависимость полезного угла излучения от индекса ОУ

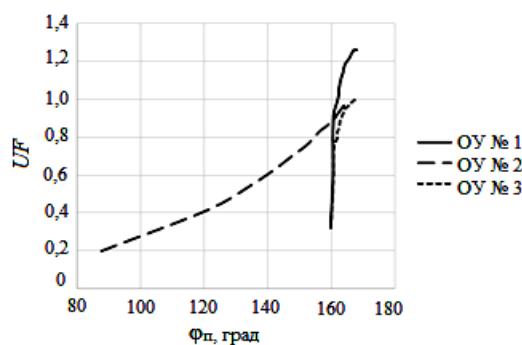


Рис. 4. Зависимость коэффициента использования светового потока от полезного угла излучения



Из рис. 2 видно, что в случае ОУ закрытого типа с коэффициентами отражения поверхностей 70, 50, 30%, коэффициент использования светового потока при определенных условиях превышает значения 1, поэтому по значению коэффициента использования светового потока для таких помещений с целью оценки эффективности светораспределения можно судить только сравнительно. В случае ОУ № 2 и ОУ № 3 коэффициент использования светового потока не превышает значения 1, что можно взять за основу дальнейших рассуждений.

Дальнейшие рассуждения сводятся к тому, что из приведенной зависимости (см. рис. 3) и из результатов расчета (см. табл. 2) видно, что значения полезного угла излучения для ОУ № 1 и ОУ № 3 имеют схожий характер изменения, для ОУ № 2 имеет место значительное расхождение в параметрах при индексах ОУ меньше 10. Аналогичные расхождения можно увидеть при рассмотрении зависимостей коэффициента использования светового потока от полезного угла излучения, где также имеет место отличие зависимости для ОУ № 2 (рис. 4). Из рис. 4 также можно увидеть, что для ОУ № 1, ОУ № 2 наблюдается резкое изменение  $UF$  при незначительном изменении  $\varphi_n$ , что показывает на то, что по одному полезному углу излучения выполнить выбор ОП некорректно, что подтверждает рассуждения авторов работы при анализе состояния проблемы в самом начале настоящей работы. Так как зависимости для ОУ № 1 и ОУ № 3 (см. рис. 3, 4) практически совпали, а также значения  $UF$  не превысили 1, то предложенная авторами методика имеет место быть и может быть применена для оценки эффективности светораспределения.

Таким образом, для оценки эффективности светораспределения ОУ закрытого типа необходимо выполнить расчет коэффициента использования светового потока, например, по методу [3], задав полукоэффициент отражение равный 0%.

Эффективность светораспределения можно выразить в процентах, назвав термин как КПД<sub>КСС</sub> ( $\eta_{\text{лс}}$ ) светораспределения, который будет определяться по формуле:  $\text{КПД}_{\text{КСС}} = UF_{\rho_1, \rho_2, \rho_3} \cdot 100\%$ , где  $\rho_1, \rho_2, \rho_3$  – коэффициенты отражения потолка, стен и пола.

В нашем случае,  $\rho_3 = 0\%$ .

Выполнен расчет КПД<sub>ОУ</sub> для стандартных КСС типа К, Г, Д, Л, Ш, С, М для ОУ по выращиванию микроводорослей промышленного назначения, тепличного назначения, типовых помещений, промышленного типа. Результаты приведены в табл. 3–6.

Коэффициенты отражения в зависимости от назначения приняты следующие:

- по выращиванию микроводорослей промышленного назначения: 90, 90, 90% [14];
- тепличного назначения: 10, 10, 10% [15];
- типовые офисные помещения: 70, 50, 30%;
- промышленного типа: 50, 30, 20% [13].

Рассчитанные в табл. 3–6 значения КПД<sub>КСС</sub>, можно применять как справочные, предварительно определяя тип светораспределения ОП по ГОСТ Р 54350–2015.

Таблица 3

**Результаты расчета КПД<sub>КСС</sub> ОУ для выращивания микроводорослей**

i	КПД <sub>КСС</sub> , %						
	К	Г	Д	Л	Ш	С	М
0,5	87,53	77,96	68,68	66,07	62,27	61,95	64,54
1,0	95,44	91,28	84,50	83,04	78,13	77,87	80,15
1,5	97,78	95,25	90,42	89,73	85,50	85,29	86,99
2,0	98,26	96,38	92,59	92,12	88,32	87,40	89,00
2,5	98,90	97,24	94,10	93,83	90,49	89,45	90,85
3,0	99,37	97,76	94,90	94,66	91,68	90,82	92,09
3,5	99,82	98,17	95,69	95,49	92,65	91,93	93,08
4,0	99,98	98,53	96,44	96,28	93,95	92,65	93,81
4,5	100,00	98,84	96,74	96,49	94,49	93,63	94,67
5,0	100,00	99,00	97,09	96,97	95,12	93,93	94,93
6,0	100,00	99,34	97,61	97,47	95,66	94,84	95,64
7,0	100,00	99,72	98,08	97,99	96,47	95,45	96,16
8,0	100,00	99,83	98,28	98,16	96,84	96,16	96,70
9,0	100,00	99,92	98,40	98,20	97,19	97,04	97,46
10,0	100,00	99,94	98,77	98,72	97,68	96,94	97,55
15,0	100,00	100,00	99,16	99,25	98,34	98,24	98,47
20,0	100,00	100,00	99,53	99,63	99,02	98,49	98,71
25,0	100,00	100,00	99,60	99,68	99,10	98,88	99,07
30,0	100,00	100,00	99,72	99,81	99,49	99,27	99,38
35,0	100,00	100,00	99,80	99,86	99,67	99,58	99,61
40,0	100,00	100,00	99,84	99,88	99,72	99,67	99,64

Таблица 4

**Результаты расчета КПД<sub>КСС</sub> ОУ тепличного назначения**

i	КПД <sub>КСС</sub> , %						
	К	Г	Д	Л	Ш	С	М
0,5	66,94	42,53	21,36	15,08	8,24	6,81	12,40
1,0	83,16	68,48	43,38	38,34	22,19	20,07	28,01
1,5	89,16	78,62	56,59	53,37	35,12	30,93	39,10
2,0	92,19	83,97	64,93	62,75	45,35	39,08	47,02
2,5	94,42	87,32	70,64	69,09	53,19	45,40	52,96
3,0	96,27	89,63	74,77	73,57	59,13	50,38	57,53
3,5	97,79	91,43	77,98	77,01	63,87	54,50	61,28
4,0	98,78	92,82	80,52	79,69	67,68	58,00	64,42
4,5	99,56	93,92	82,60	81,85	70,79	60,88	67,03
5,0	99,90	94,85	84,29	83,59	73,33	63,32	69,21
6,0	100,00	96,46	87,04	86,39	77,46	67,47	72,89
7,0	100,00	97,78	89,10	88,50	80,52	70,41	75,76
8,0	100,00	98,58	90,53	90,00	82,64	73,07	77,83
9,0	100,00	99,19	91,78	91,38	84,55	75,28	79,74
10,0	100,00	99,59	92,89	92,63	86,24	77,29	81,48
15,0	100,00	100,00	96,11	96,43	91,42	83,73	86,90
20,0	100,00	100,00	97,52	97,96	94,17	87,24	89,78
25,0	100,00	100,00	98,31	98,70	95,99	89,59	91,70
30,0	100,00	100,00	98,73	99,07	97,10	91,07	92,89
35,0	100,00	100,00	99,10	99,37	98,07	92,58	94,10
40,0	100,00	100,00	99,22	99,46	98,37	93,10	94,51

Таблица 5

**Результаты расчета КПД<sub>КСС</sub> ОУ типового офисного назначения**

i	КПД <sub>КСС</sub> , %							
	К	Г	Д	Л	Ш	С	М	
	2	3	4	5	6	7	8	
0,5	72,08	51,25	32,12	26,16	19,82	18,59	23,74	
1,0	87,07	75,77	56,30	52,42	39,45	37,79	44,08	
1,5	92,15	84,31	68,19	65,85	52,27	49,17	55,24	
2,0	94,45	88,64	75,10	73,55	61,20	56,76	62,42	
2,5	96,16	91,12	79,59	78,51	67,44	62,20	67,38	

Продолжение табл. 5

1	2	3	4	5	6	7	8
3,0	97,51	92,83	82,68	81,86	71,94	66,06	70,96
3,5	98,64	94,17	85,04	84,39	75,48	69,34	73,89
4,0	99,31	95,18	86,96	86,38	78,30	72,09	76,33
4,5	99,82	96,02	88,38	87,81	80,45	74,30	78,29
5,0	99,97	96,66	89,63	89,16	82,32	76,11	79,96
6,0	100,00	97,75	91,53	91,11	85,18	78,96	82,46
7,0	100,00	98,63	92,96	92,59	87,30	81,12	84,39
8,0	100,00	99,14	93,88	93,51	88,70	83,07	86,06
9,0	100,00	99,52	94,61	94,31	89,91	84,71	87,37
10,0	100,00	99,74	95,42	95,26	91,15	85,89	88,46
15,0	100,00	100,00	97,47	97,68	94,42	90,13	92,05
20,0	100,00	100,00	98,40	98,71	96,31	92,43	93,93
25,0	100,00	100,00	98,92	99,17	97,39	93,99	95,18
30,0	100,00	100,00	99,20	99,40	98,17	94,98	95,97
35,0	100,00	100,00	99,42	99,59	98,78	95,97	96,77
40,0	100,00	100,00	99,49	99,64	98,96	96,30	97,04

Таблица 6

Результаты расчета КПД<sub>КСС</sub> ОУ промышленного назначения

i	КПД <sub>КСС</sub> , %						
	К	Г	Д	Л	Ш	С	М
0,5	68,99	45,97	25,50	19,49	12,47	11,17	16,65
1,0	84,79	71,46	48,63	44,09	29,14	27,22	34,50
1,5	90,42	81,01	61,47	58,64	42,37	38,69	45,92
2,0	93,15	85,96	69,30	67,40	52,14	46,76	53,68
2,5	95,18	88,96	74,53	73,18	59,34	52,80	59,29
3,0	96,85	91,04	78,24	77,21	64,71	57,34	63,49
3,5	98,16	92,66	81,10	80,25	68,93	61,06	66,89
4,0	99,01	93,89	83,35	82,63	72,37	64,25	69,79
4,5	99,67	94,89	85,15	84,51	75,05	66,89	72,10
5,0	99,93	95,70	86,64	86,03	77,33	69,10	74,09
6,0	100,00	97,06	89,02	88,46	80,92	72,68	77,23
7,0	100,00	98,18	90,79	90,28	83,56	75,47	79,70
8,0	100,00	98,84	92,02	91,57	85,37	77,66	81,60
9,0	100,00	99,35	93,08	92,74	86,96	79,58	83,24
10,0	100,00	99,66	94,03	93,81	88,44	81,26	84,68
15,0	100,00	100,00	96,74	97,02	92,79	86,75	89,31
20,0	100,00	100,00	97,93	98,29	95,14	89,71	91,76
25,0	100,00	100,00	98,58	98,91	96,65	91,72	93,39
30,0	100,00	100,00	98,94	99,20	97,60	92,97	94,39
35,0	100,00	100,00	99,25	99,48	98,41	94,25	95,40
40,0	100,00	100,00	99,34	99,55	98,65	94,68	95,74

Для определения значений КПД<sub>КСС</sub> в случае ОУ других назначений или других коэффициентов отражения поверхностей помещения необходимо выполнить расчет согласно разработанной методике.

#### Выводы

1. Показано, что оценку эффективности светораспределения ОУ и осветительных систем открытого типа можно проводить по коэффициенту использования светового потока или рекомендованному за рубежом параметру LSAE.

2. Показано, что проводить оценку эффективности светораспределения ОУ и осветительных систем закрытого типа методом коэффициента использования светового потока или по параметру LSAE без исключения многократных переотражений не корректно.

3. Показано, что по одному значению параметра полезного угла излучения проводить выбор наиболее эффективного светораспределения нельзя.

4. Выполнена разработка универсальной методики оценки эффективности светораспределения осветительных приборов для ОУ открытого и закрытого типов.

5. Выполнен расчет эффективности светораспределения для стандартных типов КСС: К, Г, Д, Л, Ш, С, М при применении их в ОУ и осветительных системах теплиц, офисов и производственных помещений.

#### Литература

1. Гончаров А.Д. Методика оценки полезного угла излучения осветительного прибора // Матер. междунар. науч.-техн. конф. студентов, аспирантов и молодых ученых «Научная сессия ТУСУР–2018». Сборник избранных статей научной сессии ТУСУР. – Ч. 2. – Томск: В-Спектр, 2018. – С. 291–293.

2. ГОСТ Р 55392–2012. Приборы и комплексы осветительные. Термины и определения. – М.: Стандартинформ, 2014. – 43 с.

3. Гончаров А.Д., Туев В.И. Универсальный метод расчета коэффициента использования светового потока осветительных приборов // Доклады ТУСУР. – 2017. – Т. 20, № 2. – С. 55–60.

4. Stockmar A. Luminaire efficiency factor system for general lighting // Right Light (Nice, France). – 2002. – No. 5. – P. 311–318.

5. A Guide to Residential Directional Lighting (ASSIST). 2007. ASSIST recommends... A publication of the Alliance for Solid-State Illumination Systems and Technologies. – Troy, N.Y.: Lighting Research Center, 2007. – Vol. 3, iss. 1. – 22 p. – URL: <https://www.lrc.rpi.edu/programs/solid-state/assist/pdf/directional1.pdf> (дата обращения: 05.09.2018).

6. Recommendations for Testing and Evaluating Luminaires Used in Directional Lighting. 2007. ASSIST recommends... A publication of the Alliance for Solid-State Illumination Systems and Technologies. – Troy, N.Y.: Lighting Research Center, 2007. – Vol. 3, iss. 3. – 17 p. – URL: <https://www.lrc.rpi.edu/programs/solid-state/assist/pdf/directional3.pdf> (дата обращения: 05.09.2018).

7. Alliance for Solid-State Illumination Systems and Technologies (ASSIST). 2011. ASSIST recommends... Recommendations for evaluating Street and Roadway Luminaires. – Troy, N.Y.: Lighting Research Center, 2011. – Vol. 10, iss. 1. – 13 p. – URL: <https://www.lrc.rpi.edu/programs/solid-state/assist/pdf/AR-RoadwayEvaluation.pdf> (дата обращения: 05.09.2018).

8. Budak V.P. Choosing luminaire efficiency parameters during development for external illumination / V.P. Budak, E.I. Ilyina // Light & Engineering. – 2013. – Vol. 21, No. 2. – P. 13–20.

9. Евдасев И. Коэффициент использования светового потока уличных LED светильников // Современная светотехника. – 2010. – № 1. – С. 24–27.

10. Справочная книга по светотехнике / под ред. Ю.Б. Айзенберга. – 3-е изд., перераб. и доп. – М.: Знак, 2006. – 972 с.

11. Пособие к МГСН 2.06–99. Расчет и проектирование искусственного освещения помещений общественных зданий [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.opengost.ru>, свободный (дата обращения: 05.09.2018).

12. ГОСТ Р 54350-2015. Приборы осветительные. Светотехнические требования и методы испытания. – М.: Стандартинформ, 2015. – 42 с.

13. СП 52.13330.2016 «Естественное и искусственное освещение». Актуализированная редакция СНиП 23-

05-95\* (утв. приказом Министерства строительства и жилищно-коммунального хозяйства РФ от 7 ноября 2016 г. № 777/пр)». – М.: Стандартиформ, 2017. – 102 с.

14. Гончаров А.Д. Расчет оптической системы облучательных установок для выращивания микроводорослей промышленного назначения методом коэффициента использования светового потока / А.Д. Гончаров, В.И. Туев // Матер. XIII Междунар. науч.-практ. конф. «ЭССУ–2017». – Томск: В-Спектр, 2017. – Ч. 1. – С. 281–284.

15. Гончаров А.Д. Влияние кривой силы света на коэффициент использования потока излучения в тепличных облучательных установках / А.Д. Гончаров, В.И. Туев // Матер. XIII Междунар. науч.-практ. конф. «ЭССУ–2017». – Томск: В-Спектр, 2017. – Ч. 1. – С. 279–281.

### Гончаров Александр Дмитриевич

Рук. светотехнического отд. ООО «Транзистор.ру»  
1-й Митинский переулок, д. 15, г. Москва, Россия, 111399  
Тел.: +7-916-924-57-50  
Эл. почта: Alexander\_G\_@mail.ru

### Туев Василий Иванович

Д-р техн. наук, зав. каф. радиоэлектронных технологий и экологического мониторинга (РЭТЭМ)  
Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР)  
Ленина пр-т, д. 40, г. Томск, Россия, 634050  
Тел.: +7 (382-2) 90-01-46  
Эл. почта: vasilii.i.tuev@tusur.ru

Goncharov A.D., Tuev V.I.

### Efficiency evaluation for the light distribution of lighting devices

In the present work, a method for estimating the efficiency of light distribution of lighting devices has been developed. It is proposed to introduce the parameter of the  $\eta_{lic}$  to estimate the efficiency of light intensity curve. Parameter of  $\eta_{lic}$  is calculated for standard types of light curves and for lighting installations for growing microalgae of industrial, greenhouse, typical office and industrial purposes. The results of the article can be useful for professionals involved in the design of lighting installations and systems, the development of lighting devices, as well as professionals working in the energy industries.

**Keywords:** Utilization Factor of light flux, greenhouse irradiators, optical system of the irradiation unit, curve light intensity, LED lighting products, industrial lighting systems, systems for growing microalgae for industrial use.

**doi:** 10.21293/1818-0442-2018-21-4-1-77-82

### References

1. Goncharov A. D. Method of estimating the useful angle of radiation of the lighting device. Materials of the International Scientific and Technical Conference of Students, Postgraduates and Young Scientists «Scientific Session of TUSUR». Collection of selected articles of the scientific session TUSUR, 2018, p. 2., Tomsk, pp. 291–293 (in Russ.).
2. GOST R 55392-2012 «Lighting devices and complexes. Terms and Definitions», 2014, M., Standartinform, 43 p. (in Russ.).
3. Goncharov A.D., Tuev V.I. Universal method to calculate the Utilization Factor for luminous flux of lighting devices. *Proceedings of TUSUR University*, 2017, vol. 20, no 2, pp. 55–60 (in Russ.).
4. Axel Stockmar. Luminaire efficiency factor system for general lighting. *Right Light* (Nice, France), 2002, no 5, pp. 311–318.

5. A Guide to Residential Directional Lighting (ASSIST). 2007. ASSIST recommends... A publication of the Alliance for Solid-State Illumination Systems and Technologies. Troy, N.Y.: Lighting Research Center, 2007, vol. 3, iss. 1. 22 p. URL: <https://www.lrc.rpi.edu/programs/solid-state/assist/pdf/directional1.pdf> (accessed: September 05, 2018).

6. Recommendations for Testing and Evaluating Luminaires Used in Directional Lighting. 2007. ASSIST recommends... A publication of the Alliance for Solid-State Illumination Systems and Technologies. – Troy, N.Y.: Lighting Research Center, 2007, vol. 3, iss. 3. 17 p. URL: <https://www.lrc.rpi.edu/programs/solidstate/assist/pdf/directional3.pdf> (accessed: September 05, 2018).

7. Alliance for Solid-State Illumination Systems and Technologies (ASSIST). 2011. ASSIST recommends... Recommendations for evaluating Street and Roadway Luminaires. Troy, N.Y., Lighting Research Center, 2011, vol.10, iss. 1. 13 p. URL: <https://www.lrc.rpi.edu/programs/solidstate/assist/pdf/AR-RoadwayEvaluation.pdf> (accessed: September 05, 2018).

8. Budak V.P., Ilyina E.I. Choosing luminaire efficiency parameters during development for external illumination. *Light & Engineering*. 2013, vol. 21, no. 2, pp. 13–20.

9. Evdasev I. The utilization factor of the luminous flux of street LED luminaires. *Modern lighting*, 2010, no. 1, pp. 24–27.

10. Reference book on lighting. Ed. Yu.B. Aisenberg. 3rd edition, revised and enlarged, M.: Znack, 2006. 972 p.

11. Handbook for MGSN 2.06–99. Calculation and design of artificial lighting of public buildings [Electronic resource], Access mode: <http://www.opengost.ru>, free (accessed: September 05, 2018)..

12. GOST R 54350–2015 Lighting devices. Lighting requirements and test methods. Moscow, Standartinform, 2015, 42 p. (in Russ.).

13. SP 52.13330.2016 «Natural and artificial lighting» Updated version of SNiP 23-05-95 \* (approved by the order of the Ministry of Construction and Housing of the Russian Federation of November 7, 2016 N 777 / pr)». M., Ministry of Construction of Russia, 2016, 102 p. (in Russ.).

14. Goncharov A.D., Tuev V.I. Calculation of the optical system of irradiation facilities for the cultivation of microalgae for industrial use by the method the utilization factor luminous flux, Materials of the XIII International Scientific and Practical Conference «ESSU–2017», p. 1. Tomsk, V-Spektr, 2017, pp. 281–284 (in Russ.).

15. Goncharov A.D., Tuev V.I. The effect of the light intensity curve on the utilization factor of the radiation flux in greenhouse irradiation plants, Materials of the XIII International Scientific and Practical Conference «ESSU–2017», p. 1. Tomsk, V-Spektr, 2017, pp. 279–281 (in Russ.).

### Alexander D. Goncharov

Head of the lighting department of Tranzistor.ru LLC 15,  
1st Mitinsky per., Moscow, Russia, 111399  
Тел.: +7-916-924-5750  
Email: Alexander\_G\_@mail.ru

### Vasily I. Tuev

Doctor of Technical Sciences, Professor of the Department of Radioelectronic Technologies and Environmental Monitoring (RETEM)  
Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics (TUSUR)  
40, Lenin pr., Tomsk, Russia, 634050  
Тел.: +7 (382-2) 90-01-46  
Email: vasilii.i.tuev@tusur.ru

УДК 621.313.333

Ю.М. Кулаковский, А.В. Аристов

## Вентильный электропривод колебательного движения с регулируемой собственной частотой

Разработана методика расчета выходных координат вентильного электропривода колебательного движения с учетом параметров электрической машины, нагрузки и функций регулирования. Установлена возможность регулирования собственной частоты вентильного электропривода за счет введения обратной связи по положению подвижного элемента привода. Дана сравнительная оценка эффективности работы электропривода при наличии обратной связи по положению. Приведена функциональная схема, реализующая способ управления собственной частотой колебательной электромеханической системы, выполненная на базе вентильного двигателя.

**Ключевые слова:** вентильный электропривод, колебательное движение, собственная частота, отрицательная обратная связь, резонансный режим работы.

**doi:** 10.21293/1818-0442-2018-21-4-1-83-88

Работа приводов радиолокационных устройств, в частности следящих систем, основывается на оптико-корреляционном принципе определения направления на оптический излучатель. Исполнительный элемент в такой системе выполняет колебательное движение. Как правило, при выборе принципа построения такого электропривода чаще всего руководствуются условиями обеспечения широкого диапазона регулирования требуемой частоты и амплитуды колебаний, точности позиционирования исполнительного органа, минимизации энергопотребления [1–3].

В таких системах наиболее перспективно применять безредукторные электроприводы, в которых роль электромеханического преобразователя выполняют вентильные двигатели с постоянными магнитами. Помимо этого, для получения лучших энергетических показателей колебательной системы целесообразно обеспечить ее работу в резонансном режиме [4–6]. Однако реализация такого рода приводов часто осложняется из-за необходимости строгой резонансной настройки электромеханической системы, в состав которой, как правило, помимо электродвигателя, входят электрические и механические преобразователи, параметры которых также необходимо учитывать [7, 8].

Важно отметить, что в процессе работы электропривода изменяются некоторые его параметры, а следовательно, и собственная частота электромеханической системы, в результате чего остро встает вопрос о необходимости ее стабилизации [9].

Исходя из сказанного, разработана методика для оценки эффективности работы электропривода колебательного движения с электромеханическим преобразователем в виде вентильного двигателя с постоянными магнитами с регулируемой собственной частотой. Последнее заключается в ведении в колебательную систему «фиктивной жесткости» в виде отрицательной обратной связи по положению подвижного элемента привода.

Для этого в работе были решены следующие задачи:

– аналитически определены выражения для расчета выходных координат вентильного электро-

привода колебательного движения с обратной связью по положению;

– построены графики амплитудно-частотных характеристик электромагнитного момента, развиваемого двигателем при разных значениях глубины обратной связи;

– проведена сравнительная оценка энергетической эффективности электропривода при наличии электромеханической обратной связи и без нее.

Для формирования колебательного режима работы функции регулирования для фазных обмоток вентильного электродвигателя описываются выражениями вида [10]

$$\left. \begin{aligned} U_d(t) &= U_1 = \text{const}; \\ U_q(t) &= U_2 \sin(\Omega t + \alpha) - k_{oc} \text{sign} \chi. \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

где  $U_1$  – напряжение обмотки  $d$ ;  $U_2$ ,  $\alpha$ ,  $\Omega$  – амплитудное значение, начальная фаза и круговая частота напряжения по обмотке  $q$ ;  $k_{oc}$  – коэффициент, определяющий глубину отрицательной обратной связи по положению подвижного элемента привода;  $\chi$  – угловое перемещение подвижного элемента.

Для упрощения дальнейших расчетов целесообразно представить сигнатуру обратной связи по положению в виде ряда Фурье [11]

$$\text{sign} \chi = \sum_{i=1}^{\infty} \frac{2(1-(-1)^i)}{\pi i} \sin(i\Omega t), \quad (2)$$

где  $i$  – множество натуральных чисел.

С помощью системы уравнений во вращающейся системе координат  $d - q$ , описывающей электромагнитные и электромеханические переходные процессы в вентильном двигателе [12–14], с учетом корней характеристических уравнений функций регулирования (1) определены фазные токи вентильного двигателя по обмоткам  $d$  и  $q$ :

$$\left. \begin{aligned} i_d(t) &= \left[ \begin{aligned} &A \cos(\Omega t + \alpha) + B \sin(\Omega t + \alpha) + E + \\ &+ \sum_{i=1}^{\infty} (C \cos(i\Omega t) + D \sin(i\Omega t)) \end{aligned} \right]; \\ i_q(t) &= \left[ \begin{aligned} &A_1 \cos(\Omega t + \alpha) + B_1 \sin(\Omega t + \alpha) - E_1 + \\ &+ \sum_{i=1}^{\infty} (C_1 \cos(i\Omega t) + D_1 \sin(i\Omega t)) \end{aligned} \right]. \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

Значения коэффициентов  $A, A_1, B, B_1, C, C_1, D, D_1, E, E_1$  зависят от параметров вентильного двигателя, скорости и частоты колебаний подвижного элемента привода и определяют амплитуды фазных токов двигателя:

$$A = \frac{-U_2 \Omega \omega L_q R_s (L_d + L_q)}{(\omega^2 L_d L_q + R_s^2 - \Omega^2 L_d L_q)^2 + \Omega^2 R_s^2 (L_d + L_q)^2};$$

$$B = \frac{U_2 \omega L_q (\omega^2 L_d L_q + R_s^2 - \Omega^2 L_d L_q)}{(\omega^2 L_d L_q + R_s^2 - \Omega^2 L_d L_q)^2 + \Omega^2 R_s^2 (L_d + L_q)^2};$$

$$C = \frac{-2k_{oc} \omega L_q (1 - (-1)^i) i \Omega R_s (L_d + L_q)}{\pi i \cdot (\omega^2 L_d L_q + R_s^2 - (i\Omega)^2 L_d L_q)^2 + (i\Omega)^2 R_s^2 (L_d + L_q)^2};$$

$$D = \frac{2k_{oc} \omega L_q (1 - (-1)^i) \cdot (\omega^2 L_d L_q + R_s^2 - (i\Omega)^2 L_d L_q)}{\pi i \cdot (\omega^2 L_d L_q + R_s^2 - (i\Omega)^2 L_d L_q)^2 + (i\Omega)^2 R_s^2 (L_d + L_q)^2};$$

$$A_1 = \frac{U_2 \Omega L_q (\omega^2 L_d^2 - \Omega^2 L_d^2 - R_s^2)}{(\omega^2 L_d L_q + R_s^2 - \Omega^2 L_d L_q)^2 + \Omega^2 R_s^2 (L_d + L_q)^2};$$

$$B_1 = \frac{U_2 R_s (\omega^2 L_d L_q + \Omega^2 L_d^2 + R_s^2)}{(\omega^2 L_d L_q + R_s^2 - \Omega^2 L_d L_q)^2 + \Omega^2 R_s^2 (L_d + L_q)^2};$$

$$C_1 = \frac{2k_{oc} L_q i \Omega (1 - (-1)^i) (\omega^2 L_d^2 - (i\Omega L_d)^2 - R_s^2)}{\pi i \cdot (\omega^2 L_d L_q + R_s^2 - (i\Omega)^2 L_d L_q)^2 + (i\Omega)^2 R_s^2 (L_d + L_q)^2};$$

$$D_1 = \frac{2k_{oc} R_s (1 - (-1)^i) (\omega^2 L_d L_q + (i\Omega L_d)^2 + R_s^2)}{\pi i \cdot (\omega^2 L_d L_q + R_s^2 - (i\Omega)^2 L_d L_q)^2 + (i\Omega)^2 R_s^2 (L_d + L_q)^2};$$

$$E = \frac{U_1 R_s - \omega^2 \Psi_m L_q}{\omega^2 L_d L_q + R_s^2}, \quad E_1 = \frac{\omega (U_1 L_d + \Psi_m R_s)}{\omega^2 L_d L_q + R_s^2}.$$

Здесь  $R_s$  – активное сопротивление обмотки статора;  $L_q, L_d$  – поперечная и продольная составляющие индуктивности;  $\Psi_m$  – максимальное потокоцепление обмотки статора с потоком ротора;  $\omega$  – электрическая скорость изменения обобщенной координаты подвижного элемента.

Выходные параметры вентильного электропривода колебательного движения можно определить, решив уравнение движения, которое представляет собой нелинейное дифференциальное уравнение второго порядка [10]:

$$L_m \frac{d^2 \chi}{dt^2} + \frac{(R_m - F_d) d\chi}{dt} + C_m \chi = M_{\Pi}, \quad (4)$$

где  $L_m$  – инерционная составляющая нагрузки;  $R_m$  – демпфирующая составляющая нагрузки;  $C_m$  – позиционная составляющая нагрузки;  $M_{\Pi}$  и  $F_d$  – соответственно пусковой момент и коэффициент электромагнитного демпфирования вентильного двигателя. Последние определяются путем разложения электромагнитного момента в ряд Маклорена по степеням скорости  $\omega$  в окрестностях  $\omega=0$  согласно выражениям

$$M_{\Pi} = \left[ \begin{array}{l} M_{\Pi 1} \sin(\Omega t) + M_{\Pi 2} \cos(\Omega t) + \\ + \sum_{i=2}^{\infty} (M_{\Pi 3} \sin(i\Omega t) + M_{\Pi 4} \cos(i\Omega t)) \end{array} \right];$$

$$F_d = \left[ \begin{array}{l} U_1 k_{\Pi 1} - k_{\Pi 2} - U_1^2 k_{\Pi 3} + U_2^2 k_{\Pi 4} - k_{oc} U_2 k_{\Pi 5} - \\ - U_2 k_{oc} \sum_{i=2}^{\infty} \left( \begin{array}{l} k_{\Pi 6} \cos(\Omega t + \alpha - i\Omega t) + \\ + k_{\Pi 7} \cos(\Omega t + \alpha + i\Omega t) + \\ + k_{\Pi 8} \sin(\Omega t + \alpha + i\Omega t) + \\ + k_{\Pi 9} \sin(\Omega t + \alpha - i\Omega t) \end{array} \right) + \\ + (U_2^2 k_{\Pi 10} - k_{oc} U_2 k_{\Pi 11}) \sin(2\Omega t) + \\ + (U_2^2 k_{\Pi 12} - k_{oc} U_2 k_{\Pi 13}) \cos(2\Omega t) + \\ + \left( \begin{array}{l} (k_{\Pi 14} \sin(\Omega t) - k_{\Pi 15} \cos(\Omega t)) \times \\ \times \sum_{i=2}^{\infty} (k_{\Pi 16} \sin(i\Omega t) + k_{\Pi 17} \cos(i\Omega t)) + \\ + (k_{\Pi 18} \sin(\Omega t) - k_{\Pi 19} \cos(\Omega t)) \times \\ + k_{oc}^2 \times \sum_{i=2}^{\infty} (k_{\Pi 20} \sin(i\Omega t) - k_{\Pi 21} \cos(i\Omega t)) + \\ + \sum_{i=2}^{\infty} (k_{\Pi 22} \sin(i\Omega t) - k_{\Pi 23} \cos(i\Omega t)) \times \\ \times \sum_{i=2}^{\infty} (k_{\Pi 24} \sin(i\Omega t) + k_{\Pi 25} \cos(i\Omega t)) \end{array} \right) \end{array} \right].$$

Амплитудные значения гармоник пусковой составляющей электромагнитного момента определяются коэффициентами  $M_{\Pi 1}, M_{\Pi 2}, M_{\Pi 3}, M_{\Pi 4}$ :

$$M_{\Pi 1} = h_1 (\Psi_m + U_1 h_4) \left( U_2 (R_s \cos \alpha + \Omega L_q \sin \alpha) - \frac{4R_s k_{oc}}{\pi} \right);$$

$$M_{\Pi 2} = h_2 (\Psi_m + U_1 h_4) \left( U_2 (R_s \sin \alpha - \Omega L_q \cos \alpha) + \frac{4\Omega L_q k_{oc}}{\pi} \right);$$

$$M_{\Pi 3} = -k_{oc} (\Psi_m + U_1 h_4) h_3 R_s;$$

$$M_{\Pi 4} = k_{oc} (\Psi_m + U_1 h_4) h_3 i \Omega L_q.$$

Коэффициенты  $h_1 \dots h_4, k_{\Pi 1} \dots k_{\Pi 25}$  зависят от параметров вентильного двигателя и частоты источника питания.

Необходимо отметить, что при расчетах коэффициента электромагнитного демпфирования вентильного двигателя целесообразно учитывать только составляющие с постоянными коэффициентами  $k_{\Pi 1} - k_{\Pi 5}$ , поскольку весовой вклад составляющих модуляции не более 3%.

Решением уравнения (4), при наличии в электромеханической системе отрицательной обратной связи будет закон движения подвижного элемента вентильного двигателя:

$$\chi(t) = \left[ \begin{array}{l} H_1 \sin(\Omega t) + H_2 \cos(\Omega t) + \\ + \sum_{i=2}^{\infty} (H_3 \sin(i\Omega t) + H_4 \cos(i\Omega t)) \end{array} \right], \quad (5)$$

где коэффициенты  $H_1 - H_4$  представлены в виде составляющих амплитуды колебания:

$$\begin{aligned}
 H_1 &= \left[ \frac{h_1(\Psi_m + U_1 h_4)}{(C_M - \Omega^2(J + L_M))^2 + \Omega^2(R_M - F_d)^2} \times \right. \\
 &\quad \left. \Omega \left( \frac{U_2(R_s \cos \alpha + \Omega L_q \sin \alpha) - 4R_s k_{oc}}{\pi} \right) (C_M - \Omega^2(J + L_M)) + \right. \\
 &\quad \left. + \left( U_2(R_s \sin \alpha - \Omega L_q \cos \alpha) + \frac{4\Omega L_q k_{oc}}{\pi} \right) (R_M - F_d) \right]; \\
 H_2 &= \left[ \frac{h_1(\Psi_m + U_1 h_4)}{(C_M - \Omega^2(J + L_M))^2 + \Omega^2(R_M - F_d)^2} \times \right. \\
 &\quad \left. \left( U_2(R_s \sin \alpha - \Omega L_q \cos \alpha) + \frac{4\Omega L_q k_{oc}}{\pi} \right) (C_M - \Omega^2(J + L_M)) - \right. \\
 &\quad \left. - \Omega \left( U_2(R_s \cos \alpha + \Omega L_q \sin \alpha) - \frac{4R_s k_{oc}}{\pi} \right) (R_M - F_d) \right]; \\
 H_3 &= \left[ \frac{-k_{oc} h_3 (\Psi_m + U_1 h_4) \times}{R_s (C_M - (i\Omega)^2 (J + L_M)) - (i\Omega)^2 L_q (R_M - F_d)} \right. \\
 &\quad \left. \times \frac{(C_M - (i\Omega)^2 (J + L_M))^2 + (i\Omega)^2 (R_M - F_d)^2}{(C_M - (i\Omega)^2 (J + L_M))^2 + (i\Omega)^2 (R_M - F_d)^2} \right]; \\
 H_4 &= \left[ \frac{-k_{oc} h_3 (\Psi_m + U_1 h_4) \times}{-i\Omega L_q (C_M - (\Omega i)^2 (J + L_M)) - R_s i\Omega (R_M - F_d)} \right. \\
 &\quad \left. \times \frac{(C_M - (\Omega i)^2 (J + L_M))^2 + (\Omega i)^2 (R_M - F_d)^2}{(C_M - (\Omega i)^2 (J + L_M))^2 + (\Omega i)^2 (R_M - F_d)^2} \right].
 \end{aligned}$$

Взяв производную по времени от полученного выражения координаты (5), определим скорость подвижного элемента вентильного двигателя и значение колебательного электромагнитного момента:

$$M_3(t) = \left[ \begin{aligned} &(M_{п1} - H_2 \Omega F_d) \sin(\Omega t) + \\ &+ \sum_{i=2}^{\infty} \left( (M_{п3} - H_4 i \Omega F_d) \sin(i\Omega t) + \right. \\ &\left. (M_{п4} + H_3 i \Omega F_d) \cos(i\Omega t) \right) + \\ &\left. + (M_{п2} + H_1 \Omega F_d) \cos(\Omega t) \right]. \end{aligned} \quad (6)$$

Следует отметить, что при учете в выражениях (5) и (6) только первой гармонической составляющей ряда Фурье погрешность расчета не превышает 2%.

Тогда с учетом вышеуказанного выражения для вычисления амплитудных значений электромагнитного момента, развиваемого вентильным двигателем, и координаты подвижного элемента привода можно записать как

$$\left. \begin{aligned} M_m &= \sqrt{(M_{п1} - H_2 \Omega F_d)^2 + (M_{п2} + H_1 \Omega F_d)^2}, \\ \chi_m &= \sqrt{H_1^2 + H_2^2}. \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

Полученные выражения (5)–(7) составляют теоретическую основу для определения выходных параметров вентильного электропривода колебательного движения. Помимо этого, они могут быть использованы при определении динамических и энергетических показателей электропривода.

Оценка правомерности рассмотренной методики расчета выходных параметров вентильного электропривода колебательного движения с возможностью регулирования его собственной частоты была проведена с помощью численных расчетов в математической среде MathCAD–2015. В качестве объекта исследования был выбран вентильный электродвигатель с постоянными магнитами [15], данные которого представлены в табл. 1.

Таблица 1

Конструктивные параметры двигателя

Параметр	Значение	Параметр	Значение
$R_s$ , Ом	0,96	$\Psi_m$ , Вб	0,183
$L_d$ , Гн	5,25e-3	$J$ , кг·м <sup>2</sup>	13e-3
$L_q$ , Гн	2,25e-3	$p$	4
$m$	3	–	–

В соответствии с изложенной методикой для данного двигателя были рассчитаны выходные параметры и построена амплитудно-частотная характеристика электромагнитного момента вентильного электропривода колебательного движения при различных значениях глубины обратной связи по положению и отсутствию позиционной нагрузки (рис. 1).

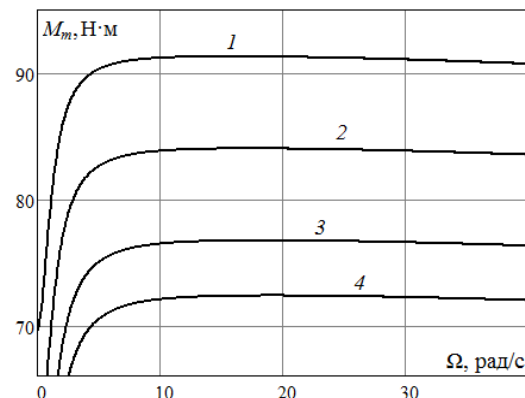


Рис. 1. График зависимости амплитудного значения электромагнитного момента от частоты:  
1 –  $k_{oc} = 0$ ; 2 –  $k_{oc} = 1$ ; 3 –  $k_{oc} = 2$ ; 4 –  $k_{oc} = 3$

График зависимости  $M_m(\Omega)$  показывает, что за счет изменения глубины отрицательной обратной связи по координате подвижного элемента двигателя  $k_{oc}$  можно регулировать собственную резонансную частоту электромеханической системы, обеспечивая тем самым наиболее выгодный с энергетической точки зрения режим работы.

При инженерных расчетах количественную оценку эффективности работы вентильного электропривода колебательного движения с обратной связью по положению можно провести по коэффициенту эффективности амплитуды колебаний или момента, численные значения которых определяются выражениями

$$k_{эфл} = \frac{\chi_{m,oc}}{\chi_m} 100\%; \quad k_{эфM} = \frac{M_{m,oc}}{M_m} 100\%, \quad (8)$$

где  $\chi_{m,oc}$ ,  $M_{m,oc}$ ;  $\chi_m$ ,  $M_m$  – амплитудные значения законов движения подвижного элемента и электро-

магнитного момента, развиваемого вентильным двигателем на заданной частоте колебаний  $\Omega$  при наличии и отсутствии обратной связи по положению соответственно.

В соответствии с выражением (8) для выбранного ранее двигателя были рассчитаны коэффициенты эффективности при работе двигателя в дорезонансном ( $\Omega_1 = 10$  рад/с) и зарезонансном режимах ( $\Omega_2 = 20$  рад/с) относительно естественной собственной резонансной частоты электромеханической системы  $\Omega_p = 18,458$  рад/с. По полученным расчётным данным построены графики (рис. 2), отражающие изменение эффективности работы вентильного электродвигателя колебательного движения при введении отрицательной обратной связи.

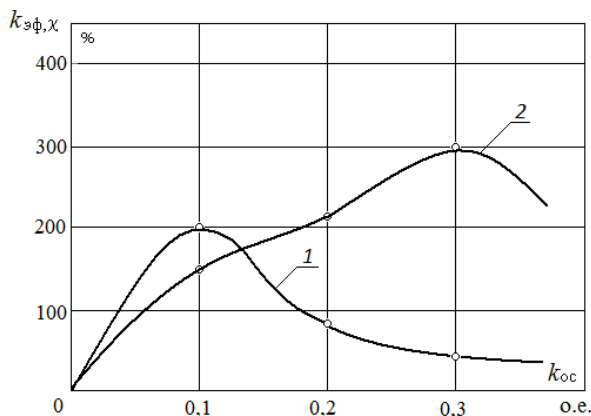


Рис. 2. График зависимости коэффициента эффективности от коэффициента обратной связи по координате подвижного элемента двигателя при частоте колебаний:

1 –  $\Omega_1=10$  рад/с; 2 –  $\Omega_2=20$  рад/с

Было установлено, что эффективность работы вентильного электродвигателя в режиме колебаний с частотой  $\Omega_1 < \Omega_p$  (кривая 1) при увеличении коэффициента обратной связи уменьшается. Это объясняется тем, что в этом случае разность между рабочей частотой и собственной резонансной частотой электродвигателя увеличивается. В то же время эффективность работы вентильного электродвигателя, работающего в режиме колебаний с частотой  $\Omega_2 > \Omega_p$ , при увеличении глубины обратной связи по положению (рис. 3), будет увеличиваться, так как в этом случае разность между рабочей частотой и собственной резонансной частотой электродвигателя стремится к нулю.

Комплексную оценку эффективности работы электропривода колебательного движения с обратной связью по положению и без нее можно провести на основании расчета энергетического фактора

$$E = K_M \eta = \frac{M_{п\lambda m} \Omega}{S_{дв}}, \quad (9)$$

где  $K_M$ ,  $\eta$  – коэффициенты мощности и полезного действия;  $S_{дв}$  – условно потребляемая вентильным двигателем полная мощность.

Как было отмечено в работе [16], с помощью данного критерия можно дать наиболее полную оценку эффективности работы электромеханическо-

го преобразователя энергии, учитывая не только качественную ( $K_M$ ), но и количественную ( $\eta$ ) сторону колебательного процесса.

В табл. 2 приведены расчетные значения энергетического фактора электромеханической системы при наличии обратной связи по положению и при ее отсутствии, рассчитанные согласно (9) на частоте колебаний  $\Omega=10$  рад/с при работе двигателя на чисто инерционную нагрузку.

Таблица 2  
Значения энергетического фактора

№	$k_{ос}$ , о.е.	$E$ , о.е.
1	0	0,062
2	0,3	0,24

Полученные данные еще раз иллюстрируют преимущество поддержания резонансного режима работы в вентильном электроприводе колебательного движения за счет регулирования его собственной частоты путем изменения глубины отрицательной обратной связи по положению.

Реализовать способ управления собственной частотой электромеханической системы позволяет схема вентильного электропривода колебательного движения, включающая следующие функциональные узлы: двухфазный вентильный двигатель (ВД), задающий генератор переменного напряжения (ЗГ) с регулируемой частотой  $\Omega$ , выпрямитель (В), фильтр низкой частоты (Ф), преобразователи переменного напряжения (ПН1, ПН2), релейный элемент, усилитель сигнала обратной связи (У), датчик положения ротора (ДПР), усилитель мощности (УМ).

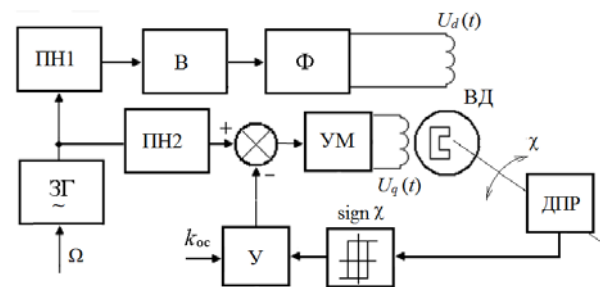


Рис. 3. Функциональная схема вентильного электропривода колебательного движения с регулируемой собственной частотой

Синусоидальное напряжение частоты  $\Omega$  поступает с выхода ЗГ на преобразователи ПН1 и ПН2, выполняющие роль усилителей переменного напряжения. С выхода ПН1 напряжение поступает на выпрямитель (В), а затем на фильтр низкой частоты (Ф), где преобразуется в постоянное напряжение и запитывает одну из фазных обмоток вентильного двигателя (ВД).

Усиленное в ПН2 синусоидальное напряжение суммируется на сумматоре с сигналом единичной обратной связи, поступающим с датчика ДПР. Глубина обратной связи устанавливается с помощью регулирования коэффициента передачи по напряжению усилителя (У). Сформированное таким образом

на выходе сумматора напряжение поступает на вход УМ, где оно усиливается по мощности и запитывает вторую обмотку ВД. В результате взаимодействия фазных потокосцеплений в воздушном зазоре вентильного двигателя возникает колебательное электромагнитное поле, и ротор двигателя начинает совершать колебательные движения с частотой  $\Omega$ . Регулируя коэффициент обратной связи  $k_{ос}$  усилителя (У), обеспечивают настройку системы в резонансный режим для заданной частоты колебаний. Регулирование частоты колебаний производится задающим генератором, а амплитуды – за счет изменения коэффициента передачи усилителя мощности.

#### Заключение

Применение в приводах радиолокационных устройств безредукторных вентильных электроприводов, работающих непосредственно в режиме колебаний с регулируемой собственной частотой, обеспечивает широкий диапазон частот и ускорений при высоких энергетических показателях. В соответствии с проведенными исследованиями выходные характеристики такого вида электроприводов целесообразно рассчитывать по изложенной выше методике.

#### Литература

- Jain A.K. On-line fingerprint verification / A.K. Jain, L. Hong, R.M. Bolle // IEEE Transactions on Pattern Analysis and Machine Intelligence. – 1997. – № 19 (04). – P. 302–313.
- Иваник В.В. Моделирование резонансного асинхронного электропривода возвратно-поступательного движения с алгоритмом управления по моменту // Записки Горного института. – 2009. – Т. 182. – С. 81–84.
- Acarnley P.P. Stepping motors: a guide to theory and practice. – London : The Institution of Engineering and Technology, 2007. – 159 p.
- Fashilenko V.N. Energy efficient resonant mode of electromechanical system mining machines based on management structures with PID-controller / V.N. Fashilenko, S.N. Reshetnyak // Miner's week–2015 : Reports of the XXIII International Scientific Symposium. – 2015. – P. 608–612.
- Study on the Characteristics of Electromagnetic Noise of Axial Flux Permanent Magnet Synchronous Motor / W. Wang, H. Wang, H. Karimi. – 2014. – Article ID 764105 – P. 8 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.hindawi.com/journals/aaa/2014/764105/>, свободный (дата обращения: 19.06.2018).
- Firoozian R. Servo Motors and Industrial Control Theory. – Cham: Springer International Publishing, 2014. – 237 p.
- Асташев В.К. Системы возбуждения авторезонансных вибротехнических устройств // Вестник научно-технического развития. – М., 2007. – С. 11–17.
- Ede J.D. Rotor Resonances of High-Speed Permanent-Magnet Brushless Machines / J.D. Ede, Z.Q. Zhu, D. Howe // IEEE Transactions on Industry Applications. – 2002. – № 38 (6). – P. 1542–1548.
- Красовский А.Б. Исследования колебаний вентильного двигателя при импульсном регулировании фазных токов // Изв. вузов. Машиностроение. – 2015. – № 12 (669). – С. 27–34.
- Луковников В.И. Электропривод колебательного движения. – М. : Энергоатомиздат, 1984. – 152 с.
- Аристов А.В. Разработка и исследование прецизионного асинхронного электропривода угловых синусоидальных колебаний : дис. ... канд. техн. наук. – Томск, 1982. – 177 с.
- Косулин В.Д. Вентильные электродвигатели малой мощности для промышленных роботов / В.Д. Косулин, Г.Б. Михайлов, В.В. Омельченко, В.В. Путников. – Л.: Энергоатомиздат, Ленингр. отд., 1988. – 184 с.
- High performance control of the permanent magnet synchronous motor using self-tuning resonant controllers / P. Degobert, G. Remy, Jing Zeng, P.-J. Barre, J.-P. Hautier // Proceeding of the Thirty-Eighth Southeastern Symposium on System Theory SSST. – 2006. – P. 382–386.
- System Efficiency Improvement for Electric Vehicles Adopting a Permanent Magnet Synchronous Motor Direct Drive System / C. Zhang, Q. Guo, L. Li, M. Wang, T. Wang // Energies. – 2017. – № 10. – P. 2030 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.mdpi.com/1996-1073/10/12/2030>, свободный (дата обращения: 19.06.2018).
- Герман-Галкин С.Г. Проектирование мехатронных систем. – СПб.: КОРОНА-век, 2008. – 368 с.
- Аристов А.В. Электропривод колебательного движения с регулируемой собственной частотой // Доклады ТУСУР. – 2011. – № 1 (23). – С. 5–9.

#### Кулаковский Юрий Михайлович

Инженер АО «НПЦ Полус»

Кирова пр-т, д. 56в, г. Томск, Россия, 634041

Тел.: (382-2) 55-46-94

Эл. почта: [ymkulakovskiy@yandex.ru](mailto:ykulakovskiy@yandex.ru)

#### Аристов Анатолий Владимирович

Д-р техн. наук, профессор отделения электроэнергетики

и электротехники Национального исследовательского

Томского политехнического ун-та (НИ ТПУ),

Ленина пр-т, д. 30, г. Томск, Россия, 634050

Тел.: +7-913-850-16-27

Эл. почта: [parist@sibmail.com](mailto:parist@sibmail.com)

Kulakovskiy Y.M., Aristov A.V.

#### Valve electric drive in oscillatory mode with variable natural frequency

The calculation procedure of item output of the valve electric drive in oscillatory mode subject to electric machine parameters, load and adjustment functions has been developed. The adjustability of the valve electric drive natural frequency through drive operating element's position feedback has been specified. The comparative evaluation of electric drive operating efficiency with position feedback has been conducted. The functional diagram that implements natural frequency control mode of electro-mechanical system has been given.

**Keywords:** valve electric drive, natural frequency, oscillatory motion, resonant mode, reversed feedback.

**doi:** 10.21293/1818-0442-2018-21-4-1-83-88

#### References

- Jain A.K. On-line fingerprint verification / A.K. Jain, L. Hong, R.M. Bolle // IEEE Transactions on Pattern Analysis and Machine Intelligence, 1997, no. 19 (04), pp. 302–313.
- Ivanik V.V. Modelirovanie rezonansnogo asinhronnogo jelektroprivoda vozvratno-postupatel'nogo dvizhenija s



algoritmom upravljenija po momentu [Simulation of resonant, asynchronous electric drive of return-rotary movement with the torque control algorithm]. Zapiski Gornogo instituta [Proceedings of the Mining Institute], 2009, Vol. 182, pp. 81–84 (in Russ.).

3. Acarnley P.P. Stepping motors: a guide to theory and practice. London: The Institution of Engineering and Technology, 2007. 159 p.

4. Fashilenko V.N. Energy efficient resonant mode of electromechanical system mining machines based on management structures with PID-controller / V.N. Fashilenko, S.N. Reshetnyak // Miner's week-2015 : Reports of the XXIII International Scientific Symposium, 2015, pp. 608–612.

5. Study on the Characteristics of Electromagnetic Noise of Axial Flux Permanent Magnet Synchronous Motor / W. Wang, H. Wang, H. Karimi, 2014. Article ID 764105 – P. 8. Available at: <https://www.hindawi.com/journals/aaa/2014/764105/> (accessed: June 19, 2018).

6. Firoozian R. Servo Motors and Industrial Control Theory. Cham: Springer International Publishing, 2014. 237 p.

7. Astashev V.K. Sistemy vozbuzhdenija avtozonansnyh vib-rotehnicheskikh ustrojstv [Excitation systems of autoresonant vibrotechnical devices]. Vestnik nauchno-tehnicheskogo razvitija [Bulletin of Science and Technical Development]. Moscow: 2007, pp. 11–17 (in Russ.).

8. Ede J.D. Rotor Resonances of High-Speed Permanent-Magnet Brushless Machines / J.D. Ede, Z.Q. Zhu, D. Howe // IEEE Transactions on Industry Applications, 2002, no. 38 (6), pp. 1542–1548.

9. Krasovsky A.B. A study of oscillations of a converted motor with impulse control of phase currents // Izvestija vysshih uchebnyh zavedenij [Proceedings of higher educational institutions], 2015, no. 12 (669), pp. 27–34 (in Russ.).

10. Lukovnikov V.I. Jelektroprivod kolebatel'nogo dvizhe-nija [Electric drive of oscillatory motion]. M.: Jenergoatomizdat, 1984. 152 p. (in Russ.).

11. Aristov A.V. Razrabotka i issledovanie precizionnogo asinhronnogo jelektroprivoda uglovyh sinusoidal'nyh kolebanij. Dis. kand. tehn. nauk. [Development and research of the precise asynchronous electric drive with angular sinusoidal vibrations. Cand. Diss. Tomsk, 1982. 177 p. (in Russ.).

12. Kosulin V.D., Mihajlov G.B., Omel'chenko V.V., Putnikov V.V. Ventil'nye jelektroprivodnyye maloj moshhnosti dlja promyshlennykh robotov [Low power valve motors for industrial robots]. Leningrad: Jenergoatomizdat, Leningr. otd-nie, 1988. 184 p. (in Russ.).

13. High performance control of the permanent magnet synchronous motor using self-tuning resonant controllers / P. Degobert, G. Remy, Jing Zeng, P.-J. Barre, J.-P. Hautier // Proceeding of the Thirty-Eighth Southeastern Symposium on System Theory SSST, 2006, pp. 382–386.

14. System Efficiency Improvement for Electric Vehicles Adopting a Permanent Magnet Synchronous Motor Direct Drive System / C. Zhang, Q. Guo, L. Li, M. Wang, T. Wang // Energies, 2017, no. 10. P. 2030. Available at: <http://www.mdpi.com/1996-1073/10/12/2030>, (accessed: June 19, 2018)

15. German-Galkin S.G. Proektirovanie mehatronnykh sistem [Design of mechatronic systems]. St. Petersburg: KORONA-vek, 2008. – 368 p. (in Russ.).

16. Aristov A.V. Oscillatory electric drive with variable eigenfrequency. Proceedings of TUSUR University. Tomsk, 2011, no. 1 (23), pp. 5–9 (in Russ.).

---

#### **Yuriy M. Kulakovskiy**

Engineer, JSC «SPC «Polus»  
56v, Kirov pr., Tomsk, Russia, 634041  
Phone: +7 (382-2) 55-46-94  
Email: ymkulakovskiy@yandex.ru

#### **Anatoliy V. Aristov**

Doctor of Engineering Sciences, Professor, Department of Electroenergetics and Electrical engineering, National Research Tomsk Polytechnic University (NI TPU) 30, Lenin pr., Tomsk, Russia, 634050  
Phone: +7-913-850-16-27  
Email: parist@sibmail.com

# Требования к подготовке рукописей статей,

представляемых для публикации в журнале

«Доклады Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники»

1. Электронный вариант статьи должен быть представлен в виде файла, названного по-русски фамилией первого автора, на дискете или диске в формате Word 2003. Предпочтительнее представить его по электронной почте.

2. Оригинал на бумажном носителе должен полностью соответствовать электронному варианту.

3. Статья должна иметь (в порядке следования): УДК; И.О. Фамилии авторов; заглавие; аннотация (не реферат); ключевые слова; основной текст статьи; список библиографий под подзаголовком «Литература»; сведения об авторах; далее на английском языке: Фамилии авторов И.О., заглавие статьи, аннотацию, ключевые слова. Сведения об авторах включают в себя фамилию, имя, отчество, ученую степень, ученое звание, должность, место работы, телефон, электронный адрес.

4. Текст статьи должен быть размещен в две колонки без принудительных переносов через один интервал шрифтом Times New Roman 10 кегля на одной стороне листа белой писчей бумаги формата А4, без помарок и вставок. Для облегчения форматирования прилагается **шаблон статьи**, который размещен на сайте: [journal.tusur.ru](http://journal.tusur.ru). Размер статьи со всеми атрибутами должен быть, как правило, не более пяти страниц.

5. Одни и те же символы в тексте, формулах, таблицах и рисунках должны быть единообразными по написанию. Русские буквы и греческие символы набираются прямым шрифтом, а переменные, обозначенные латинскими – курсивом, кроме слов, их сокращений, имен функций, программ, фирм и химических формул.

6. Формулы должны быть набраны в формульном редакторе (MathType) программы Word. Русские буквы, греческие символы, математические знаки (+, −, ×, ∈, =, скобки, ...) и цифры всегда набираются прямым не жирным шрифтом, а переменные (и кривые на графиках), обозначенные латинскими буквами или цифрами – курсивом, кроме англ. слов, их сокращений, имен функций, программ, фирм и химических формул (const, input;  $\sin x(t_1)$ ;  $U_{in}$ ;  $I_{вх}$ ;  $T_z$ ;  $\beta_2$ ;  $H_2O$ , Adobe Acrobat, Cisco и т.д.); векторные величины – жирным, прямо (не курсив) –  $A_1$ ,  $M(f)$ ,  $\beta_x$ . Шаблоны для набора формул необходимо взять на сайте из шаблона статьи.

7. Все употребляемые обозначения и сокращения должны быть пояснены.

8. Единицы измерения физических величин должны соответствовать Международной системе единиц (СИ) и написаны по-русски через пробел (х, ГГц; 20 ГГц;  $T$ , град;  $7^\circ C$ ). Десятичные числа пишутся через запятую (не точку).

9. Таблицы и рисунки должны иметь тематические заголовки (не повторяющие фразы-ссылки на них в тексте). (Рис. 1. Название рисунка; Таблица 1.

Название таблицы). Большие блоки расшифровки условных обозначений лучше приводить в тексте. Подписи и надписи на рис. – Times New Roman, 9 пт (после масштабирования), не жирным, не курсивом, переменные – также как и в тексте. На все рисунки и таблицы должны быть ссылки в тексте (... на рис. 3, ... в табл. 2).

10. Рисунки и фотографии должны быть **черно-белыми**, четкими, контрастными, аккуратными, сгруппированными. Графики – не жирно, сетка – четко. Единицы измерения – на русском. Десятичная запятая (не точка). Рисунки могут быть выполнены в программах CorelDraw, Illustrator, Word, Visio и должны давать возможность внесения исправлений.

11. Иллюстрации, должны быть разрешением не менее 600 dpi. Масштаб изображения – 8 или 16,7 см по ширине (при условии читаемости всех надписей, выполненных шрифтом Times New Roman, после масштабирования – 9 кегль).

12. На все источники, указанные в списке литературы, должны быть ссылки по тексту (нумерация в порядке упоминания, например, [1, 2], [5–7]). Описание источников должно соответствовать ГОСТ 7.1–2003 и ГОСТ Р 7.0.5–2008 и содержать всю необходимую для идентификации источника информацию, а именно: *для неперiodических изданий* – фамилию и инициалы автора, полное название работы, место издания, название издательства, год издания, количество страниц; *для периодических изданий* – фамилию, инициалы автора, полное название работы, название журнала, год выпуска, том, номер, номера страниц (см. примеры оформления библиографий).

Бумажный вариант рукописи статьи должен быть подписан авторами и (для сторонних авторов) иметь сопроводительное письмо на бланке организации.

Плата за публикацию рукописей не взимается.

Материальные претензии авторов, связанные с распространением материалов их статей после опубликования, не принимаются.

Авторы несут полную ответственность за содержание статей и за последствия, связанные с их публикацией.

## Контактная информация

Адрес: 634050, Томск, пр. Ленина, 40.

Эл. почта: [vnmas@tusur.ru](mailto:vnmas@tusur.ru). Тел.: +7 (382-2) 51-21-21

