

Բ Ա Ն Բ Ե Ր

ՀԱՅԱՍՏԱՆԻ ԱԶԳԱՅԻՆ ՊՈԼԻՏԵԽՆԻԿԱԿԱՆ
ՀԱՍԱԼՍԱՐԱՆԻ

ՏԵՂԵԿԱՏՎԱԿԱՆ ՏԵԽՆՈԼՈԳԻԱՆԵՐ,
ԷԼԵԿՏՐՈՆԻԿԱ, ՌԱԴԻՈՏԵԽՆԻԿԱ

№ 1

Երևան 2015

В Е С Т Н И К

НАЦИОНАЛЬНОГО ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО
УНИВЕРСИТЕТА АРМЕНИИ

ИНФОРМАЦИОННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ,
ЭЛЕКТРОНИКА, РАДИОТЕХНИКА

№ 1

Ереван 2015

PROCEEDINGS

OF NATIONAL POLYTECHNIC UNIVERSITY
OF ARMENIA

INFORMATION TECHNOLOGIES,
ELECTRONICS, RADIO ENGINEERING

№ 1

Yerevan 2015

Հանդեսը հրատարակվում է 1998 թվականից

Բանբերի խմբագրական խորհուրդ. Յու. Լ. Սարգսյան (գլխավոր խմբագիր), Հ.Ա. Թերզյան (գլխավոր խմբագրի տեղակալ), Ա.Խ. Գրիգորյան (գլխավոր խմբագրի տեղակալ), Ա.Գ. Ավետիսյան (պատասխանատու քարտուղար), Ս.Գ. Աղբալյան, Մ.Ք. Բաղդասարյան, Հ.Վ. Թոքմաջյան, Ն.Բ. Կնյազյան, Ա.Հ. Սիմոնյան, Ա.Շ. Խրիստաֆորյան

Հանդեսի խմբագրական խորհուրդ. Ա.Հ. Սիմոնյան (հանդեսի գլխավոր խմբագիր), Վ.Շ. Մելիքյան (հանդեսի գլխավոր խմբագրի տեղակալ), Դ.Ա. Ղազարյան (հանդեսի պատասխանատու քարտուղար), Ա.Հ. Առաքելյան, Վ.Ե. Առուստամյան, Վ.Ի. Հահանով (Ուկրաինա), Վ.Ս. Հարությունյան, Վ.Վ. Բունիաթյան, Ռ.Ռ. Վարդանյան, Օ.Ն. Գասպարյան, Ս.Վ. Գավրիլով (ՌԴ), Ա.Գ. Ղուկյան, Վ.Ս. Ջաքարյան, Թ.Ա. Նալչաջյան, Ս.Խ. Խուրադվերդյան, Օ.Վ. Ստուկաչ (ՌԴ)

Խմբագիրներ՝ Ժ.Ս. Սեյրանյան, Հ.Յ. Պետրոսյան, Հ.Զ. Ղազարյան

© Հայաստանի ազգային պոլիտեխնիկական համալսարան (ՀԱՊՀ), «Ճարտարագետ»
հրատարակչություն, հասցեն՝ 0009, Երևան, Տերյան 105, ՀԱՊՀ, banber.seua.am

Журнал издается с 1998г.

Редакционная коллегия Вестника: Ю.Л. Саркисян (главный редактор), А.А. Терзян (зам. главного редактора), А.Х. Григорян (зам. главного редактора), А.Г. Аветисян (ответственный секретарь), С.Г. Агбалиян, М.К. Багдасарян, Н.Б. Князян, С.О. Симонян, О.В. Токмаджян, С.Ш. Христафорян

Редакционная коллегия журнала: С.О. Симонян (главный редактор журнала), В.Ш. Меликян (зам. главного редактора журнала), Д.А. Казарян (ответственный секретарь журнала), А.А. Аракелян, В.Е. Арустамян, В.М. Арутюнян, В.В. Буниатян, Р.Р. Варданын, С.В. Гаврилов (РФ), О.Н. Гаспарян, А.Г. Гулян, В.С. Захарян, Т.А. Налчаджян, О.В. Стукач (РФ), В.И. Хаханов (Украина), С.Х. Худавердян

Редакторы: Ж.С. Сейранян, А.Ц. Петросян, А.З. Казарян

© Издательство Национального политехнического университета Армении (НПУА)
“Чартарагет”, адрес редакции: 0009, Ереван, ул. Тeryan 105, НПУА, vestnik.seua.am

The journal has been published since 1998

Editorial Council of Proceedings: Yu.L. Sargsyan (editor-in-chief), H.A. Terzyan (vice-editor-in-chief), A.Kh. Grigoryan (vice-editor-in-chief), A.G. Avetisyan (responsible secretary), S.G. Aghbalyan, M.K. Baghdasaryan, S.Sh. Khristaphoryan, N.B. Knyazyan, S.H. Simonyan, H.V. Tokmajyan

Editorial Council of the journal: S.H. Simonyan (Editor-in-chief of the Journal), V.Sh. Melikyan (vice-editor of the Journal), D.A. Ghazaryan (responsible secretary of the Journal), A.H. Arakelyan, V.Ye. Arustamyan, V.M. Aroutiounian, V.V. Buniatyan, O.N. Gasparyan, S.V. Gavrilov (RF), A.G. Ghulyan, V.I. Hahanov (Ukraine), S.Kh. Khudaverdyan, T.A. Nalchagyan, R.R. Vardanyan, O.V. Stoukach (RF), V.S. Zakaryan

Editors: Zh. S. Seyranyan, H.Ts. Petrosyan, H.Z. Ghazaryan

© National Polytechnic University of Armenia (NPUA) “Tchartaraget” Publishing House
Address: 0009, Yerevan, 105 Teryan str., NPUA, proceedings.seua.am

*Նվիրվում է Օսմանյան Թուրքիայում հրականացված
ՀԱՅՈՑ ԵՂԵՐՆԻ գոհերի հիշատակին*

*Посвящается памяти жертв ГЕНОЦИДА АРМЯН
в Османской империи*

*Dedicated to the memory of the victims of the
ARMENIAN GENOCIDE in Ottoman Turkey*

ԲՈՎԱՆԴԱԿՈՒԹՅՈՒՆ

Խմբագրի կողմից	8
<u>ԻՆՖՈՐՄԱՑԻՈՆ ՏԵԽՆՈԼՈԳԻԱՆԵՐ</u>	
Կիրակոսյան Ռ.Գ. Հեռաբժշկության հեռահաղորդակցական ռեսուրսների արդյունավետ օգտագործման դինամիկ մեթոդ	11
Հովհաննիսյան Ծ.Ս. Հեռահաղորդակցական ցանցերում անվտանգության դինամիկ կազմակերպումը	26
Սիմոնյան Ա.Հ., Պապովյան Ռ.Ա. Կոմպլեքս մատրիցներով միապարամետրական գծային մատրիցային հավասարումների լուծման դեկոմպոզիցիոն մեթոդներ	34
Հարությունյան Ռ.Ֆ., Կիրակոսյան Գ.Տ., Սիրադեղյան Ա.Ա. Ձեռնարկության տեղեկատվական մասնագիտացված համակարգում ռեսուրս- ների օպերատիվ պլանավորման և բաշխման դինամիկ մոդել և ալգորիթմ	53
Մարգարով Գ.Ի., Խենյան Ա.Ա. Գաղտնիքի բաշխումը սխալներ ուղղող կոդերի հիման վրա	62
<u>ԷԼԵԿՏՐՈՆԻԿԱ</u>	
Այվազյան Կ.Գ., Խուդավերդյան Ա.Խ. Առավելագույն հզորությամբ կետի որոնման կարգավորիչի արդյունավետու- թյունը արևային մարտկոցների մասնակիորեն ստվերման պայմաններում	68
Մամիկոնյան Բ.Մ., Եզորյան Ա.Ա., Ավետիսյան Ա.Ռ. Փոփոխական հոսանքով ինդուկտիվության կոճերի պարամետրերի չափման մեթոդները	75
Պետրոսյան Օ.Հ., Խաչիկյան Լ.Է., Պետրոսյան Հ.Օ. Էլեկտրաստիմուլացման ազդանշանի վերլուծությունը և համակարգի մշակումը Labview ծրագրային փաթեթի հիման վրա	82
<u>ՌԱԴԻՈՏԵԽՆԻԿԱ</u>	
Ազոյան Մ.Ս. Գերբարձր հաճախության կիսահաղորդչային պարամետրիկ բաժանիչի հիմնական հարաբերակցությունների ստացումը	91
Այվազյան Մ.Ց. Համախմբիչ տերահերցային տիրույթի համար	97
Արզումանյան Հ.Գ., Գոմցյան Հ.Ա., Սևոյան Օ.Ժ. Թվա-անալոգային և բարձր հաճախականային ձևափոխիչների աշխատանքի իրականացումը ծրագրավորվող ինտեգրալ տրամաբանական սխեմայի միջոցով	106
Առուստամյան Վ.Ե., Խուդավերդյան Ա.Խ., Դոխտյան Ժ.Գ., Խուդավերդյան Ա.Ս. Բազմաֆունկցիոնալ ֆոտոդետեկտորով սպեկտրային պիրոմետրի կառուցման հնարավորության մասին	113
<u>ՏԵՂԵԿԱՏՎԱԿԱՆ ՆՅՈՒԹԵՐ</u>	
Առաքելյան Արամ Հմայակի Ծննդյան 70-ամյակի կապակցությամբ	119
Հեղինակների ցուցակ	123
Հոդվածների ձևավորման կանոններ	129

СОДЕРЖАНИЕ

<i>От редактора</i>	9
<u>ИНФОРМАЦИОННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ</u>	
Киракосян Р.Г. Динамический метод эффективного использования телекоммуникационных ресурсов телемедицины	11
Оганнисян Ц.С. Динамическая организация безопасности в телекоммуникационных сетях	26
Симонян С.О., Паповян Р.А. Декомпозиционные методы решения однопараметрических линейных матричных уравнений с комплексными матрицами	34
Хартл Р.Ф., Киракосян Г.Т., Сирадегян С.А. Динамическая модель и алгоритм оперативного планирования ресурсов в специализированной информационной системе предприятия	53
Маргаров Г.И., Хемчян А.А. Распределение секрета на основе кодов, исправляющих ошибки	62
<u>ЭЛЕКТРОНИКА</u>	
Айвазян К.Г., Худавердян С.Х. Эффективность регулятора поиска точки максимальной мощности солнечных батарей в условиях частичного затенения	68
Мамиконян Б.М., Егорян А.А., Аветисян А.Р. Методы измерения параметров катушек индуктивности на переменном токе	75
Петросян О.А., Хачикян Л.Э., Петросян О.О. Анализ сигнала электростимуляции и разработка системы на основе программного пакета Labview	82
<u>РАДИОТЕХНИКА</u>	
Азоян М.С. Вывод основных соотношений для полупроводникового параметрического делителя сверхвысоких частот	91
Айвазян М.Ц. Мультиплексор для терагерцового диапазона	97
Арзуманян А.Г., Гомцяц О.А., Севоян О.Ж. Реализация работы высокочастотного и цифроаналогового преобразователей с помощью программируемой логической интегральной схемы	106
Арустамян В.Е., Худавердян С.Х., Дохолян Ж.Г., Худавердян А.С. О возможности построения спектрального пирометра на многофункциональном фотодетекторе	113
<u>Информационные материалы</u>	
Аракелян Арам Амаякович К 70-летию со дня рождения	119
Список авторов	125
Правила оформления статей	130

CONTENTS

<i>Editorial</i>	10
<u>INFORMATION TECHNOLOGIES</u>	
Kirakossian R.G. A Dynamic Method for the Effective Use of Telecommunication Resources in Telemedicine	11
Hovhannisyan Ts.S. Security Organization in Telecommunication Networks	26
Simonyan S.H., Papovyan R.A. A Decomposition Methods for Solving One-Parametric Linear Matrix Equations With Complex Matrices	34
Hartl R.F., Kirakossian G.T., Siradeghyan S.A. Dynamic Model and an Algorithm for Operative Planning and Allocation of Resources in the Specialized Information System in an Enterprise	53
Margarov G.I., Khemchyan A.A. Secret Sharing Based on Error-Correcting Codes	62
<u>ELECTRONICS</u>	
Ayvazyan K.G., Khudaverdyan S.Kh. Efficiency of the Solar Batteries' Maximum Power Point Tracking Controller at Partial Shading	68
Mamikonyan B.M., Egoryan A.A., Avetisyan A.R. Methods of Inductor Parameter Measurement with Alternating Current	75
Petrosyan O.H., Khachikyan L.E., Petrosyan H.O. Electrostimulation Signal Analysis and the System Development Based on the Labview Software Package	82
<u>RADIO ENGINEERING</u>	
Azoyan M.S. Deducing the Main Relations for a Semiconductor Parametric Microwave Divider	91
Ayvazyan M.Ts. A Multiplexer for the Terahertz Range	97
Arzumanyan H.G., Gomtsyan H.A., Sevoyan O.J. Operation of High-Frequency and Digital-to-Analog Converters by a Field- Programmable Gate Array	106
Arustamyan V.E., Khudaverdyan S.Kh., Dokholyan Zh.G., Khudaverdyan A.S. The Possibility of Constructing a Spectral Pyrometer Based on a Multifunctional Detector	113
<u>Information materials</u>	
Araqelyan Aram Hmayak To the 70 th anniversary of birth	119
List of the Authors	127
Rules for preparing the articles	131

Խ Մ Բ Ա Գ Ր Ի Կ Ո Ղ Մ Ի Ց

Հարգելի ընթերցող

Հանդեսի ընթացիկ թողարկումն ընդգրկում է հանդեսի ուղղվածության ժամանակակից գիտական որոշ հիմնախնդիրների լուծման ինչպես տեսական, այնպես էլ կիրառական տեսանկյունները:

«Տեղեկատվական տեխնոլոգիաներ» բաժնում դիտարկված են հեռաբժշկության մեջ հեռահաղորդակցման ռեսուրսների արդյունավետ օգտագործման հարցերը՝ առաջարկված դինամիկ մեթոդի հիման վրա: Հեռահաղորդակցման ցանցերի անվտանգության ապահովման համար առաջարկվում է համալիր համակարգ, որում օգտագործվում են ծրագրավորվող կոմուտատորներ՝ ստորին շերտերում տրաֆիկի ղեկավարման համար: Զարգացվել են դիֆերենցիալ ձևափոխությունների ապարատի տեսական և գործնական տեսանկյունները կոմպլեքս մատրիցներով միապարամետրական գծային մատրիցային հավասարումների լուծման դեկոմպոզիցիոն մեթոդների տիրույթում, որոնց դեպքում նախնական անընդհատ խնդիրների լուծումները հանգեցվում են տեղեկատվական տեխնոլոգիաների ժամանակակից միջոցներով արդյունավետորեն իրականացվող թվային անդրադարձ խնդիրների որոշ բազմության լուծմանը: Նկարագրված է մասնագիտացված տեղեկատվական համակարգերում ռեսուրսների համալիր պլանավորման և բաշխման հիմնախնդրի լուծման դինամիկ մաթեմատիկական մոդել: Մշակված է գաղտնիքի բաշխման մեթոդ, որի դեպքում օգտագործվում են սխալներ ուղղող կոդեր:

«Էլեկտրոնիկա» բաժնում փորձնականորեն հետազոտված են մասնակիորեն ստվերված արևային մարտկոցների հզորությունների բնութագրերը, դիտարկված է ինդուկտիվության կոճերի պարամետրական առանձին չափման հիմնախնդիրը, իրականացված է էլեկտրաազդակների ազդանշանների պարամետրերին ներկայացվող հիմնական պահանջների վերլուծություն:

«Ռադիոտեխնիկա» բաժնում արտածված են գերբարձր հաճախությունների կիսահաղորդչային պարամետրական բաժանիչի հիմնական առնչությունները, տերահերցային ընդգրկույթում ազդանշանների մուտիպլեքսավորման համար առաջարկված է օգտագործել նոր կառուցվածքով ալիքատարային եռյակ, դիտարկված են բարձրհաճախական և թվաանալոգային ձևափոխիչների հնարավորությունները և համալարման սկզբունքները, բազմաֆունկցիոնալ ֆոտոդետեկտորի բազայի վրա սպեկտրալային պիրոմետրի կառուցման հնարավորությունը:

Հանդեսի խմբագրությունն սպասում է նոր որակյալ հետազոտությունների՝ դրանց արդյունքների հրատարակման համար:

Հանդեսի գլխավոր խմբագիր՝
Ս.Հ. Սիմոնյան

О Т Р Е Д А К Т О Р А

Уважаемый читатель!

Настоящий выпуск журнала включает как теоретические, так и прикладные результаты решения некоторых современных проблем научной направленности журнала.

В разделе “Информационные технологии” рассмотрены вопросы эффективного использования телекоммуникационных ресурсов телемедицины на основе предложенного динамического метода. Для обеспечения безопасности телекоммуникационных сетей предлагается комплексная система, использующая программируемые коммутаторы для управления трафиком в нижних слоях. Развита теоретическая и прикладная аспекты аппарата дифференциальных преобразований в области декомпозиционных методов решения однопараметрических линейных матричных уравнений с комплексными матрицами, при которых решения исходных непрерывных задач сводятся к решению множеств рекуррентных числовых задач, эффективно реализуемых современными средствами информационных технологий. Описана динамическая математическая модель для решения проблемы комплексного планирования и распределения ресурсов в специализированной информационной системе. Разработан метод распределения секрета, использующий коды, исправляющие ошибки.

В разделе “Электроника” экспериментально исследованы мощностные характеристики частично затененных солнечных батарей, рассмотрена проблема отдельного измерения параметров катушек индуктивности, проведен анализ основных требований, предъявляемых к параметрам сигналов электростимуляции.

В разделе “Радиотехника” выведены основные соотношения для полупроводникового параметрического делителя сверхвысоких частот, предложено в терагерцовом диапазоне для мультиплексирования сигналов использовать волноводный тройник новой конструкции, рассмотрены возможность и принципы настройки высокочастотного и цифроаналогового преобразователей, возможность построения спектрального пиromетра на базе многофункционального фотодетектора.

Редколлегия журнала ждет новых качественных исследований и соответствующих материалов для публикации их результатов.

Главный редактор журнала
С.О. Симонян

EDITORIAL

Dear reader,

The present issue of the Journal includes both theoretical and application specific aspects of solution of some contemporary problems within the journal's scientific orientation.

In the section "Information technologies", issues on the efficient application of telecommunication resources in telemedicine based on the proposed dynamic method are considered. To provide the security of telecommunication networks, a complex system using programmable commutators is proposed for controlling the traffic in the lower layers. Theoretical and applied aspects are developed for the apparatus of differential transformations in the area of decomposition methods for solving one-parametric linear matrix equations with complex matrices at which, the solutions of the initial continuous problems is reduced to the solution of sets of recurrent digital problems efficiently implemented by up-to-date means of information technologies. A dynamic mathematical model for solving problems concerning the complex planning and distributing the secret using codes which correct the errors is developed.

In the section "Electronics", the power characteristics of partially shaded solar cells are investigated, the problem of separate measurement of the inductor parameters is considered, the main requirements set to the parameters of the electrostimulation signals are analyzed.

In the section "Radio engineering", the main relations for a semiconductor parametric divider of microwave frequencies are derived. It is proposed to use a new structure waveguide tee in a terahertz range for multiplexing signals. The possibility and principles of constructing high frequency and digital-to-analog converters, as well as the possibility of constructing a spectral pyrometer on the basis of multifunctional photo-detector are considered.

The editorial council of the Journal expects new, high-quality investigations to publish their investigation results in the future issues of the journal.

Editor -in-chief of the Journal
S.H. Simonyan

ИНФОРМАЦИОННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ

УДК 654.9:615.478

ДИНАМИЧЕСКИЙ МЕТОД ЭФФЕКТИВНОГО ИСПОЛЬЗОВАНИЯ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ РЕСУРСОВ ТЕЛЕМЕДИЦИНЫ

Р.Г. Киракосян

Национальный политехнический университет Армении

Разработан динамический метод эффективного распределения и перераспределения телекоммуникационных ресурсов медицинского центра для решения задач телемедицины с учетом приоритетности предлагаемых лечебных услуг. Предложенный метод включает в себя математическую модель, алгоритм и программный пакет и может быть использован в системах управления функционированием разнообразных медицинских центров, что позволяет осуществлять эффективное использование общих телекоммуникационных ресурсов телемедицины при возникновении новых телемедицинских услуг и изменении значимости рассматриваемых телемедицинских услуг. Данный метод может быть использован также для управления телекоммуникационными ресурсами в различных иерархических системах.

Ключевые слова: телемедицина, телекоммуникационные ресурсы, телекоммуникационные технологии, система управления, метод, математическая модель, алгоритм, программный пакет.

Введение. На основе современных телекоммуникационных (ТК) технологий для повышения эффективности и оперативности организации многочисленных и разнообразных медицинских лечебных услуг в индустриально развитых странах используются различные телемедицинские системы [1, 2]. В медицинских центрах, где используется телемедицина, как правило, разработана и внедрена телемедицинская иерархическая инфраструктура ТК технологий, которая является сложной информационно-телекоммуникационной системой (ИТКС). Телемедицинская ИТКС крупного медицинского центра представляет собой совокупность ТК сети и автоматизированной системы, где ее эффективное использование требует разработки, внедрения и эксплуатации унифицированной системы управления (СУ). Наряду с решением задач управления информационными и ТК технологиями такая СУ предназначена для организации динамического применения (распределения и перераспределения) аппаратно-программных ресурсов ТК технологий в зависимости от приоритетов лечебных услуг телемедицины данного медицинского центра.

Инфраструктура ТК технологий современных крупных медицинских центров довольно сложна, и, как правило, ТК ресурсы используются неэффективно. Это приводит к увеличению всевозможных затрат медицинского центра на ТК ресурсы, в том числе к большим необоснованным затратам на поддержку существующих ИТКС. Кроме того, систематически затрачиваются дополнительные финансовые средства на приобретение новых приложений для различных медицинских услуг, в том числе на новые лечебные услуги телемедицины.

Современные лечебные услуги телемедицины медицинских центров не удовлетворяются просто доступом к общим ТК ресурсам, когда всем пациентам и медицинским услугам предоставляются равные права, а требуют дифференцированного подхода при выделении общих ТК ресурсов необходимого объема и качества, а также индивидуального обслуживания с предоставлением разных прав доступа. Все современные лечебные услуги телемедицины имеют различную потребность в разнообразных ТК ресурсах, причем для повышения их эффективности, исходя из экономических соображений, для многих таких медицинских сервисов выделяются одни и те же ТК ресурсы [3-5]. Следует отметить, что все ТК ресурсы телемедицины медицинского центра ограничены, а при одновременном обращении к их общим ТК ресурсам могут возникнуть конфликты, для разрешения которых СУ данным ресурсом не всегда могут отдать предпочтение тому или другому пациенту или лечебной услуге по причине отсутствия информации об их приоритетности.

В ТК технологиях телемедицины практически нет универсальных СУ, которые бы позволяли включать все компоненты ТК технологий в единую автоматизированную систему, полностью контролировать и управлять ТК ресурсами телемедицины медицинского центра как единым целым и при этом организовать такое интегрированное использование данными ресурсами, которое бы адекватно и своевременно отвечало текущим динамически меняющимся объемам запросов потребителей (пациентов) на ту или иную медицинскую услугу. Поэтому разработка метода эффективного использования ТК ресурсов телемедицины при их ограниченности с учетом динамики изменения приоритетов на лечебные услуги является весьма актуальной.

С учетом сказанного целью работы является разработка динамического метода эффективного использования ТК ресурсов для повышения эффективности функционирования всех приложений и решения различных задач телемедицины в зависимости от приоритетности предлагаемых телемедицинских услуг.

Система использования ТК ресурсов телемедицины. Динамика изменения предлагаемых лечебных услуг телемедицины медицинского центра может быть обусловлена как трансформацией общих целей (приоритетов) медицинских

задач, так и внезапным отказом его ТК ресурсов, делающих невозможной информационно-технологическую поддержку отдельных телемедицинских услуг. В таких случаях происходит изменение значимости лечебных услуг телемедицины медицинского центра и, следовательно, приоритетов для поддерживающих их ТК технологий, что, в свою очередь, влечет за собой необходимость перераспределения ТК ресурсов телемедицины. Это можно осуществить использованием разработанной ИТКС. В свою очередь, такие изменения значимостей лечебных услуг телемедицины медицинского центра могут происходить динамично и носить стохастический характер (например, перерывы или отсутствие связи на стороне провайдера ТК услуг) или наоборот, быть предсказуемыми и планируемыми (например, при проведении медицинской интернет-конференции в медицинском центре, где ее организовали, может потребоваться для этих целей существенно расширить полосу пропускания канала доступа в глобальную сеть для поддержки телемедицинских задач видеоконференций за счет ограничения доступа для других лечебных услуг телемедицины и т.д.).

Структура эффективного использования ТК ресурсов телемедицины медицинского центра, способного оперативно реагировать на изменение значимости лечебных услуг, приведена на рисунке.

Эффективное использование ТК ресурсов телемедицины имеет цель обеспечить комплексную автоматизацию лечебных услуг для медицинских центров со сложной инфраструктурой ТК технологий. Для этого существует два иерархических уровня:

Первый уровень. Данный уровень управляет автоматизацией процессов деятельности медицинского центра в сфере телемедицины. На рисунке первый уровень выступает в виде следующих двух блоков:

- управление услугами телемедицины медицинского центра;
- определение значимости услуг телемедицины медицинского центра.

Второй уровень. Этот уровень управляет как разнообразными ТК технологиями, поддерживаемыми услугами телемедицины медицинского центра, так и работой компонентов инфраструктуры ТК технологий (сетями, серверами, распределенными приложениями и т.д.), а также осуществляет анализ состояния ТК ресурсов телемедицины с целью определения эффективности работы компонентов инфраструктуры ТК технологий.

На втором уровне представленный блок эффективного использования ТК ресурсов телемедицины медицинского центра (см. рис.) призван стать системообразующим началом создания единой интегрированной системы автоматизированного управления приложениями, непосредственно обеспечивающими лечебные услуги телемедицины и необходимыми для их

работы поддерживающими информационными и ТК технологиями. Данный блок, кроме того, что в динамике эффективно распределяет имеющиеся ТК ресурсы между всеми медицинскими лечебными услугами, он также осуществляет эффективное использование не только отдельных элементов, но и процессов, поддерживающих медицинские задачи телемедицины. Этот блок поддерживает показатели качества функционирования ТК ресурсов телемедицины медицинского центра на заданном уровне и при изменении внешних условий изменяет и перераспределяет доступ телемедицинских приложений и задач к общим ТК ресурсам.

Состояние единой интегрированной системы автоматизированного управления телемедициной медицинского центра оценивается применением мониторинга и анализа работы ее элементов и подсистем (ТК сетей, серверов, терминалов и т.д.), а также распределенных приложений и сервисов ТК технологий. Анализ включает получение информации о качестве услуг телемедицины медицинского центра, определение возможности предоставления для телемедицинских лечебных услуг ТК ресурсов с требуемыми параметрами и т.д.

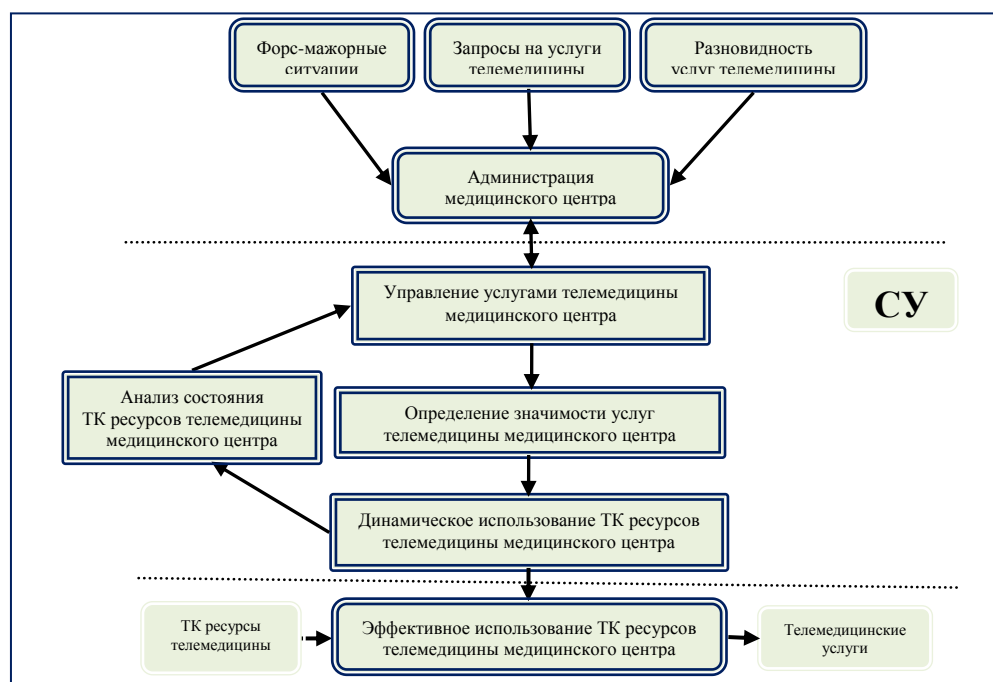


Рис. Эффективное использование ТК ресурсов телемедицины медицинского центра при изменении значимости предлагаемых услуг

При создании и функционировании СУ лечебными услугами телемедицины медицинского центра необходимо обеспечить тесное взаимодействие между руководителями служб ТК технологий не только на этапе разработки, но и в процессе эксплуатации.

Динамический метод эффективного использования ТК ресурсов телемедицины. Существует много методов эффективного использования сервисов ТК технологий для лечебных услуг телемедицины [5-7], однако все они в основном рассматривают только статическую ситуацию и предполагают, что значимость предлагаемых лечебных услуг телемедицины медицинского центра со временем не изменяется, что является ошибочным подходом. Кроме того, данные методы используются для статических ситуаций, т.е. считается, что ТК технологии в динамике остаются неизменными, что не соответствует действительности.

Предлагаемый в данной работе динамический метод эффективного использования ТК ресурсов телемедицины медицинского центра разработан с учетом того, что значимость лечебных услуг телемедицины в динамике может изменяться, а вовлеченные в процесс ТК ресурсы ограничены.

В разработанном методе предполагается, что основные компоненты ТК ресурсов телемедицины медицинского центра рассредоточены территориально разрозненно, а СУ ТК ресурсами телемедицины организационно представляет собой территориально-рассредоточенную иерархическую многоуровневую систему автоматизированного управления с центральным узлом, координирующим работу региональных узлов и уровней. Суть разработанного метода вербально можно описать следующими тремя укрупненными последовательными шагами:

Шаг 1. На основании значимости лечебных услуг телемедицины медицинского центра на первом этапе выявляются приоритеты поддерживающих их приложений. С учетом данной информации определяется новая политика эффективного использования ТК ресурсов телемедицины медицинского центра, которая хранится в центральном узле и дублируется в региональных узлах управления.

Шаг 2. Если стратегия значимости лечебных услуг телемедицины медицинского центра изменяется, то происходит изменение приоритетов выполняемых услуг телемедицины и определяются новые приоритеты. Естественно, что для выполняемых лечебных услуг телемедицины изменение приоритетов может сказаться на их успешном завершении, т.е. решение таких задач может быть немедленно прекращено. Что касается новых лечебных услуг телемедицины, то в зависимости от их приоритета им вообще может быть отказано в предоставлении ТК ресурса.

Шаг 3. Определяются ТК ресурсы, необходимые для решения лечебных услуг телемедицины медицинского центра, и выявляются объемы таких ресурсов, в которых нуждаются новые услуги телемедицины. Тем самым происходит эффективное использование ТК ресурсов медицинского центра, где учитываются приоритеты всех услуг телемедицины, а если ТК ресурсы ограничены, то учитываются также объемы задействованных и необходимых ТК ресурсов.

Для представления разработанной динамической математической модели эффективного использования ТК ресурсов телемедицины медицинского центра с учетом приоритетов всех лечебных телемедицинских услуг представим необходимые обозначения:

$E = \{e_i\}, i = \overline{1, m}$ - множество, элементы которого представляют собой ТК ресурсы телемедицины медицинского центра и предлагаемые лечебные услуги телемедицины. В пространство E включены все имеющиеся ТК ресурсы медицинского центра и возможные лечебные услуги телемедицины, которые могут выполняться. Из-за расширения и модификации телемедицины или установки новых лечебных услуг телемедицины добавляются новые ТК ресурсы, которые не были предусмотрены, а в случае безвозвратного удаления таких ресурсов или приложений размерность множества E соответственно увеличивается или уменьшается;

$H = \{h_i\}, i = \overline{1, m}$ - подмножество множества E , элементы которого представляют собой лечебные услуги телемедицины, обеспечивающие функционирование ТК ресурсов телемедицины и, как следствие, эффективное функционирование приложений, поддерживающих лечебные услуги телемедицины;

$G = \{g_i\}, i = \overline{1, m}$ - подмножество множества E , элементы которого представляют собой ТК ресурсы, используемые лечебными услугами телемедицины медицинского центра.

Для выбора ТК ресурсов или лечебных услуг телемедицины из множества E выделены m -мерные векторы $\overline{R_g}$ и $\overline{R_h}$, где $\overline{R_g}$ определяет элементы телемедицины, являющиеся ТК ресурсами, а $\overline{R_h}$ определяет элементы, являющиеся лечебными услугами телемедицины. Элементы данных двух векторов принимают значения “0” или “1”, где “1” устанавливается на тех позициях, например вектора $\overline{R_g}$, которые соответствуют ТК ресурсам телемедицины, а “0” - лечебным услугам телемедицины.

Коэффициенты важности ТК ресурсов телемедицины и лечебных услуг медицинского центра представлены при помощи V_1, V_2, \dots, V_m . Значения данных коэффициентов выявляются стратегиями использования ТК ресурсов, а при изменении выбранных стратегий они изменяются.

Матрица использования ТК ресурсов телемедицины медицинского центра представлена при помощи $L = \| l_{ij} \|$, $i, j = \overline{1, m}$, где l_{ij} - элемент, посредством которого определяется нормированный коэффициент использования элементом e_i элемента e_j .

Вектором $\bar{Z} = (z_1, z_2, \dots, z_m)$ представлены лечебные услуги телемедицины медицинского центра из подмножества H , которые в данный момент выполняются, где $z_j = 1$, если задача h_j на стадии выполнения, и $z_j = 0$, если данная задача не выполняется.

Вектором $\bar{Q} = (q_1, q_2, \dots, q_m)$ выявлены те лечебные услуги телемедицины медицинского центра из матрицы L , выполнение которых может быть отменено для высвобождения ТК ресурсов, или использование ими этих ресурсов может быть уменьшено для обеспечения решения новых задач, где $d_j = 1$, если выполнение лечебных услуг телемедицины h_j можно отменить, и $d_j = 0$, если данная услуга не выполняется.

Максимальная эффективность использования ТК ресурсов телемедицины медицинского центра будет обеспечена СУ (см. рис.) тогда, когда будут выполняться самые важные лечебные услуги телемедицины. Это достигается при помощи критерия

$$\max \sum_{i=1}^m v_i z_i. \quad (1)$$

Критерий (1) подразумевает достижение максимума суммарной важности лечебных услуг телемедицины медицинского центра, которые выполняются и планируются к выполнению с учетом новых значений коэффициентов важности, корректируемых при изменении стратегии использования ТК ресурсов телемедицины.

Поскольку элемент l_{ij} в матрице L является нормированным коэффициентом использования лечебной услугой телемедицины медицинского центра h_j ТК ресурса g_j , то общий объем использования ТК ресурса не может превышать 1, то есть всегда выполняется условие

$$\sum_{i=1}^m l_{ij} z_i \leq 1, \quad j = \overline{1, m}. \quad (2)$$

Предположим, что появляется новая лечебная услуга телемедицины медицинского центра h'_p , $p = \overline{1, m}$, для которой начальное выполняемое условие $z_p = 0$. Если для ее выполнения недостаточно ТК ресурсов телемедицины медицинского центра, то необходимо или высвободить какие-то ТК ресурсы для выполнения h'_p , или принять решение, что h'_p не может быть выполнена, поскольку не имеет достаточную важность, с учетом стратегии ограничения на телемедицинские ресурсы, которые используются в данный момент.

Количество свободных телемедицинских ТК ресурсов g_j , которые могут быть использованы, вычисляются при помощи

$$g_j = 1 - \sum_{i=1}^m l_{ij} z_i, \quad j = \overline{1, m}. \quad (3)$$

Для каждого ТК ресурса g_j , необходимого для предоставления лечебной услуги телемедицины h'_i , надо проверить выполнение условия

$$g_j \geq l_{pj}, \quad j = \overline{1, m}, \quad (4)$$

и если данное условие выполняется, то это свидетельствует о том, что в медицинском центре имеется достаточное количество ТК ресурсов, необходимых для решения телемедицинской лечебной услуги h'_i , и не требуется дополнительного изменения по перераспределению ТК ресурсов медицинского центра.

Если в медицинском центре нет достаточного количества незадействованных ТК ресурсов, необходимых для решения телемедицинской лечебной услуги h'_i , то СУ освобождает часть ТК ресурсов медицинского центра, занятых менее важными задачами.

Обозначим через σ_j , $j = \overline{1, m}$ количество ТК ресурса g_j , не хватающего для решения телемедицинской лечебной услуги h'_i медицинского центра:

$$\sigma_j = g_j - l_{pj}, \quad j = \overline{1, m}. \quad (5)$$

Тогда для управления перераспределением ТК ресурсов медицинского центра необходимо найти все телемедицинские лечебные услуги h_j , отмена

которых освободит ТК ресурсы медицинского центра, необходимые для решения телемедицинской услуги h_i .

Опишем три основных критерия, которые необходимо учитывать при решении данной телемедицинской лечебной услуги медицинского центра.

1. *Критерий минимальной суммарной важности телемедицинских услуг.* Телемедицинским лечебным услугам медицинского центра, у которых суммарная важность минимальна, не должны быть предоставлены (или должны быть отняты) ТК ресурсы:

$$\min \sum_{i=1}^m v_i q_i . \quad (6)$$

2. *Критерий наименьшего количества выполняемых телемедицинских услуг.* Следует приостановить выполнение наименьшего количества выполняемых на данный момент времени телемедицинских лечебных услуг медицинского центра:

$$\min \sum_{i=1}^m q_i z_i . \quad (7)$$

3. *Критерий предотвращения избыточности высвобождения ТК ресурсов.* При высвобождении ТК ресурса q_j может потребоваться прекращение выполнения достаточного количества низкоприоритетных телемедицинских лечебных услуг, что с учетом взаимозависимости телемедицинских ТК ресурсов и лечебных услуг может привести к большему освобождению некоторого ТК ресурса q_j^* , чем это необходимо, и, в конечном итоге, снизит эффективность работы. Для предотвращения избыточности высвобождения ТК ресурсов медицинского центра при решении задач телемедицины предлагается учитывать критерий

$$a_j = \sum_{i=1}^m l_{ij} q_i - \sigma_j , a_j \rightarrow \min , a_j \geq 0 , j = \overline{1, m} , \quad (8)$$

где a_j - количество ТК ресурса, которое высвобождается и которое всегда имеет положительное значение.

Трудность быстрого поиска набора вариантов эффективного использования ТК ресурсов телемедицины медицинского центра для конкретных лечебных услуг, которые удовлетворяют критериям (6)-(8), заключается в переборе большого количества комбинаций для каждого из имеющихся таких ресурсов. Для упрощения поиска введем параметр b_i^* , характеризующий значение

усредненного использования ТК ресурсов со стороны i -й лечебной услуги телемедицины. Значение данного параметра b_i^* вычисляется по формуле

$$b_i^* = \frac{\sum_{j=1}^m l_{ij} w_j}{m^*}, \quad j = \overline{1, m}, \quad (9)$$

где m^* - количество ненулевых составляющих $l_{ij} w_j$, w_j - определяет использование ТК ресурса h_j лечебной услугой телемедицины. Необходимо отметить, что $w_j = 1$, если телемедицинская лечебная услуга h_j использует ТК ресурс g_j , и $w_j = 0$, если не использует g_j .

Параметр b_i^* введен с учетом предположения существования пропорциональной связи между коэффициентами использования различных ТК ресурсов одной телемедицинской лечебной услугой, т.е. если телемедицинская лечебная услуга h_j использует один из ТК ресурсов с большим значением коэффициента, то и другие ТК ресурсы также будут использоваться с большим коэффициентом.

Для разрешения конфликта между новой лечебной услугой телемедицины h_i и другими лечебными услугами телемедицины, уже использующими эти же ТК ресурсы телемедицины медицинского центра, в зависимости от значения b_i^* возможны три варианта:

- при $b_i^* = 0$ лечебная услуга телемедицины h_i использует ТК ресурсы телемедицины медицинского центра, на которые не претендует новая лечебная услуга телемедицины h_p ;
- при $b_i^* \ll b_p^*$ лечебная услуга телемедицины h_i использует столь незначительные объемы ТК ресурсов телемедицины медицинского центра, на которые претендует лечебная услуга телемедицины h_p , что удаление услуги h_i не повлияет на решение проблемы освобождения ТК ресурсов;
- в других случаях лечебная услуга телемедицины h_i использует значительные объемы тех же ТК ресурсов телемедицины медицинского центра, на которые претендует телемедицинская лечебная услуга h_p .

Таким образом, СУ ТК ресурсами телемедицины медицинского центра (см. рис.), осуществляя выделение данных ТК ресурсов для новой телемедицинской

услуги h_p и их перераспределение между существующими телемедицинскими услугами h_i при изменении стратегии, должна выполнять поиск телемедицинских лечебных услуг, подлежащих удалению, среди тех исполняемых лечебных услуг телемедицины, которые могут высвободить достаточный объем необходимых ТК ресурсов телемедицины.

Учитывая, что поставленная проблема эффективного использования ТК ресурсов медицинского центра для услуг телемедицины в реальных условиях требует больших вычислительных затрат, разработан эффективный алгоритм, вербальное описание которого состоит из следующих укрупненных блоков:

Блок 1. Осуществляется сортировка всех предлагаемых лечебных услуг телемедицины медицинского центра по приоритетности: $v_i + 1 > v_i$.

Блок 2. Из элементов множества E отмечаются лечебные услуги телемедицины медицинского центра: $H = \overline{R_h E}$.

Блок 3. Исключаются те лечебные услуги телемедицины медицинского центра, для которых важность v_i больше важности v_p задачи h_p .

Блок 4. Определяется верхняя граница количества рассматриваемых лечебных услуг телемедицины медицинского центра (I_{\max}).

Блок 5. Для каждой лечебной услуги телемедицины медицинского центра вычисляется среднее значение использования ТК ресурсов b_i^* для $i = \overline{1, I_{\max}}$.

Блок 6. Из рассмотрения удаляются те лечебные услуги телемедицины медицинского центра, которые удовлетворяют одному из трех критериев:

1) *критерий наименьшей важности лечебных услуг.* Из рассмотрения удаляются наименее важные лечебные услуги телемедицины медицинского центра:

$$Q_i = 1, \text{ если } \sum_{j=1}^i b_j^* < b_p^*, \text{ для } i = \overline{1, I_{\max}}; \quad (10)$$

2) *критерий наименьшего количества лечебных услуг.* Из рассмотрения удаляется наименьшее количество лечебных услуг телемедицины медицинского центра:

$$Q_i = 1, \text{ если } \sum_{j=i^{\max}}^i b_j^* < b_p^*, \text{ для } i = \overline{I_{\max}, 1}; \quad (11)$$

3) *критерий наиболее ресурсоемких лечебных услуг.* Из рассмотрения удаляются наиболее ресурсоемкие, но с минимальной значимостью лечебные услуги телемедицины медицинского центра.

Лечебные услуги телемедицины медицинского центра сортируются по значению $d_i = b_i^* / v_i$ так, чтобы $d_{i+1} < d_i$. После сортировки при помощи критерия (11) происходит выбор тех лечебных услуг телемедицины, которые имеют наименьшую значимость (приоритетность) и требуют большого количества ТК ресурсов. Эти выбранные лечебные услуги телемедицины удаляются из дальнейшего рассмотрения.

Блок 7. После формирования удаляемых лечебных услуг телемедицины медицинского центра сравниваются объемы высвобождаемых ТК ресурсов для каждой из услуг и определяется ТК ресурс с максимальным дефицитом $\max \sigma_j$. Определяется набор лечебных услуг телемедицины медицинского центра, которые блокируются для освобождения ТК ресурсов по одному из приведенных выше трех критериев, и b_i^* заменяется значением j -го ТК ресурса.

Опишем алгоритм работы СУ для решения проблемы распределения ТК ресурсов медицинского центра при организации лечебных услуг телемедицины.

Каждый периферийный узел СУ ИТКС медицинского центра управляет распределением своих ТК ресурсов. При этом данный периферийный узел СУ руководствуется указаниями, поступающими из центрального узла СУ. В случае, когда периферийный узел получает запрос на выделение ТК ресурса, находящегося в компетенции другого периферийного узла, то происходит их взаимодействие через узлы СУ более высокими уровнями иерархии.

Обобщенный алгоритм работы узла СУ U^n n -го уровня можно описать следующими шестью этапами.

Этап 1. Узел U^n получает запрос на выделение ТК ресурсов для лечебной услуги телемедицины h_p .

Этап 2. Узел U^n разделяет множество необходимых ТК ресурсов G_S из множества узла G_C на два подмножества G_T и G_F , которые можно определить при помощи формул

$$G_T = (G_S \setminus G_{REZ}) \cap G_C, \quad (12)$$

$$G_F = (G_S \setminus G_{REZ}) \setminus G_C, \quad (13)$$

где G_T - множество ТК ресурсов телемедицины медицинского центра, зафиксированных за этим узлом; G_F - множество ТК ресурсов телемедицины медицинского центра, находящихся в ведении других узлов СУ; G_{REZ} - множество ТК ресурсов телемедицины медицинского центра, которые зарезервированы узлами нижних уровней.

Этап 3. Узел U^n определяет возможность выделения ТК ресурсов телемедицины из множества G_F медицинского центра с учетом существующей на данный момент стратегии предоставления лечебных услуг. Если все ТК ресурсы телемедицины медицинского центра могут быть предоставлены, то они выделяются. В противном случае - узел U^{n+1} получает отказ. Все выделенные ТК ресурсы телемедицины медицинского центра идентифицируются в множество G_{REZ} , которое определяется при помощи формулы

$$G_{REZ} = G_{REZ} + G_T. \quad (14)$$

Этап 4. Если хотя бы один из ТК ресурсов телемедицины медицинского центра не закреплен за узлом (т.е. $G_{REZ} \neq 0$), то посылается запрос узлу более высокого уровня иерархии.

Этап 5. Если телемедицинская лечебная услуга h_p принадлежит множеству данного узла, то данная лечебная услуга телемедицины начинает выполняться, ей выделяются ТК ресурсы, и алгоритм завершается.

Этап 6. Если все ТК ресурсы телемедицины выделены $G_{rez} = G_S$, то следует выделить зарезервированные ТК ресурсы $G_{rez} \cap G_C$ и отправить запрос на выделение зарезервированных ТК ресурсов телемедицины узлу U^{n-1} .

Разработанный алгоритм эффективного использования ТК ресурсов медицинского центра для предоставления услуг телемедицины дает точное решение, за исключением тех случаев, когда один из коэффициентов l_{ij} существенно отклоняется от среднего значения b_i^* , однако такая ситуация очень редка.

На основе вышеописанного разработанного алгоритма предложен программный пакет TelRes на алгоритмическом языке высокого уровня Visual C++, который работает в ТК сети для операционной среды Windows. Разработанный программный пакет TelRes запускается каждый раз, когда в медицинском центре возникает необходимость в новой лечебной услуге телемедицины, или если происходит перераспределение приоритетов выполняемых лечебных услуг. Программный пакет TelRes позволяет автоматизировать и упростить динамический процесс распределения и перераспределения ТК ресурсов телемедицины медицинского центра с учетом приоритетности рассматриваемых лечебных услуг и ограничений на данные ресурсы.

В совокупности, разработанные в данной статье математические модели, алгоритм и программный пакет являются тем предлагаемым динамическим

методом, при помощи которого можно эффективно использовать ТК ресурсы для предоставления лечебных услуг телемедицины.

Выводы

1. Разработанный динамический метод может быть использован в системах управления функционированием телемедицины разнотипных и разнообразных медицинских центров, что позволяет осуществлять эффективное распределение и перераспределение общих ТК ресурсов телемедицины при возникновении новых медицинских услуг и изменении значимости рассматриваемых телемедицинских лечебных услуг.

2. Разработанные математические модели, алгоритм и программный пакет эффективного использования ТК ресурсов телемедицины медицинского центра могут быть использованы в различных иерархических системах управления ТК ресурсами.

Литература

1. **Merrell Ronald C., Charles Doarn R.** Telemedicine and e-Health // Journal Citation Report/ Published by Thomson Reuters. - 2011. - Vol. 18. - P.128-149.
2. European Commission Information Society and Media, eHealth Priorities and Strategies in European Countries: eHealth ERA report. - March 2007. - 158 p.
3. **Bashshur Rashid L., Shannon Gary W.** History of Telemedicine. ISBN e-book 978-1-934854-04-2. - Hardcover, 2009. – 415 p.
4. **Anderson G.F., Frogner B.K., Johns R.A., Reinhardt U.E.** Healthcare Spending and use of Information Technology in OECD Countries // Health Affairs. - May/June, 2006. - Vol. 25, issue 3. - P. 819-831.
5. Компьютерные сети телемедицины / **К. Камкамидзе, М. Тевдорадзе, М. Мануков и др.** - Тбилиси: Издательский дом “Технический университет”, 2009. – 130 с.
6. **Brove A., Molina- Martinez R.** 24-Hour Anonymous Medical Information Service Using the Mobile Telephone in Sweden: A Pilot Study during the Summer of 2008 / M. Jordanova, F. Lievens (Eds.) // Global Telemedicine/eHealth Updates: Knowledge Resources. - Publ. LuxExpo, Luxembourg, 2009. – Vol. 2. - P. 181-185.
7. **Castelli D., Schlachta-Fairchild L. and Pyke R.** Telenursing panel: telenursing implementation strategies and success factors / M. Jordanova, F. Lievens (Eds.) // Global Telemedicine/eHealth Updates: Knowledge Resources. - Publ. LuxExpo, Luxembourg, 2009. - Vol. 1. - P. 409-414.

*Поступила в редакцию 11.02.2015.
Принята к опубликованию 22.05.2015.*

**ՀԵՌԱԲԺՇԿՈՒԹՅԱՆ ՀԵՌԱՀԱՂՈՐԴԱԿՑԱԿԱՆ ՌԵՍՈՒՐՍՆԵՐԻ
ԱՐԴՅՈՒՆԱՎԵՏ ՕԳՏԱԳՈՐԾՄԱՆ ԴԻՆԱՄԻԿ ՄԵԹՈԴ**

Ռ.Գ. Կիրակոսյան

Բժշկական կենտրոնի հեռաբժշկության խնդիրների լուծման համար մշակվել է հեռահաղորդակցական ռեսուրսների արդյունավետ բաշխման և վերաբաշխման մեթոդ՝ հաշվի առնելով առաջարկվող բուժճառայությունների առաջնահերթությունը: Առաջարկված մեթոդը ներառում է մաթեմատիկական մոդել, ալգորիթմ և ծրագրային փաթեթ և կարող է օգտագործվել կառավարման համակարգերում՝ հեռաբժշկության մեջ գործող հեռահաղորդակցական և յուրատեսակ բժշկական կենտրոններում, ինչը թույլ է տալիս իրականացնել ընդհանուր հեռահաղորդակցական ռեսուրսների արդյունավետ օգտագործումը, որոնք պայմանավորված են հեռաբժշկական նոր ծառայությունների առաջացմամբ և դրանց նշանակությունների փոփոխությամբ: Տվյալ մեթոդը կարող է նաև օգտագործվել տարատեսակ հիերարխիկ համակարգերի հեռահաղորդակցական ռեսուրսների ղեկավարման համար:

Առանցքային բաներ. հեռաբժշկություն, հեռահաղորդակցական ռեսուրսներ, հեռահաղորդակցական տեխնոլոգիաներ, ղեկավարման համակարգեր, մեթոդ, մաթեմատիկական մոդել, ալգորիթմ, ծրագրային փաթեթ:

**A DYNAMIC METHOD FOR THE EFFECTIVE USE OF
TELECOMMUNICATION RESOURCES OF TELEMEDICINE**

R.G. Kirakossian

A dynamic method for the effective distribution and redistribution of communication resources of the medical center for solving the problems in the sphere of telemedicine taking into account the priority of the proposed treatment services is developed. The proposed method includes a mathematical model, an algorithm and a software, and can be used in the control systems of functioning of telemedicine in various medical centres allowing to effeciently apply the common telecommunication resources of telemedicine at arising new medical services and changes in the importance of the considered telemedical services. This method can also be used for controlling the telecommunication resources in different hierarchical systems.

Keywords: telemedicine, telecommunication resources, communication technologies, control system, method, mathematical model, algorithm, software.

УДК 681.518

ДИНАМИЧЕСКАЯ ОРГАНИЗАЦИЯ БЕЗОПАСНОСТИ В ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ СЕТЯХ

Ц.С. Оганнисян

Национальный политехнический университет Армении

Рассматриваются вопросы безопасности телекоммуникационных сетей. Показано, что безопасность сети в значительной степени зависит от защиты хоста и баз данных, а управление доступом к сети должно быть более динамичным. Предлагается комплексная система для обеспечения надежной работы телекоммуникационных сетей – TNSCS (Telecommunication Network Security Control System), описана ее конструкция. TNSCS использует программируемые коммутаторы для управления трафиком в нижних слоях. Система предназначена для динамического определения политики управления сетью и реализована в архитектуре OpenFlow.

Ключевые слова: телекоммуникационная сеть, трафик, контроль доступа, сеть VLAN, база данных.

Введение. TNSCS предназначены для обеспечения безопасности телекоммуникационных сетей. Они используют программируемые коммутаторы [1] для управления трафиком, которые принимают меры по реализации политики безопасности высокого уровня (например, изменение направления трафика). Сложные взаимодействия между протоколами и системами могут вызвать некорректное поведение и медленный ответ на атаки. Эти неполадки позволят устранить внедрение в сеть механизма динамического контроля доступа.

В телекоммуникационных сетях существует множество разнородных и потенциально ненадежных устройств, которые могут быть уязвимы к неполадкам. Несмотря на значительные успехи в локальной безопасности, растут количества и типы сетевых устройств, начиная от настольных компьютеров до ноутбуков, становится все более сложным обеспечение безопасности каждого устройства, подключаемого к сети. Эти устройства работают под управлением различных операционных систем и могут иметь разнообразный набор уязвимостей. В свете вышесказанного, сеть должна проверить подлинность новых устройств, контролировать их подключение и

поведение для обнаружения нарушений различных политик безопасности (например, присутствие посторонних или зараженных хостов). Аутентификация и обеспечение работы для пользователей корпоративных сетей представляют собой сложную задачу, и сетевые операторы, как правило, полагаются на объединение активных, специальных методов. Указанные проблемы вызваны наличием множества независимых, трудных для управления устройств, которые взаимодействуют неожиданным образом, а также слабой системой безопасности, что приводит к неправильной работе (например, неправильная конфигурация [1]).

Проблемы управления телекоммуникационными сетями. Обычно телекоммуникационные сети большие и трудноуправляемые. Как правило, они строятся на VLAN технологиях и управляются с помощью VMPS (VLAN Management Policy Server). Такие сети обладают следующими функциями.

Регистрация. Веб-интерфейс помогает пользователям в процессе регистрации. DNS-сервер возвращает IP-адрес сервера регистрации для всех запросов DNS с целью списка доменов, необходимых для исправления (например, windowsupdate.com). В системе работают два DHCP-сервера: один - для незарегистрированных VLAN и один - для зарегистрированных VLAN. Каждый имеет свои собственные конфигурационные файлы, которые создаются автоматически на основе информации в базе данных.

Сканирование. В процессе регистрации системы проверяются на наличие известных уязвимостей. Если сканирование выявляет уязвимые места, пользователь оповещается об этом, и ему предоставляется возможность обновить систему. Брандмауэр разрешает трафик на соответствующие серверы обновлений.

Брандмауэр. В регистрации VLAN используется брандмауэр для блокирования сетевого трафика незарегистрированных хостов. Брандмауэр позволяет передавать веб - трафик и безопасный веб (т.е. порт 80 и 443) так, что хосты могут достичь обновления сайтов. Различные маршрутизаторы и коммутаторы [2,3] создают необходимые сети VLAN. Локальные коммутаторы определяют VLAN для каждой машины, подсоединенной к сети. Коммутатор периодически будет скачивать VLAN карты от VMPS.

Пример архитектуры телекоммуникационной сети, построенной подобным способом, показан на рис. 1.

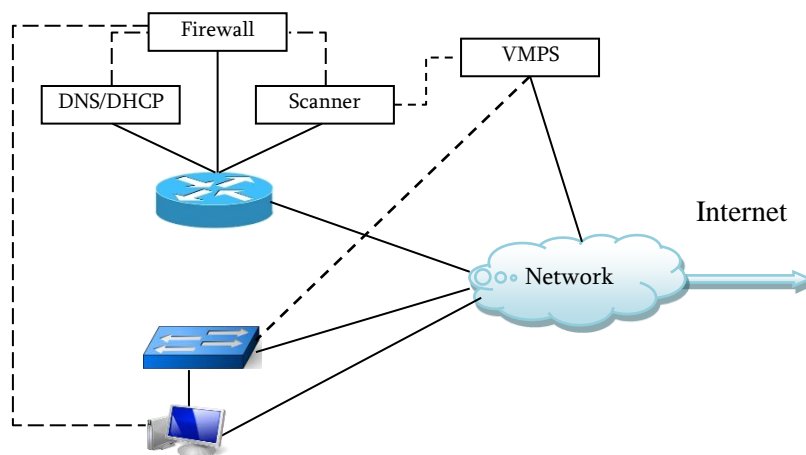


Рис. 1. Архитектура телекоммуникационной сети, построенной по технологии VLAN

Сетевые администраторы часто сталкиваются с ситуациями, когда машины заражены или находятся под угрозой. В настоящее время оператор сети вручную удаляет или помещает в карантин машину, что весьма утомительно. Сеть должна обеспечивать гибкий, быстрый контроль над сетевым трафиком, а также быть масштабируемой для большого числа пользователей и транспортных потоков. По мере возможности, управление сетью должно быть автоматизировано, чтобы облегчить нагрузку сетевых администраторов.

Телекоммуникационные сети с приведенной архитектурой имеют следующие недостатки:

1. Контроль доступа слишком сложный. В телекоммуникационных сетях, построенных по технологии VLAN (ТСТВ), имеются две различные сети VLAN для того, чтобы отличить зараженные или взломанные машины от целых машин. В результате такого разделения все зараженные хосты располагаются в одной VLAN. Такая конфигурация не обеспечивает правильную изоляцию, так как эти инфицированные узлы не изолированы друг от друга.

2. Узлы различных частей сети не могут быть динамическими. Когда машина отображается в другой части сети, она должна быть перезагружена, чтобы убедиться, что машина получает внешний IP-адрес, однако это неудобно, так как это происходит путем вмешательства пользователя.

3. Контроль не является непрерывным. Аутентификация и сканирование происходят только тогда, когда сетевое устройство впервые введено; если устройство впоследствии находится под угрозой (или иным образом становится источником нежелательного трафика), то оно не может быть динамически переназначено.

Многие из недостатков являются следствием того, что функции

безопасности были добавлены в верхнюю часть существующей инфраструктуры сети. Однако производители коммутаторов начали предлагать стандартный интерфейс - Open-Flow [4], в результате чего внешний контроллер может влиять на коммутатор направленного трафика.

Коммутатор с поддержкой OpenFlow предлагает открытый протокол для программирования таблицы расхода и принимает меры, основанные на записях в этих таблицах. Базовая архитектура состоит из коммутатора, центрального контроллера и пользователя в конце. Коммутатор и контроллер взаимодействуют по защищенному каналу с использованием протокола управления OpenFlow [3,4], который может влиять на записи в таблице коммутатора. В настоящее время все коммутаторы OpenFlow поддерживают три действия: 1) направление пакетов потока в определенный порт или порты. Эта функция гарантирует отправку пакетов; 2) инкапсуляция и пересылка пакетов потока на контроллере. В этом случае пакет доставляется к защищенному каналу, где он инкапсулируется и передается на контроллер; 3) отбрасывание пакетов потока.

Для решения подобных задач предлагается использовать TNSCS. Управление TNSCS трафика происходит с помощью политик, которые устанавливаются в программируемые коммутаторы. Создается динамическая система контроля доступа путем интегрирования контроллера с подсистемами мониторинга. Такая интеграция позволяет оператору определить, как сеть должна контролировать трафик и как происходит изменение состояния сети. Например, TNSCS может автоматически помещать в карантин пользователей или подмножества трафика, когда обнаружены угроза или другое нарушение правил безопасности.

Последние тенденции включают интеграции динамического наблюдения и контроля. Во-первых, программируемые сетевые устройства [5] позволяют более прямой, точный контроль над сетевым трафиком. На первый взгляд, эти устройства представляют еще один источник сложности, но это программирование на самом деле представляет собой возможность для активной защиты на сетевом уровне. Во-вторых, алгоритмы мониторинга распределенной сети могут теперь быстро и точно соотносить движение различных источников для выявления скоординированных атак. Наконец, тенденция логического централизованного управления сетью [2,6] позволяет легко интегрировать распределенный мониторинг сети с динамическим управлением.

Рассмотрим задачу угрозы зараженного хоста, которая включает определение политики безопасности, мониторинг сетевого трафика с целью выявления возможных нарушений, а также принятие соответствующих мер для исправления нарушения. Для решения этой задачи от сетевого администратора требуется: 1) установить на пути брандмауэры, которые выполняют контроль

движения трафика, и 2) обновить правила брандмауэра, когда обнаружен зараженный хост. TNSCS предоставляет интерфейс для распределенных алгоритмов вывода с целью непосредственного контроля поведения сетевого трафика. Распределенная система с помощью существующих подсистем может отслеживать трафик на более высоких уровнях и выявлять зараженные хосты [6,7]. TNSCS может интегрировать эти сигналы с действиями, которые коммутаторы непосредственно реализуют (например, перенаправление, ограничение скорости или удаление трафика).

Несмотря на перспективы дизайна TNSCS и последние тенденции, есть много проблем для развертывания системы. Во-первых, необходимо масштабировать TNSCS до большого числа пользователей и транспортных потоков. Во-вторых, TNSCS должна реагировать на различные изменения в политике сети. Она должна быстро аутентифицировать законные сетевые узлы и устройства и быстро находить проблемные хосты, которые нарушают политику безопасности. В-третьих, контроллеры и программируемые коммутаторы должны быть интегрированы с мониторингом в режиме реального времени и оповещения. Контроллер должен быть в состоянии быстро соотнести и синтезировать предупреждения, быстро отправлять управляющие сообщения и влиять на потоки трафика. Наконец, канал управления должен быть защищенным.

Контроллер реализует политику контроля доступа, устанавливая соответствующие записи таблицы потока в самих коммутаторах. TNSCS использует MAC-адрес, соответствующий интерфейсу пользователя. Все технические характеристики должны быть в начальном состоянии. Впоследствии контроллер устанавливает поток записи таблицы в коммутаторах на основе класса безопасности и состояния каждого MAC-адреса. Затем контроллер получает информацию об обновлении состояния и безопасности класса каждого хоста. Когда пользователь переходит в другое состояние, контроллер изменяет политику на коммутаторах в соответствии с языком спецификации. Контроллер, по существу, "собирает" информацию о динамической спецификации управления доступом в конфигурации коммутатора. Предлагается использовать контроллер для непосредственной настройки коммутатора с помощью OpenFlow и другие методы (например, изменение конфигурации).

Интеграция TNSCS с телекоммуникационными сетями. Для упрощения первоначального проекта считается, что все узлы находятся в том же классе безопасности и их состояния меняются только в результате проверки подлинности.

На рис. 2 показана работа сети, реализованной в TNSCS. Устройство транслирует DHCP - "обнаружение" сообщения. DHCP-сервер посылает обратно

внешний IP-адрес для машины. Чтобы получить доступ к глобальной сети Интернет, машина должна идентифицировать себя с помощью веб-службы. Коммутаторы с поддержкой OpenFlow [4,5] могут перенаправлять все HTTP-запросы от непрошедших машин к началу веб-сайта по умолчанию.

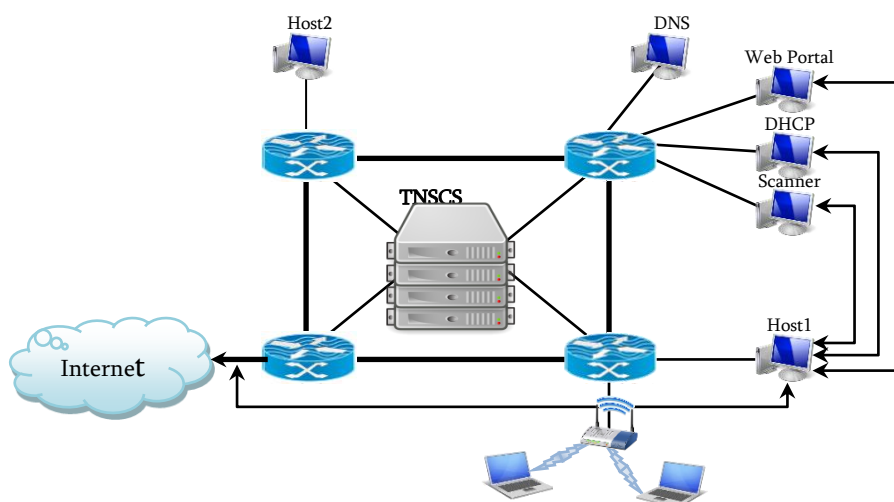


Рис. 2. Применение TNSCS в TCTB

После того как пользователь идентифицирует машину, веб-служба сохраняет MAC-адрес записи потока и обновляет его, чтобы обеспечить доступ к ограниченному набору направлений (например, Microsoft Update). В этот момент сканер анализирует устройство. Если машина проходит проверку, TCTB веб-сервис посылает запрос на контроллер, чтобы разрешить трафик от той машины, которая будет направлена в любую точку. Сеть выполняет непрерывное сканирование хостов, используя, в случае их необходимости, распределенные методы логического вывода карантина.

Контроллер отслеживает состояние каждого узла и обновляет текущее состояние в соответствии с входами от внешних источников (например, сетевые мониторы). Если клиент аутентифицируется, отправляется сообщение на контроллер, чтобы переместить узел в аутентичное состояние ("успешная аутентификация").

Затем в коммутаторах запускается сканирование хоста (рис. 3). Если клиент проходит проверку, сканер информирует контроллер для перемещения клиента в рабочее состояние ("чистый после обновления").

В противном случае, клиент перемещается в состояние "карантин". В обоих случаях контроллер соответственно обновляет таблицы потока.

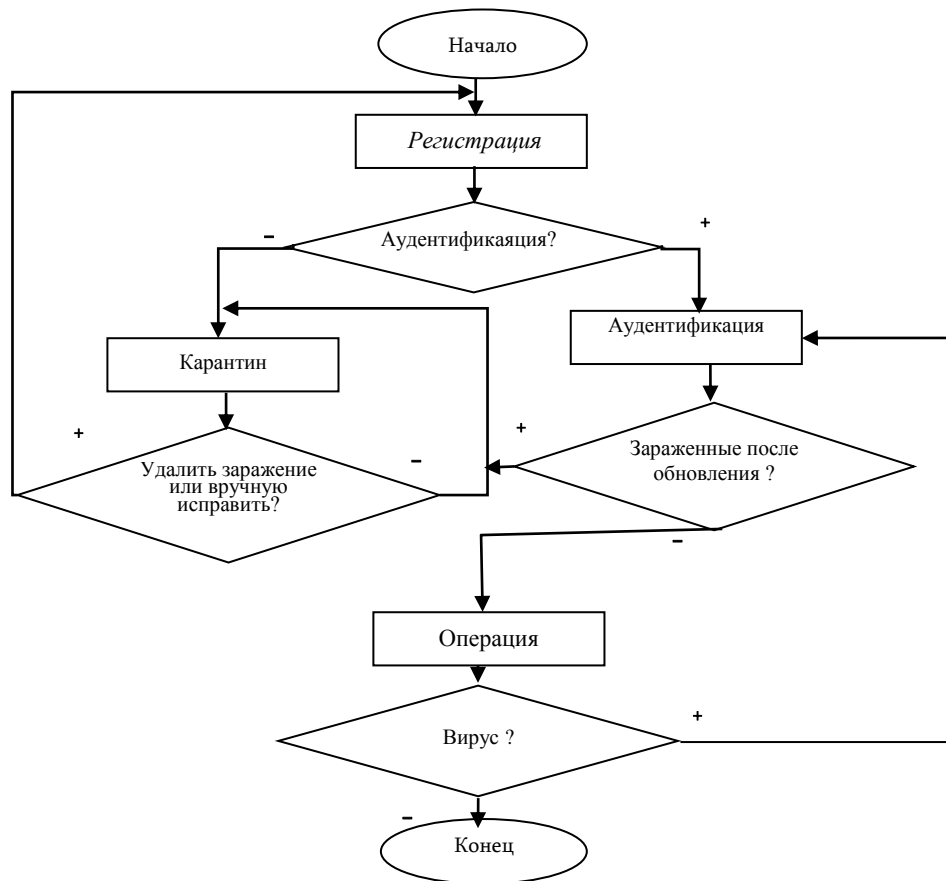


Рис. 3. Переходы состояния для хоста

Выводы. Таким образом, управление доступом к сети должно быть более динамичным и располагать как можно большей информацией о поведении хоста. Существующие телекоммуникационные сети требуют более высокого уровня сетевого мониторинга и контроля доступа (например, DHCP, на уровне приложений обнаружения вторжений и т.д.). Для устранения этих неполадок предлагается комплекс TNSCS для применения политик безопасности. Система TNSCS предназначена для динамического определения политики управления сетью и реализована в архитектуре OpenFlow.

Литература

1. **Тюрин М.В.** Экспертная оценка живучести телекоммуникационных систем и компьютерных сетей (ТКС) в условиях неполноты информации // Автоматизация в промышленности. - 2008. - № 7. - С.15-18.

2. **Трошин С.В.** Мониторинг работы корпоративных пользователей // Вопросы современной науки и практики / Университет им. В.И. Вернадского. - 2009. - № 2 (16). - С. 59-72.
3. **Олифер В.Г., Олифер В.Г.** Компьютерные сети. Принципы, технологии, протоколы. - 3-е изд. - СПб.: Питер, 2009.- 535 с.
4. <http://archive.openflow.org/>
5. www.cisco.com/web
6. A clean slate 4D approach to network control and management. ACM Computer Communications Review/ **A. Greenberg, G. Hjalmtysson, D.A. Maltz.** – 2005. - 35(5). – P. 41–54.
7. **Tanenbaum A.S.** Operating systems.- 2006.- 940 p.
8. <http://archive.openflow.org/>

*Поступила в редакцию 11.02.2015.
Принята к опубликованию 22.05.2015.*

ՀԵՌԱՀԱՂՈՐԴԱԿՑԱԿԱՆ ՑԱՆՑԵՐՈՒՄ ԱՆՎՏԱՆԳՈՒԹՅԱՆ ԴԻՆԱՄԻԿ ԿԱԶՄԱԿԵՐՊՈՒՄԸ

Ծ.Ս. Հովհաննիսյան

Հեռահաղորդակցության ցանցերի անվտանգությունը մեծ հաշվով կախված է հոսթերի և տվյալների բազայի անվտանգությունից: Հեռահաղորդակցության ցանցերի անվտանգության համար առաջարկվում է ՀՅԱՂՀ՝ հեռահաղորդակցության ցանցերի անվտանգության ղեկավարման համակարգ, որն ապահովում է հեռահաղորդակցության ցանցերի հուսալի շահագործումը: ՀՅԱՂՀ-ն օգտագործում է ծրագրավորվող կոմուտատորներ, որոնք նախատեսված են՝ վերահսկելու տրաֆիկը ցանցի ստորին շերտերում: Նկարագրված է ՀՅԱՂՀ-ի կառուցվածքը, ցույց է տրված, թե ինչպես կարող է այն հաղթահարել առկա խնդիրները և ապահովել անվտանգության նոր ֆունկցիաներ:

Առանցքային բաներ. հեռահաղորդակցության ցանց, երթուղավորում, մուտքի վերահսկում, վիրտուալ տարածքային տեղական ցանց, տվյալների բազա:

DYNAMIC ORGANIZATION OF SECURITY IN TELECOMMUNICATION NETWORKS

Ts.S. Hovhannisyan

Issues on telecommunication network safety are considered. It is shown that the network safety significantly depends on the protection of the host and the database, while the network access control should be more dynamic. A complex system for ensuring the reliable operation of telecommunication networks TNSCS (Telecommunication Network Security Control System) is proposed and its structure is described. The TNSCS uses a programmable switch for controlling the traffic in lower layers. The system is intended for the dynamic determination of the network control policy, and is realized in the Open Flow architecture.

Keywords: telecommunication network, traffic, access control, VLAN, database.

УДК 621.52+511.52

ДЕКОМПОЗИЦИОННЫЕ МЕТОДЫ РЕШЕНИЯ ОДНОПАРАМЕТРИЧЕСКИХ ЛИНЕЙНЫХ МАТРИЧНЫХ УРАВНЕНИЙ С КОМПЛЕКСНЫМИ МАТРИЦАМИ

С.О. Симонян, Р.А. Паповян

Национальный политехнический университет Армении

Предлагаются аналитический и численно-аналитический методы решения однопараметрических линейных матричных уравнений. Первый практически пригоден для решения простых задач с малыми размерами, а второй – для решения любых задач с аналитическими элементами и легко реализуем средствами современных информационных технологий. В обоих случаях используются методы матричной линейной алгебры с кронекеровыми произведениями. При численно-аналитическом методе в качестве основного математического аппарата выступают прямые и обратные дифференциальные преобразования, при использовании которых решение исходной непрерывной задачи сводится к решению рекуррентной цепочки некоторых линейных систем алгебраических уравнений, при которых сначала определяются так называемые матричные дискреты решения исходной задачи, а затем восстанавливается непрерывное решение. Рассмотрен модельный пример, при решении которого предложенным декомпозиционным численно-аналитическим методом получено точное маклореновское аналитическое решение, подтверждающее простоту и высокую вычислительную эффективность метода.

Ключевые слова: однопараметрическое линейное матричное уравнение, декомпозиция, кронекерово произведение, аналитическое решение, дифференциальные преобразования, матричные и векторные дискреты, гиперматрицы и гипервекторы, рекуррентные вычислительные процедуры, численно-аналитическое решение, модельный пример.

Введение. Числовые линейные матричные уравнения часто используются в различных областях научно-практических исследований [1-4], однако в настоящее время известны лишь немногочисленные методы их решения [5]. Что касается однопараметрических линейных матричных уравнений, то возможным путем их решения может служить общеизвестный метод замороженных коэффициентов. Согласно этому методу, в рассматриваемом интервале изменения данного параметра необходимо выбрать их изолированные значения, при которых однопараметрические линейные матричные уравнения превратятся в числовые, для решения которых могут быть использованы известные методы [5]. Далее, на основе полученных численных решений путем использования

какого-либо метода аппроксимации [6] можно определить некоторое приближенное решение исходной задачи. Однако очевидно, что при таком подходе можно столкнуться с большими вычислительными трудностями.

В настоящей работе предлагается эффективный декомпозиционный метод решения однопараметрических линейных матричных уравнений с комплексными матрицами, основанный на дифференциальных преобразованиях Г.Е. Пухова [7-9].

Математический аппарат. Рассмотрим однопараметрическое линейное матричное уравнение

$$\sum_{l=1}^P A_l(t) \cdot X(t) \cdot B_l(t) = C(t) \quad (1)$$

с комплексными матрицами

$$A_l(t) = M_l(t) + j \cdot N_l(t), \quad l = \overline{1, p}; \quad (2)$$

$$B_l(t) = P_l(t) + j \cdot Q_l(t), \quad l = \overline{1, p}; \quad (3)$$

$$C(t) = R(t) + j \cdot S(t); \quad (4)$$

$$X(t) = G(t) + j \cdot H(t), \quad (5)$$

где $j = \sqrt{-1}$ - мнимая единица, причем $A_l(t)$, $M_l(t)$ и $N_l(t)$, $l = \overline{1, p}$ - однопараметрические матрицы порядка m ; $B_l(t)$, $P_l(t)$ и $Q_l(t)$, $l = \overline{1, p}$ - однопараметрические матрицы порядка n ; $C(t)$, $R(t)$ и $S(t)$ - однопараметрические матрицы размерами $m \times n$; $X(t)$, $G(t)$ и $H(t)$ - однопараметрические матрицы также размерами $m \times n$, причем $X(t)$ и, следовательно, $G(t)$ и $H(t)$ - неизвестные матрицы, подлежащие определению.

Аналитическое решение. Нетрудно убедиться, что уравнение (1) с учетом (2)-(5) сводится к следующему соотношению:

$$\begin{aligned} & \sum_{l=1}^P (M_l(t) \cdot G(t) \cdot P_l(t) + j \cdot M_l(t) \cdot G(t) \cdot Q_l(t) - N_l(t) \cdot H(t) \cdot P_l(t) - j \cdot N_l(t) \cdot H(t) \cdot Q_l(t) + \\ & + j \cdot N_l(t) \cdot G(t) \cdot P_l(t) - N_l(t) \cdot G(t) \cdot Q_l(t) + j \cdot M_l(t) \cdot H(t) \cdot P_l(t) - M_l(t) \cdot H(t) \cdot Q_l(t)) = \\ & = R(t) + j \cdot S(t), \end{aligned}$$

откуда, приравнявая действительные и мнимые части в правой и левой частях, получим систему матричных уравнений второго порядка с неизвестными матрицами $G(t)$ и $H(t)$:

$$\begin{cases} \sum_{l=1}^P (M_l(t) \cdot G(t) \cdot P_l(t) - N_l(t) \cdot H(t) \cdot P_l(t) - N_l(t) \cdot G(t) \cdot Q_l(t) - M_l(t) \cdot H(t) \cdot Q_l(t)) = R(t), \\ \sum_{l=1}^P (M_l(t) \cdot G(t) \cdot Q_l(t) - N_l(t) \cdot H(t) \cdot Q_l(t) + N_l(t) \cdot G(t) \cdot P_l(t) + M_l(t) \cdot H(t) \cdot P_l(t)) = S(t). \end{cases} \quad (6)$$

Для определения из системы (6) матричных уравнений неизвестных однопараметрических матриц $G(t)$ и $H(t)$ воспользуемся подходом, представленным в [1-5], предназначенным для числовых матриц. В соответствии с этим подходом система матричных уравнений (6) эквивалентна линейной однопараметрической системе функциональных уравнений

$$\begin{aligned} & \left[\begin{array}{c|c} \sum_{l=1}^P (M_l(t) \otimes P_l^T(t) - N_l(t) \otimes Q_l^T(t)) & - \sum_{l=1}^P (M_l(t) \otimes Q_l^T(t) + N_l(t) \otimes P_l^T(t)) \\ \hline \sum_{l=1}^P (M_l(t) \otimes Q_l^T(t) + N_l(t) \otimes P_l^T(t)) & \sum_{l=1}^P (M_l(t) \otimes P_l^T(t) - N_l(t) \otimes Q_l^T(t)) \end{array} \right] \begin{pmatrix} \hat{G}(t) \\ \hat{H}(t) \end{pmatrix} = \\ & = \begin{bmatrix} J_{11}(t) & J_{12}(t) \\ \hline J_{21}(t) & J_{22}(t) \end{bmatrix}_{2mn \times 2mn} \cdot \begin{pmatrix} \hat{G}(t) \\ \hat{H}(t) \end{pmatrix}_{2mn \times 1} = J(t) \cdot \begin{pmatrix} \hat{G}(t) \\ \hat{H}(t) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \hat{R}(t) \\ \hat{S}(t) \end{pmatrix}_{2mn \times 1}, \quad (7) \end{aligned}$$

где гиперматрицы

$$\begin{cases} J_{11}(t) = J_{22}(t) = \sum_{l=1}^P (M_l(t) \otimes P_l^T(t) - N_l(t) \otimes Q_l^T(t)), \\ J_{21}(t) = -J_{12}(t) = \sum_{l=1}^P (M_l(t) \otimes Q_l^T(t) + N_l(t) \otimes P_l^T(t)) \end{cases} \quad (8)$$

являются суммами прямых (кронекеровых) произведений соответствующих однопараметрических матриц, а составные векторы:

$$\begin{cases} \hat{G}(t)_{mn \times 1} = (g_{11}(t), \dots, g_{1n}(t); g_{21}(t), \dots, g_{2n}(t); \dots; g_{m1}(t), \dots, g_{mn}(t))^T, \\ \hat{H}(t)_{mn \times 1} = (h_{11}(t), \dots, h_{1n}(t); h_{21}(t), \dots, h_{2n}(t); \dots; h_{m1}(t), \dots, h_{mn}(t))^T, \\ \hat{R}(t)_{mn \times 1} = (r_{11}(t), \dots, r_{1n}(t); r_{21}(t), \dots, r_{2n}(t); \dots; r_{m1}(t), \dots, r_{mn}(t))^T, \\ \hat{S}(t)_{mn \times 1} = (s_{11}(t), \dots, s_{1n}(t); s_{21}(t), \dots, s_{2n}(t); \dots; s_{m1}(t), \dots, s_{mn}(t))^T. \end{cases}$$

Тогда, предполагая, что

$$\text{rang} J(t) = 2mn, \quad (9)$$

для неизвестных гипервекторов $G(t)$ и $H(t)$ из (7) с учетом (8) будем иметь

$$\begin{pmatrix} \hat{G}(t) \\ \hat{H}(t) \end{pmatrix} = J^{-1}(t) \cdot \begin{pmatrix} \hat{R}(t) \\ \hat{S}(t) \end{pmatrix}. \quad (10)$$

Однако, несмотря на кажущееся изящное представление (10), оно практически малоэффективно для решения конкретных задач из-за функциональности его составляющих и вычислительных сложностей, связанных с определением обратной матрицы $J^{-1}(t)$. Проблема еще более усугубляется

при рассмотрении задач с большой размерностью. К счастью, оказывается, что такие затруднения сравнительно легко преодолеваются численно-аналитическими методами, основанными на дифференциальных преобразованиях [9]. Рассмотрим один из таких методов.

Численно-аналитическое решение. Предположим, что для матриц $A_l(t)$, $B_l(t)$, $l = \overline{1, p}$; $C(t)$ и $X(t)$ с аналитическими элементами имеют место дифференциальные преобразования

$$A_l(K) = \frac{H^k}{K!} \cdot \frac{dA_l^k(t)}{dt^k} \Big|_{t=t_v}, \quad K = \overline{0, \infty} \quad \overline{\cdot} \quad A_l(t) = \chi_1(t, t_v, H, A_l(K), K = \overline{0, \infty}), \quad l = \overline{1, p}, \quad (11)$$

$$B_l(K) = \frac{H^k}{K!} \cdot \frac{dB_l^k(t)}{dt^k} \Big|_{t=t_v}, \quad K = \overline{0, \infty} \quad \overline{\cdot} \quad B_l(t) = \chi_2(t, t_v, H, B_l(K), K = \overline{0, \infty}), \quad l = \overline{1, p}, \quad (12)$$

$$C(K) = \frac{H^k}{K!} \cdot \frac{dC^k(t)}{dt^k} \Big|_{t=t_v}, \quad K = \overline{0, \infty} \quad \overline{\cdot} \quad C(t) = \chi_3(t, t_v, H, C(K), K = \overline{0, \infty}), \quad (13)$$

$$X(K) = \frac{H^k}{K!} \cdot \frac{dX^k(t)}{dt^k} \Big|_{t=t_v}, \quad K = \overline{0, \infty} \quad \overline{\cdot} \quad X(t) = \chi_4(t, t_v, H, X(K), K = \overline{0, \infty}), \quad (14)$$

где $A_l(K)$, $l = \overline{1, p}$ – матричные дискреты матриц $A_l(t)$, $l = \overline{1, p}$; $B_l(K)$, $l = \overline{1, p}$ – матричные дискреты матриц $B_l(t)$, $l = \overline{1, p}$; $C(K)$ – матричные дискреты матрицы $C(t)$; $X(K)$ – матричные дискреты матрицы $X(t)$; $K = \overline{0, \infty}$ – целочисленный аргумент; H – масштабный коэффициент; t_v – центр аппроксимации; символ $\overline{\cdot}$ – знак перехода из области оригиналов в область дифференциальных изображений и наоборот; $\chi_1(\bullet) - \chi_4(\bullet)$ – некоторые аппроксимирующие функции, восстанавливающие оригиналы $A_l(t)$, $B_l(t)$, $l = \overline{1, p}$; $C(t)$ и $X(t)$ соответственно. Очевидно, при условиях (11)-(14) имеют место и следующие дифференциальные преобразования для матриц $M_l(t)$, $N_l(t)$, $P_l(t)$ и $Q_l(t)$, $l = \overline{1, p}$, а также для матриц $R(t)$, $S(t)$, $G(t)$ и $H(t)$:

$$M_l(K) = \frac{H^k}{K!} \cdot \frac{dM_l^k(t)}{dt^k} \Big|_{t=t_v}, \quad K = \overline{0, \infty} \quad \overline{\cdot} \quad M_l(t) = \chi_5(t, t_v, H, M_l(K), K = \overline{0, \infty}), \quad l = \overline{1, p}, \quad (15)$$

$$N_l(K) = \frac{H^k}{K!} \cdot \frac{dN_l^k(t)}{dt^k} \Big|_{t=t_v}, \quad K = \overline{0, \infty} \quad \overline{\cdot} \quad N_l(t) = \chi_6(t, t_v, H, N_l(K), K = \overline{0, \infty}), \quad l = \overline{1, p}, \quad (16)$$

$$P_l(K) = \frac{H^k}{K!} \cdot \frac{dP_l^k(t)}{dt^k} \Big|_{t=t_v}, \quad K = \overline{0, \infty} \quad \overline{\cdot} \quad P_l(t) = \chi_7(t, t_v, H, P_l(K), K = \overline{0, \infty}), \quad l = \overline{1, p}, \quad (17)$$

$$Q_l(K) = \frac{H^k}{K!} \cdot \frac{dQ_l^k(t)}{dt^k} \Big|_{t=t_v}, \quad K = \overline{0, \infty} \quad \overline{\cdot} \quad Q_l(t) = \chi_8(t, t_v, H, Q_l(K), K = \overline{0, \infty}), \quad l = \overline{1, p}, \quad (18)$$

$$R(K) = \frac{H^k}{K!} \cdot \frac{dR^k(t)}{dt^k} \Big|_{t=t_v}, \quad K = \overline{0, \infty} \quad \overline{\cdot} \quad R(t) = \chi_9(t, t_v, H, R(K), K = \overline{0, \infty}), \quad (19)$$

$$S(K) = \frac{H^k}{K!} \cdot \left. \frac{dS^k(t)}{dt^k} \right|_{t=t_v}, \quad K = \overline{0, \infty} \quad \cdot \quad S(t) = \chi_{10}(t, t_v, H, S(K), K = \overline{0, \infty}), \quad (20)$$

$$G(K) = \frac{H^k}{K!} \cdot \left. \frac{dG^k(t)}{dt^k} \right|_{t=t_v}, \quad K = \overline{0, \infty} \quad \cdot \quad G(t) = \chi_{11}(t, t_v, H, G(K), K = \overline{0, \infty}), \quad (21)$$

$$H(K) = \frac{H^k}{K!} \cdot \left. \frac{dH^k(t)}{dt^k} \right|_{t=t_v}, \quad K = \overline{0, \infty} \quad \cdot \quad H(t) = \chi_{12}(t, t_v, H, H(K), K = \overline{0, \infty}), \quad (22)$$

где $M_l(K), N_l(K), P_l(K), Q_l(K), l = \overline{1, p}$ – матричные дискреты матриц $M_l(t), N_l(t), P_l(t), Q_l(t), l = \overline{1, p}$ соответственно; $R(K), S(K), G(K), H(K)$ – матричные дискреты матриц $R(t), S(t), G(t), H(t)$ соответственно; $\chi_5(\bullet) \div \chi_{12}(\bullet)$ – некоторые аппроксимирующие функции, восстанавливающие оригиналы $M_l(t), N_l(t), P_l(t), Q_l(t), l = \overline{1, p}$ и $R(t), S(t), G(t), H(t)$ соответственно. Очевидно также, что с учетом (2)-(5) имеют место и следующие соотношения:

$$A_l(K) = M_l(K) + j \cdot N_l(K), \quad K = \overline{0, \infty}, \quad l = \overline{1, p}; \quad (23)$$

$$B_l(K) = P_l(K) + j \cdot Q_l(K), \quad K = \overline{0, \infty}, \quad l = \overline{1, p}; \quad (24)$$

$$C(K) = R(K) + j \cdot S(K), \quad K = \overline{0, \infty}; \quad (25)$$

$$X(K) = G(K) + j \cdot H(K), \quad K = \overline{0, \infty}. \quad (26)$$

Далее с учетом (15)-(22) и в соответствии с правилами алгебры дифференциальных преобразований (см.[9], стр.72, формула (4.7)) на основе использования матричного соотношения

$$\sum_{l=1}^P \left(\sum_{u=0}^K A_l(K-u) \sum_{v=0}^u X(V) B_l(U-V) \right) = C(K), \quad K = \overline{0, \infty}$$

и перевода системы матричных уравнений (6) из области оригиналов в область дифференциальных изображений получим:

при $K=0$:

$$\begin{cases} \sum_{l=1}^P (M_l(0) \cdot G(0) \cdot P_l(0) - N_l(0) \cdot H(0) \cdot P_l(0) - N_l(0) \cdot G(0) \cdot Q_l(0) - M_l(0) \cdot H(0) \cdot Q_l(0)) = R(0), \\ \sum_{l=1}^P (M_l(0) \cdot G(0) \cdot Q_l(0) - N_l(0) \cdot H(0) \cdot Q_l(0) + N_l(0) \cdot G(0) \cdot P_l(0) - M_l(0) \cdot H(0) \cdot P_l(0)) = S(0), \end{cases} \quad (27)$$

где $M_l(0), P_l(0), N_l(0), Q_l(0), l = \overline{1, p}$ и $G(0), H(0)$ – нулевые по номеру матричные дискреты соответствующих однопараметрических матриц. Для определения из последней системы матричных уравнений неизвестных матричных дискрет $G(0)$ и $H(0)$ воспользуемся подходом, представленным в

[1-5]. В соответствии с этим подходом система матричных уравнений (27) эквивалентна линейной системе алгебраических уравнений

$$\begin{aligned} & \left[\begin{array}{c|c} \sum_{l=0}^P (M_l(0) \otimes P_l^T(0) - N_l(0) \otimes Q_l^T(0)) & - \sum_{l=0}^P (M_l(0) \otimes Q_l^T(0) + N_l(0) \otimes P_l^T(0)) \\ \hline \sum_{l=0}^P (M_l(0) \otimes Q_l^T(0) + N_l(0) \otimes P_l^T(0)) & \sum_{l=0}^P (M_l(0) \otimes P_l^T(0) - N_l(0) \otimes Q_l^T(0)) \end{array} \right] \cdot \begin{pmatrix} \hat{G}(0) \\ \hat{H}(0) \end{pmatrix} = \\ & = \left[\begin{array}{c|c} J_{11}(0) & J_{12}(0) \\ \hline J_{21}(0) & J_{22}(0) \end{array} \right]_{2mn \times 2mn} \cdot \begin{pmatrix} \hat{G}(0) \\ \hat{H}(0) \end{pmatrix}_{2mn \times 1} = J(0,0) \cdot \begin{pmatrix} \hat{G}(0) \\ \hat{H}(0) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \hat{R}(0) \\ \hat{S}(0) \end{pmatrix}_{2mn \times 1}, \quad (28) \end{aligned}$$

где гиперматрицы дискрет

$$\begin{cases} J_{11}(0,0) = J_{22}(0,0) = \sum_{i=1}^P (M_i(0) \otimes P_i^T(0) - N_i(0) \otimes Q_i^T(0)), & (29a) \\ J_{21}(0,0) = -J_{12}(0,0) = \sum_{i=1}^P (M_i(0) \otimes Q_i^T(0) + N_i(0) \otimes P_i^T(0)) & (29b) \end{cases}$$

являются суммами прямых (кронекеровых) произведений соответствующих нулевых по номеру матричных дискрет, а составные векторы дискрет:

$$\begin{cases} \hat{G}(0)_{mn \times 1} = (g_{11}(0), \dots, g_{1n}(0) : g_{21}(0), \dots, g_{2n}(0) : \dots : g_{m1}(0), \dots, g_{mn}(0))^T, \\ \hat{H}(0)_{mn \times 1} = (h_{11}(0), \dots, h_{1n}(0) : h_{21}(0), \dots, h_{2n}(0) : \dots : h_{m1}(0), \dots, h_{mn}(0))^T, \\ \hat{R}(0)_{mn \times 1} = (r_{11}(0), \dots, r_{1n}(0) : r_{21}(0), \dots, r_{2n}(0) : \dots : r_{m1}(0), \dots, r_{mn}(0))^T, \\ \hat{S}(0)_{mn \times 1} = (s_{11}(0), \dots, s_{1n}(0) : s_{21}(0), \dots, s_{2n}(0) : \dots : s_{m1}(0), \dots, s_{mn}(0))^T. \end{cases}$$

Тогда, предполагая, что

$$\text{rang} J(0,0) = 2mn, \quad (30)$$

для неизвестных нулевых по номеру гипервекторов дискрет $\hat{G}(0)$ и $\hat{H}(0)$ из (28) будем иметь

$$\begin{pmatrix} \hat{G}(0) \\ \hat{H}(0) \end{pmatrix} = J^{-1}(0,0) \cdot \begin{pmatrix} \hat{R}(0) \\ \hat{S}(0) \end{pmatrix}; \quad (31)$$

при $K=I$ (не вдаваясь в подробности, представим результат, аналогичный (28)):

$$\left[\begin{array}{c|c} J_{11}(1,0;0,1) & J_{12}(1,0;0,1) \\ \hline J_{21}(1,0;0,1) & J_{22}(1,0;0,1) \end{array} \right]_{2mn \times 2mn} \cdot \begin{pmatrix} \hat{G}(0) \\ \hat{H}(0) \end{pmatrix}_{2mn \times 1} + \left[\begin{array}{c|c} J_{11}(0,0) & J_{12}(0,0) \\ \hline J_{21}(0,0) & J_{22}(0,0) \end{array} \right]_{2mn \times 2mn} \cdot \begin{pmatrix} \hat{G}(1) \\ \hat{H}(1) \end{pmatrix}_{2mn \times 1} =$$

$$= J(1,0;0,1) \cdot \begin{pmatrix} \hat{G}(0) \\ \hat{H}(0) \end{pmatrix} + J(0,0) \cdot \begin{pmatrix} \hat{G}(1) \\ \hat{H}(1) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \hat{R}(1) \\ \hat{S}(1) \end{pmatrix}, \quad (32)$$

где гиперматрицы дискрет:

$$\left\{ \begin{aligned} J_{11}(1,0;0,1) = J_{22}(1,0;0,1) &= \sum_{i=1}^P (M_i(1) \otimes P_i^T(0) + M_i(0) \otimes P_i^T(1)) - \\ &- \sum_{i=1}^P (N_i(1) \otimes Q_i^T(0) + N_i(0) \otimes Q_i^T(1)), \end{aligned} \right. \quad (33a)$$

$$\left\{ \begin{aligned} J_{12}(1,0;0,1) = -J_{21}(1,0;0,1) &= \sum_{i=1}^P (M_i(1) \otimes Q_i^T(0) + M_i(0) \otimes Q_i^T(1)) + \\ &+ \sum_{i=1}^P (N_i(1) \otimes P_i^T(0) + N_i(0) \otimes P_i^T(1)), \end{aligned} \right. \quad (33б)$$

а составные векторы дискрет:

$$\left\{ \begin{aligned} \hat{G}(1)_{mn \times 1} &= (g_{11}(1), \dots, g_{1n}(1) : g_{21}(1), \dots, g_{2n}(1) : \dots : g_{m1}(1), \dots, g_{mn}(1))^T, \\ \hat{H}(1)_{mn \times 1} &= (h_{11}(1), \dots, h_{1n}(1) : h_{21}(1), \dots, h_{2n}(1) : \dots : h_{m1}(1), \dots, h_{mn}(1))^T, \\ \hat{R}(1)_{mn \times 1} &= (r_{11}(1), \dots, r_{1n}(1) : r_{21}(1), \dots, r_{2n}(1) : \dots : r_{m1}(1), \dots, r_{mn}(1))^T, \\ \hat{S}(1)_{mn \times 1} &= (s_{11}(1), \dots, s_{1n}(1) : s_{21}(1), \dots, s_{2n}(1) : \dots : s_{m1}(1), \dots, s_{mn}(1))^T. \end{aligned} \right.$$

Тогда, предполагая, что имеет место условие (30), для гипервекторов дискрет $\hat{G}(1)$ и $\hat{H}(1)$ из (32) будем иметь

$$\begin{pmatrix} \hat{G}(1) \\ \hat{H}(1) \end{pmatrix} = J^{-1}(0,0) \cdot \begin{pmatrix} \hat{R}(1) \\ \hat{S}(1) \end{pmatrix} - J(1,0;0,1) \cdot \begin{pmatrix} \hat{G}(0) \\ \hat{H}(0) \end{pmatrix}; \quad (34)$$

при $K=2$:

$$\begin{aligned} & \begin{bmatrix} J_{11}(2,0;1,1;0,2) & J_{12}(2,0;1,1;0,2) \\ J_{21}(2,0;1,1;0,2) & J_{22}(2,0;1,1;0,2) \end{bmatrix}_{2mn \times 2mn} \cdot \begin{pmatrix} \hat{G}(0) \\ \hat{H}(0) \end{pmatrix}_{2mn \times 1} + \begin{bmatrix} J_{11}(1,0;0,1) & J_{12}(1,0;0,1) \\ J_{21}(1,0;0,1) & J_{22}(1,0;0,1) \end{bmatrix}_{2mn \times 2mn} \times \\ & \times \begin{pmatrix} \hat{G}(1) \\ \hat{H}(1) \end{pmatrix}_{2mn \times 1} + \begin{bmatrix} J_{11}(0,0) & J_{12}(0,0) \\ J_{21}(0,0) & J_{22}(0,0) \end{bmatrix}_{2mn \times 2mn} \cdot \begin{pmatrix} \hat{G}(2) \\ \hat{H}(2) \end{pmatrix}_{2mn \times 1} = \\ & = J(2,0;1,1;0,2) \cdot \begin{pmatrix} \hat{G}(0) \\ \hat{H}(0) \end{pmatrix} + J(1,0;0,1) \cdot \begin{pmatrix} \hat{G}(1) \\ \hat{H}(1) \end{pmatrix} + J(0,0) \cdot \begin{pmatrix} \hat{G}(2) \\ \hat{H}(2) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \hat{R}(2) \\ \hat{S}(2) \end{pmatrix}, \end{aligned} \quad (35)$$

где гиперматрицы дискрет:

$$\left\{ \begin{aligned}
J_{11}(2,0;1,1;0,2) &= J_{22}(2,0;1,1;0,2) = \sum_{i=1}^P (M_i(2) \otimes P_i^T(0) + M_i(1) \otimes P_i^T(1) + M_i(0) \otimes P_i^T(2)) - \\
&- \sum_{i=1}^P (N_i(2) \otimes Q_i^T(0) + N_i(1) \otimes Q_i^T(1) + N_i(0) \otimes Q_i^T(2)), \quad (36a) \\
J_{21}(2,0;1,1;0,2) &= -J_{12}(2,0;1,1;0,2) = \sum_{i=1}^P (M_i(2) \otimes Q_i^T(0) + M_i(1) \otimes Q_i^T(1) + M_i(0) \otimes Q_i^T(2)) + \\
&+ \sum_{i=1}^P (N_i(2) \otimes P_i^T(0) + N_i(1) \otimes P_i^T(1) + N_i(0) \otimes P_i^T(2)), \quad (36b)
\end{aligned} \right.$$

а составные векторы дискрет:

$$\left\{ \begin{aligned}
\hat{G}(2)_{mn \times 1} &= (g_{11}(2), \dots, g_{1n}(2); g_{21}(2), \dots, g_{2n}(2); \dots; g_{m1}(2), \dots, g_{mn}(2))^T, \\
\hat{H}(2)_{mn \times 1} &= (h_{11}(2), \dots, h_{1n}(2); h_{21}(2), \dots, h_{2n}(2); \dots; h_{m1}(2), \dots, h_{mn}(2))^T, \\
\hat{R}(2)_{mn \times 1} &= (r_{11}(2), \dots, r_{1n}(2); r_{21}(2), \dots, r_{2n}(2); \dots; r_{m1}(2), \dots, r_{mn}(2))^T, \\
\hat{S}(2)_{mn \times 1} &= (s_{11}(2), \dots, s_{1n}(2); s_{21}(2), \dots, s_{2n}(2); \dots; s_{m1}(2), \dots, s_{mn}(2))^T.
\end{aligned} \right.$$

Тогда, предполагая, что имеет место условие (30), для гипервекторов дискрет $\hat{G}(2)$ и $\hat{H}(2)$ из (35) будем иметь

$$\left(\begin{array}{c} \hat{G}(2) \\ \hat{H}(2) \end{array} \right) = J^{-1}(0,0) \cdot \left[\begin{array}{c} \hat{R}(2) \\ \hat{S}(2) \end{array} \right] - J(2,0;1,1;0,2) \cdot \left(\begin{array}{c} \hat{G}(0) \\ \hat{H}(0) \end{array} \right) - J(1,0;0,1) \cdot \left(\begin{array}{c} \hat{G}(1) \\ \hat{H}(1) \end{array} \right); \quad (37)$$

И, наконец, в общем случае, т.е.

при $K=K$:

$$\begin{aligned}
& \left[\begin{array}{c|c} J_{11}(K,0;K-1,1;\dots;1,K-1;0,K) & J_{12}(K,0;K-1,1;\dots;1,K-1;0,K) \\ \hline J_{21}(K,0;K-1,1;\dots;1,K-1;0,K) & J_{22}(K,0;K-1,1;\dots;1,K-1;0,K) \end{array} \right]_{2mn \times 2mn} \cdot \left(\begin{array}{c} \hat{G}(0) \\ \hat{H}(0) \end{array} \right)_{2mn \times 1} + \\
& + \left[\begin{array}{c|c} J_{11}(K-1,0;K-2,1;\dots;1,K-2;0,K-1) & J_{12}(K-1,0;K-2,1;\dots;1,K-2;0,K-1) \\ \hline J_{21}(K-1,0;K-2,1;\dots;1,K-2;0,K-1) & J_{22}(K-1,0;K-2,1;\dots;1,K-2;0,K-1) \end{array} \right]_{2mn \times 2mn} \times \\
& \times \left(\begin{array}{c} \hat{G}(1) \\ \hat{H}(1) \end{array} \right)_{2mn \times 1} + \dots + \left[\begin{array}{c|c} J_{11}(1,0;0,1) & J_{12}(1,0;0,1) \\ \hline J_{21}(1,0;0,1) & J_{22}(1,0;0,1) \end{array} \right]_{2mn \times 2mn} \cdot \left(\begin{array}{c} \hat{G}(K-1) \\ \hat{H}(K-1) \end{array} \right)_{2mn \times 1} + \\
& + \left[\begin{array}{c|c} J_{11}(0,0) & J_{12}(0,0) \\ \hline J_{21}(0,0) & J_{22}(0,0) \end{array} \right]_{2mn \times 2mn} \cdot \left(\begin{array}{c} \hat{G}(K) \\ \hat{H}(K) \end{array} \right)_{2mn \times 1} =
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
&= J(K,0;K-1,1;\dots;1,K-1;0,K) \cdot \begin{pmatrix} \hat{G}(0) \\ \hat{H}(0) \end{pmatrix} + J(K-1,0;K-2,1;\dots;1,K-2;0,K-1) \cdot \begin{pmatrix} \hat{G}(1) \\ \hat{H}(1) \end{pmatrix} + \\
&\quad + \dots + J(1,0;0,1) \cdot \begin{pmatrix} \hat{G}(K-1) \\ \hat{H}(K-1) \end{pmatrix} + J(0,0) \cdot \begin{pmatrix} \hat{G}(K) \\ \hat{H}(K) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \hat{R}(K) \\ \hat{S}(K) \end{pmatrix}, \quad (38)
\end{aligned}$$

где гиперматрицы дискрет:

$$\begin{cases}
J_{11}(K,0;K-1,1;\dots;1,K-1;0,K) = J_{22}(K,0;K-1,1;\dots;1,K-1;0,K) = \\
= \sum_{i=1}^P (M_i(K) \otimes P_i^T(0) + \dots + M_i(0) \otimes P_i^T(K)) - \sum_{i=1}^P (N_i(K) \otimes Q_i^T(0) + \dots + N_i(0) \otimes Q_i^T(K)), \quad (39a) \\
J_{21}(K,0;K-1,1;\dots;1,K-1;0,K) = -J_{12}(K,0;K-1,1;\dots;1,K-1;0,K) = \\
= \sum_{i=1}^P (M_i(K) \otimes Q_i^T(0) + \dots + M_i(0) \otimes Q_i^T(K)) + \sum_{i=1}^P (N_i(K) \otimes P_i^T(0) + \dots + N_i(0) \otimes P_i^T(K)), \quad (39b)
\end{cases}$$

а составные векторы дискрет:

$$\begin{cases}
\hat{G}(K)_{mn \times 1} = (g_{11}(K), \dots, g_{1n}(K); g_{21}(K), \dots, g_{2n}(K); \dots; g_{m1}(K), \dots, g_{mn}(K))^T, \\
\hat{H}(K)_{mn \times 1} = (h_{11}(K), \dots, h_{1n}(K); h_{21}(K), \dots, h_{2n}(K); \dots; h_{m1}(K), \dots, h_{mn}(K))^T, \\
\hat{R}(K)_{mn \times 1} = (r_{11}(K), \dots, r_{1n}(K); r_{21}(K), \dots, r_{2n}(K); \dots; r_{m1}(K), \dots, r_{mn}(K))^T, \\
\hat{S}(K)_{mn \times 1} = (s_{11}(K), \dots, s_{1n}(K); s_{21}(K), \dots, s_{2n}(K); \dots; s_{m1}(K), \dots, s_{mn}(K))^T.
\end{cases}$$

Тогда, предполагая, что имеет место условие (30), для гипервекторов дискрет $\hat{G}(K)$ и $\hat{H}(K)$ из (38) будем иметь

$$\begin{pmatrix} \hat{G}(K) \\ \hat{H}(K) \end{pmatrix} = J^{-1}(0,0) \cdot \left[\begin{pmatrix} \hat{R}(K) \\ \hat{S}(K) \end{pmatrix} - \sum_{T=1}^K J(T,0;T-1,1;\dots;1,T-1;0,T) \cdot \begin{pmatrix} \hat{G}(K-T) \\ \hat{H}(K-T) \end{pmatrix} \right]. \quad (40)$$

Таким образом, вычислив гипервекторы дискрет (31),(34),(37),..., (40), далее в соответствии с (21) и (22) можно восстановить $G(t)$ и $H(t)$, а в соответствии с (14) - и решение задачи $X(t)$.

Замечание 1. Предложенный метод, очевидно, пригоден и для прямоугольных матриц $A_l(t)$ и $B_l(t)$, $l = \overline{1, p}$ с аналитическими элементами.

Замечание 2. Матрицы $J(t)$, $J(0,0)$, $J(1,0;0,1)$, $J(2,0;1,1;0,2)$, ..., $J(K-1,0;K-2,1;\dots;1,K-2;0,K-1)$, $J(K,0;K-1,1;\dots;1,K-1;0,K)$ блочно-кососимметричны относительно первых главных диагоналей и блочно-симметричны относительно вторых главных диагоналей.

Замечание 3. При невыполнении условия (30), т.е. когда $\text{rang}J(0,0) < 2mn$, можно поменять центр аппроксимации t_v таким образом, чтобы имело место условие (30).

Замечание 4. Порядок $2mn$ матрицы $G(0,0)$ быстро возрастает в зависимости от размеров m и n , что значительно повышает трудоемкость вычислений $G(0,0), G^{-1}(0,0)$ и, следовательно, трудоемкость выполнения дальнейших рекуррентных вычислительных процедур. Однако при этом особых принципиальных затруднений по решению исходной задачи фактически не возникает.

Модельный пример. Пусть задано однопараметрическое линейное матричное уравнение с комплексными матрицами

$$\begin{aligned} & \begin{bmatrix} 1+t & 0 & 0 \\ (-1+jt) & (1+j) & 0 \\ 0 & jt & 1 \end{bmatrix} \cdot X(t) \cdot \begin{bmatrix} j & 1 \\ 0 & jt \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ j & (1-jt) & 1 \\ jt & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot X(t) \cdot \begin{bmatrix} 1 & j \\ jt & 0 \end{bmatrix} + \\ & + \begin{bmatrix} 0 & 1 & jt \\ 0 & jt & 1 \\ j & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot X(t) \cdot \begin{bmatrix} 0 & -jt \\ 1 & 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (2-2t+jt+3jt^2) & (t+t^2) \\ (t+t^2+j+4jt) & (-4t+2jt+jt^2) \\ (2jt+jt^2) & (-t-2t^2+jt^2) \end{bmatrix}. \end{aligned}$$

Тогда при $t_v=0, H=1$ приходим к следующим маклореновским матричным дискретам:

при $K=0$:

$$\begin{aligned} M_1(0) &= \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ -1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, & M_2(0) &= \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}, & M_3(0) &= \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}; \\ P_1(0) &= \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, & P_2(0) &= \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, & P_3(0) &= \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}; \\ N_1(0) &= \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, & N_2(0) &= \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, & N_3(0) &= \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}; \\ Q_1(0) &= \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, & Q_2(0) &= \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, & Q_3(0) &= [0]. \end{aligned}$$

Следовательно, в соответствии с (29а) имеем

$$\begin{aligned}
M_1(0) \otimes P_1^T(0) &= \begin{bmatrix} 0 & 0 & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ 1 & 0 & & \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 1 & 0 \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & 0 & 0 \\ & & & 1 & 0 \end{bmatrix}, & M_2(0) \otimes P_2^T(0) &= \begin{bmatrix} \mathbf{0} & \mathbf{0} & 1 & 0 \\ & & 0 & 0 \\ \mathbf{0} & 1 & 0 & \mathbf{0} \\ & 0 & 0 & \\ \mathbf{0} & 1 & 0 & \mathbf{0} \\ & 0 & 0 & \end{bmatrix}, \\
M_3(0) \otimes P_3^T(0) &= \begin{bmatrix} \mathbf{0} & 0 & 1 & \mathbf{0} \\ & 0 & 0 & \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & 0 & 1 \\ & 0 & 0 & \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \end{bmatrix}; & N_1(0) \otimes Q_1^T(0) &= \begin{bmatrix} \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & 1 & 0 & \mathbf{0} \\ & 0 & 0 & \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \end{bmatrix}, \\
N_2(0) \otimes Q_2^T(0) &= \begin{bmatrix} \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ 0 & 0 & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ 1 & 0 & & \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \end{bmatrix}, & N_3(0) \otimes Q_3^T(0) &= [\mathbf{0}].
\end{aligned}$$

Аналогично в соответствии с (29б) получим

$$\begin{aligned}
M_1(0) \otimes Q_1^T(0) &= \begin{bmatrix} 1 & 0 & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ 0 & 0 & & \\ -1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & 1 & 0 \\ & & & 0 & 0 \end{bmatrix}, & M_2(0) \otimes Q_2^T(0) &= \begin{bmatrix} \mathbf{0} & \mathbf{0} & 0 & 0 \\ & & 1 & 0 \\ \mathbf{0} & 0 & 0 & \mathbf{0} \\ & 1 & 0 & \\ \mathbf{0} & 0 & 0 & \mathbf{0} \\ & 1 & 0 & \end{bmatrix}, \\
M_3(0) \otimes Q_3^T(0) &= [\mathbf{0}]; & N_1(0) \otimes P_1^T(0) &= \begin{bmatrix} \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & 0 & 0 & \mathbf{0} \\ & 1 & 0 & \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \end{bmatrix}, \\
N_2(0) \otimes P_2^T(0) &= \begin{bmatrix} \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ 1 & 0 & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ 0 & 0 & & \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \end{bmatrix}, & N_3(0) \otimes P_3^T(0) &= \begin{bmatrix} \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ 0 & 1 & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ 0 & 0 & & \end{bmatrix}.
\end{aligned}$$

Поэтому при полученных гиперматричных дискретах будем иметь

$$J_{11}(0,0) = J_{22}(0,0) = \sum_{l=1}^P (M_l(0) \otimes P_l^T(0)) - \sum_{l=1}^P (N_l(0) \otimes Q_l^T(0)) =$$

$$= \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 \\ -1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ \mathbf{0} & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ 0 & 0 & 1 & 0 & \mathbf{0} \\ 1 & 0 & 0 & 0 & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ -2 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ \mathbf{0} & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix},$$

$$J_{21}(0,0) = -J_{12}(0) = \sum_{l=1}^P (M_l(0) \otimes Q_l^T(0)) + \sum_{l=1}^P (N_l(0) \otimes P_l^T(0)) =$$

$$= \begin{bmatrix} 1 & 0 & \mathbf{0} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \mathbf{0} & 1 & 0 \\ -1 & 0 & 1 & 0 & \mathbf{0} \\ 0 & 0 & 1 & 0 & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ 1 & 0 & 0 & 0 & \mathbf{0} \\ 0 & 0 & 1 & 0 & \mathbf{0} \\ 0 & 1 & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ 0 & 0 & \mathbf{0} & \mathbf{0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & \mathbf{0} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \mathbf{0} & 1 & 0 \\ \mathbf{0} & 1 & 0 & \mathbf{0} \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}.$$

Очевидно также, что

$$\hat{R}(0) = (2 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0)^T, \quad \hat{S}(0) = (0 \ 0 \ 1 \ 0 \ 0 \ 0)^T,$$

при которых в соответствии с (31) получим

$$\begin{pmatrix} \hat{G}(0) \\ \hat{H}(0) \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & -1 & 0 & \mathbf{0} & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \mathbf{0} & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & \mathbf{0} & -1 & 0 & \mathbf{0} \\ -2 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & \mathbf{0} & -2 & 0 & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & -1 \\ 1 & 0 & \mathbf{0} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \mathbf{0} & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \mathbf{0} & 1 & 0 & \mathbf{0} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & \mathbf{0} & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & \mathbf{0} & 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}^{-1} \begin{pmatrix} 2 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 2 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 1 \end{pmatrix}$$

(заметим, что вычисления по определению матрицы $J^{-1}(0,0)$ были произведены с точностью до 10^{-9} , однако из-за ее громоздкости она здесь не представлена).

Следовательно, нулевые по номеру матричные дискреты имеют вид

$$G(0) = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 2 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad H(0) = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad X(0) = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 2 \\ 0 & j \end{bmatrix}.$$

Продолжим вычисления:

при $K=1$:

$$M_1(1) = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad M_2(1) = [0], \quad M_3(1) = [0];$$

$$P_1(1) = P_2(1) = P_3(1) = [0];$$

$$N_1(1) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}, \quad N_2(1) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad N_3(1) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix};$$

$$Q_1(1) = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad Q_2(1) = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}, \quad Q_3(1) = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}.$$

Следовательно, в соответствии с (33а) будем иметь

$$M_1(1) \otimes P_1^T(0) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ 1 & 0 & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} \end{bmatrix}, \quad M_2(1) \otimes P_2^T(0) = [0], \quad M_3(1) \otimes P_3^T(0) = [0];$$

$$M_1(0) \otimes P_1^T(1) = [0], \quad M_2(0) \otimes P_2^T(1) = [0], \quad M_3(0) \otimes P_3^T(1) = [0];$$

$$N_1(1) \otimes Q_1^T(0) = \begin{bmatrix} \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ 1 & 0 & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ 0 & 0 & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & 1 & 0 & \mathbf{0} \\ & 0 & 0 & \mathbf{0} \end{bmatrix}, \quad N_2(1) \otimes Q_2^T(0) = \begin{bmatrix} \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & 0 & 0 & \mathbf{0} \\ & 0 & 1 & \mathbf{0} \\ 0 & 0 & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ 1 & 0 & \mathbf{0} & \mathbf{0} \end{bmatrix},$$

$$N_3(1) \otimes Q_3^T(0) = [0] ; \quad N_1(0) \otimes Q_1^T(1) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix},$$

$$N_2(0) \otimes Q_2^T(1) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad N_3(0) \otimes Q_3^T(1) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 0 \end{bmatrix}.$$

Аналогично в соответствии с (33б) получим

$$M_1(1) \otimes Q_1^T(0) = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad M_2(1) \otimes Q_2^T(0) = [0], \quad M_3(1) \otimes Q_3^T(0) = [0];$$

$$M_1(0) \otimes Q_1^T(1) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad M_2(0) \otimes Q_2^T(1) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix},$$

$$M_3(0) \otimes Q_3^T(1) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}; \quad N_1(1) \otimes P_1^T(0) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix},$$

$$N_2(1) \otimes P_2^T(0) = \begin{bmatrix} \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & -1 & 0 & \mathbf{0} \\ 1 & 0 & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ 0 & 0 & \mathbf{0} & \mathbf{0} \end{bmatrix}, \quad N_3(1) \otimes P_3^T(0) = \begin{bmatrix} \mathbf{0} & \mathbf{0} & 0 & 1 \\ \mathbf{0} & 0 & 1 & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} \end{bmatrix};$$

$$N_1(0) \otimes P_1^T(1) = [0], \quad N_2(0) \otimes P_2^T(1) = [0], \quad N_3(0) \otimes P_3^T(1) = [0].$$

Поэтому при полученных гиперматричных дискретах имеем

$$J_{11}(1,0;0,1) = J_{22}(1,0;0,1) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ 1 & 0 & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ -1 & -1 & 0 & 0 & \mathbf{0} \\ 0 & 0 & 1 & -1 & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & -1 & 0 & \mathbf{0} \end{bmatrix}, \quad J_{21}(1,0;0,1) = -J_{12}(1,0;0,1) = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 2 \\ 0 & 1 & -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 & 2 & 0 & 0 \\ 1 & -1 & 0 & 1 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}.$$

Следовательно,

$$G(1,0;0,1) \cdot \begin{pmatrix} \hat{G}(0) \\ \hat{H}(0) \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \mathbf{0} & \mathbf{0} & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & -2 \\ 1 & 0 & \mathbf{0} & \mathbf{0} & 0 & -1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ -1 & -1 & 0 & 0 & \mathbf{0} & 0 & 0 & 1 & -2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & -1 & \mathbf{0} & -1 & 1 & 0 & -1 & 1 & 0 \\ \mathbf{0} & -1 & 0 & \mathbf{0} & -1 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & -1 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 2 & 0 & 0 & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ 0 & 1 & -1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ 0 & 0 & -1 & 2 & 0 & 0 & -1 & -1 & 0 & 0 & \mathbf{0} \\ 1 & -1 & 0 & 1 & -1 & 0 & 0 & 0 & 1 & -1 & \mathbf{0} \\ 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & \mathbf{0} & -1 & 0 & \mathbf{0} \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & \mathbf{0} & 0 & 0 & \mathbf{0} \end{bmatrix} \cdot \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 2 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -2 \\ 0 \\ 0 \\ -2 \\ 0 \\ -1 \\ 0 \\ 0 \\ 4 \\ 2 \\ 2 \\ 0 \end{pmatrix},$$

откуда с учетом того, что

$$\hat{R}(1) = (-2 \ 1 \ 1 \ -4 \ 0 \ -1)^T, \quad \hat{S}(1) = (1 \ 0 \ 4 \ 2 \ 2 \ 0)^T,$$

получим

$$\begin{pmatrix} \hat{G}(1) \\ \hat{H}(1) \end{pmatrix} = G^{-1}(0,0) \cdot \left[\begin{pmatrix} \hat{R}(1) \\ \hat{S}(1) \end{pmatrix} - G(1,0;0,1) \cdot \begin{pmatrix} \hat{G}(0) \\ \hat{H}(0) \end{pmatrix} \right] = \\ = G^{-1}(0,0) \cdot (0 \ 1 \ 1 \ -2 \ 0 \ 0 \ 1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0)^T = (1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0)^T.$$

Иначе говоря, имеем

$$G(1) = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad H(1) = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad X(1) = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}.$$

Далее нетрудно убедиться, что дальнейшие вычисления приводят к следующему:

$$M_1(K) = M_2(K) = M_3(K) = [0], \quad \forall K \geq 2;$$

$$P_1(K) = P_2(K) = P_3(K) = [0], \quad \forall K \geq 2;$$

$$N_1(K) = N_2(K) = N_3(K) = [0], \quad \forall K \geq 2;$$

$$Q_1(K) = Q_2(K) = Q_3(K) = [0], \quad \forall K \geq 2.$$

Тогда в соответствии с (36) получим

$$J_{11}(2,0;1,1;0,2) = J_{22}(2,0;1,1;0,2) =$$

$$= \sum_{l=1}^P (M_l(2) \otimes P_l^T(0) + M_l(1) \otimes P_l^T(1) + M_l(0) \otimes P_l^T(2)) - \sum_{l=1}^P (N_l(2) \otimes Q_l^T(0) + N_l(1) \otimes Q_l^T(1) + N_l(0) \otimes Q_l^T(2)) =$$

$$= - \sum_{l=1}^P (N_l(1) \otimes Q_l^T(1)) = -N_1(1) \otimes Q_1^T(1) - N_2(1) \otimes Q_2^T(1) - N_3(1) \otimes Q_3^T(1) =$$

$$= - \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 0 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & -1 & 1 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 \end{bmatrix},$$

$$J_{21}(2,0;1,1;0,2) = -J_{12}(2,0;1,1;0,2) =$$

$$= \sum_{l=1}^P (M_l(2) \otimes Q_l^T(0) + M_l(1) \otimes Q_l^T(1) + M_l(0) \otimes Q_l^T(2)) - \sum_{l=1}^P (N_l(2) \otimes P_l^T(0) + N_l(1) \otimes P_l^T(1) + N_l(0) \otimes P_l^T(2)) =$$

$$= \sum_{l=1}^P (M_l(1) \otimes Q_l^T(1)) = M_1(1) \otimes Q_1^T(1) + M_2(1) \otimes Q_2^T(1) + M_3(1) \otimes Q_3^T(1) =$$

$$= \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}.$$

Следовательно,

$$J(2,0;1,1;0,2) \cdot \begin{pmatrix} \hat{G}(0) \\ \hat{H}(0) \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{0} & \mathbf{0} & \begin{matrix} 0 & 0 \\ 1 & 0 \end{matrix} & \begin{matrix} 0 & 0 \\ 0 & -1 \end{matrix} & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \begin{matrix} 0 & 0 \\ 0 & -1 \end{matrix} & \begin{matrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{matrix} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \begin{matrix} 0 & -1 \\ 0 & 0 \end{matrix} & \begin{matrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{matrix} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \begin{matrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{matrix} & \begin{matrix} 0 & -1 \\ 0 & 0 \end{matrix} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \begin{matrix} 0 & 0 \\ 0 & 1 \end{matrix} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \begin{matrix} 0 & 0 \\ 1 & 0 \end{matrix} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \begin{matrix} 0 & 0 \\ 0 & -1 \end{matrix} & \begin{matrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{matrix} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \begin{matrix} 0 & -1 \\ 0 & 0 \end{matrix} & \begin{matrix} 0 & 0 \\ 0 & -1 \end{matrix} & \mathbf{0} \end{bmatrix} \cdot \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 2 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 2 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix}.$$

Поэтому с учетом того, что

$$\hat{R}(2) = (0 \ 1 \ | \ 1 \ 0 \ | \ 0 \ -2)^T, \quad \hat{S}(2) = (3 \ 0 \ | \ 0 \ 1 \ | \ 1 \ 1)^T,$$

в соответствии с (37) получим

$$\begin{pmatrix} \hat{G}(2) \\ \hat{H}(2) \end{pmatrix} = J^{-1}(0,0) \cdot \left\{ \begin{pmatrix} \hat{R}(2) \\ \hat{S}(2) \end{pmatrix} - J(2,0;1,1;0,2) \cdot \begin{pmatrix} \hat{G}(0) \\ \hat{H}(0) \end{pmatrix} - J(1,0;0,1) \cdot \begin{pmatrix} \hat{G}(1) \\ \hat{H}(1) \end{pmatrix} \right\} =$$

$$= J^{-1}(0,0) \cdot \left\{ \begin{pmatrix} 0 \\ 1 \\ 1 \\ 0 \\ 0 \\ 2 \\ 0 \\ 0 \\ 1 \\ 1 \\ 1 \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 2 \\ 0 \\ 0 \\ -2 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} 0 \\ 1 \\ -1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 1 \\ 1 \\ 1 \end{pmatrix} \right\} = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix}.$$

Таким образом,

$$G(2) = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad H(2) = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad X(2) = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}.$$

Дальнейшие вычисления приводят к следующему:

$$G(K) = [0], \quad H(K) = [0], \quad X(K) = [0], \quad \forall K \geq 3.$$

Следовательно, окончательно будем иметь маклореновское решение

$$X(t) = \begin{bmatrix} t & 0 \\ 0 & 2 \\ 0 & (j+t) \end{bmatrix},$$

точно удовлетворяющее исходному линейному матричному уравнению.

Заключение. Таким образом, при предложенном численно-аналитическом методе решение исходной непрерывной задачи фактически сводится к решению множества рекуррентных цифровых задач, для которых эффективно могут быть использованы современные средства информационных технологий [10,11]. Восстановление непрерывного решения исходной задачи в соответствии с одной из возможных разновидностей обратных дифференциальных преобразований [7,9] не представляет особой трудности.

Литература

1. **Беклемишев Д.В.** Дополнительные главы линейной алгебры. - М.: Наука, 1983.- 385 с.
2. **Беллман Р.** Введение в теорию матриц. - М.: Наука, 1976.- 351 с.
3. **Гантмахер Ф.Р.** Теория матриц. - М.: Наука, 2010.- 560 с.
4. **Ланкастер П.** Теория матриц. - М.: Наука, 1978.- 280 с.
5. **Икрамов Х.Д.** Численное решение матричных уравнений.- М.: Наука, 1984.- 190 с.
6. **Крылов В.И., Бобков В.В., Монастырный П.Н.** Вычислительные методы высшей математики. Т.1 - Минск: Высшая школа, 1972.- 584 с.
7. **Симонян С.О., Аветисян А.Г.** Прикладная теория дифференциальных преобразований.- Ереван: Изд-во ГИУА “Чартарагет”, 2010.- 361 с.
8. **Симонян С.О.** К вычислительным методам решения матричных уравнений // Сб. статей “Вопросы повышения эффективности систем управления технологическими процессами” / Международная федерация по автоматическому управлению. - Ереван, 1994.- С. 8-14.
9. **Пухов Г.Е.** Дифференциальные преобразования функций и уравнений. - Киев: Наукова думка, 1984.- 420 с.
10. **Макс Шлее** Qt 9.8 Профессиональное программирование на C++.- СПб.: “БХВ_Петербург”, 2012.- 912 с.
11. **Stroustrup B.** The C++ Programming Language. 4th edition.-Boston: Addison-Wesley Professional, 2013.- 1368 p.

Поступила в редакцию 26.01.2015.

Принята к опубликованию 22.05.2015.

ԿՈՄՊԼԵՔՍ ՄԱՏՐԻՑՆԵՐՈՎ ՄԻԱՊԱՐԱՄԵՏՐԱԿԱՆ ԳԾԱՅԻՆ ՄԱՏՐԻՑԱՅԻՆ ՀԱՎԱՍԱՐՈՒՄՆԵՐԻ ԼՈՒԾՄԱՆ ԴԵԿՈՄՊՈԶԻՑԻՈՆ ՄԵԹՈԴՆԵՐ

Ս.Հ. Սիմոնյան, Ռ.Ա. Պապովյան

Առաջարկվում են միապարամետրական գծային մատրիցային հավասարումների լուծման երկու մեթոդներ՝ անալիտիկ և թվա-անալիտիկ: Առաջին մեթոդը գործնականորեն կիրառելի է փոքր չափերով հասարակ խնդիրների լուծման դեպքում: Երկրորդ մեթոդը կիրառելի է անալիտիկ տարրերով ցանկացած խնդիրների լուծման դեպքում և հեշտությամբ իրականացնելի է ժամանակակից տեղեկատվական տեխնոլոգիաների միջոցներով: Երկու դեպքում էլ օգտագործված են մատրիցային գծային կրոնեկերյան արտադրյալներով մեթոդներ: Թվա-անալիտիկ եղանակի դեպքում որպես հիմնական մաթեմատիկական ապարատ հանդես են գալիս ուղիղ և հակադարձ դիֆերենցիալ ձևափոխությունները, որոնց օգտագործման ժամանակ նախնական անընդհատ խնդրի լուծումը հանգեցվում է որոշ գծային հանրահաշվական հավասարումների համակարգերի անդրադարձ շղթայի լուծման: Դիտարկված է մոդելային օրինակ, որի՝ առաջարկված դեկոմպոզիցիոն թվա-անալիտիկ մեթոդով լուծման ժամանակ ստացված է ճշգրիտ մակլորենյան անալիտիկ լուծումը, ինչը հաստատում է մեթոդի պարզությունը և բարձր հաշվողական արդյունավետությունը:

Առանցքային բառեր. միապարամետրական գծային մատրիցային հավասարում, դեկոմպոզիցիա, կրոնեկերյան արտադրյալ, անալիտիկ լուծում, դիֆերենցիալ ձևափոխություններ, մատրիցային և վեկտորային դիսկրետներ, հիպերմատրիցներ և հիպերվեկտորներ, անդրադարձ հաշվողական ընթացակարգեր, թվային և անալիտիկ լուծումներ, մոդելային օրինակ:

DECOMPOSITION METHODS FOR SOLVING ONE-PARAMETRIC LINEAR MATRIX EQUATIONS WITH COMPLEX MATRICES

S.H. Simonyan, R.A. Papovyan

Analytical and numerical-analytical methods for solving one-parametric linear matrix equations are proposed. The first method is practically suitable for solving simple tasks with small dimensions, while the second – for solving any problem with analytical elements and easily implemented by means of modern information technologies. In both cases, the methods of the linear matrix algebra with Kronecker products are used. In the case of the numerical-analytical method, the main mathematical apparatus are direct and inverse differential transformations. At using these transformations, the solution of the original continuous problem is reduced to solving the recurrent chain of some linear systems of algebraic equations. In the case of these equations, first the so called matrix discretizes for solving the initial problem are determined, and after that, the continuous solution is restored. A model example at whose solving by the proposed decomposition numerical-analytical method, an exact Maclaurin analytical solution confirming the simplicity and high computational efficiency of the method is obtained.

Keywords: one-parameter linear matrix equation, decomposition, Kronecker product, analytical solution, differential transformations, matrix and vector discrete, hypermatrices and hypervectors, recursive computational procedures, numerical and analytical solutions, a model example.

UDC 654.9:615.478

A DYNAMIC MODEL AND AN ALGORITHM FOR OPERATIVE PLANNING AND ALLOCATION OF RESOURCES IN THE SPECIALIZED INFORMATION SYSTEM IN AN ENTERPRISE

R.F. Hartl¹, G.T. Kirakossian², S.A. Siradeghyan²

¹*University of Vienna*

²*National Polytechnic University of Armenia*

Analysis of the current state of research on the problems of operative planning and allocation of resources in the specialized informational system of an enterprise showed that by now many methods, models, algorithms and techniques for operational planning, allocation and scheduling have been developed. However, most of the earlier approaches were aimed at solving problems of planning in individual elements and subsystems of complex information systems without coordination and consideration of mutual influence, without taking into account the uncertainties and factors related to the multicriteria formulation of relevant planning tasks. In this paper, we describe a dynamic model for solving the problem of integrated planning and allocation of resources in the specialized information system of an enterprise to improve the efficiency and quality of its functioning.

Keywords: information system, resource allocation, enterprise, planning model, algorithm, software.

Introduction. One of the main features of today's specialized information system (SIS) in the enterprise is that their structure and parameters are constantly changing at different stages of their life cycle due to various reasons: objective and subjective, internal and external, etc. In these circumstances, to preserve, enhance or restore the performance and capabilities of the SIS there is a need to manage their inherent complexity. SIS management in its structure is multifunctional.

The main functions of management are: goal-setting, planning, regulation, control and metering functions, monitoring and coordination functions. Among them, the most important function is the planning of the specified system work. The most positive effect on the automation of functioning of the considered planning systems is achieved by integrated planning of their operation. Complex planning allows to take into account the mutual influence of subsystems on each other, as well as to link the results of the target use of the SIS and variations of its subsystems' functioning.

Model of the planning and allocation of resources in SIS. At classifying the managed object (process) by the type it is accepted to distinguish automated control systems for production (ACSP), production processes (ACSPP) and the technological

process (ACSTP). One of the main problems of development and application of the SIS is the problem of integration of its subsystems and management functions, in which crucial planning function has an important role [1-3].

The analysis of the research results obtained earlier in the problems of automation of the planning processes showed that: currently, the methodological and algorithmic basis for the creation of a special software planning of individual components and subsystems of the SIS are laid. However, the results of earlier researches do not allow to consider all aspects of the implementation of integrated planning technology and allocation of resources in the SIS with required completeness, level of detail, validity and the necessary timeliness [2, 3].

In addition, in the face of rising threats of economic, physical and information security, assessment of the level of robustness of SIS and its increasing is one of the most important strategic directions of development of any enterprise. To counter the existing threats, it is necessary to ensure the required level of disaster recovery of the SIS, but unfortunately, the existing models and scheduling algorithms mostly do not allow to take into account different levels of constructive versions of the script to the external environment in the process of implementation of the plans.

For further formalization of these tasks, we propose the option of building a conceptual model of functioning of the SIS. The following concepts of the model are highlighted: processes, operations, flows, resources. As a basic structure allowing to integrate all other structures into the SIS, a technological structure is selected [3].

The above concepts are formalized using the set-theoretic approach. So, a set of target and providing processes which are operating during the functioning of the information process is marked as P :

$$P = \{P_i, i \in N\}, N = \{1, \dots, n\}. \quad (1)$$

A set of objects (subsystems) that makes up the SIS and is used for solving the challenges it faces is marked as O :

$$O = \{O_j, j \in M\}, M = \{1, \dots, m\}. \quad (2)$$

A set of operations performed in SIS is marked as S :

$$S = \{S_k^i, k \in \psi^i\}, \psi = \{1, \dots, D_i\}. \quad (3)$$

A set of flows formed during the functioning of the SIS is marked as T :

$$T = \{T_v^i, v \in t^i\}, t = \{1, \dots, \Theta_i\}. \quad (4)$$

A set of data processing centers is marked as C :

$$C = \{C_l, l \in Q\}, Q = \{1, \dots, \rho\}. \quad (5)$$

A set of time is marked as T :

$$T = \{t\}. \quad (6)$$

To improve the disaster recovery by the SIS, a number of additional operations (replications) are introduced associated with data synchronization between the primary C_ρ and backup C_ω data centers. The set is marked as A :

$$A = \{S_{\rho, \omega}^i, \rho \in \Psi^i, \omega \in \Psi^i, \rho \neq \omega\}. \quad (7)$$

Thus, the set-theoretic model of planning operations in the SIS can be represented as a mathematical structure of choice with multipreference:

$$V(D), \eta_{\sigma\varphi}, \{b_i^\alpha, i \in \Pi\}, (\{b_j^\pi, j \in K\}, \{L\}), \quad (8)$$

where $V(D)$ is a mathematical structure of the type D that defines the type of model (static, dynamic, etc.), $\eta_{\sigma\varphi}$ is a set of alternatives (decisions) for making a choice, narrowed matrix and time functions $\sigma_{ij}(t)$ and φ_{ilj} which give time-space and technical limitations. $\{b_i^\alpha, i \in \Pi\}$ is a set of limitations of choice in accordance with the terms of the functioning of the SIS objects. $\{b_j^\pi, j \in K\}$ - the set of preference relations that characterize the different preferences when selecting the optimal solution, $\{L\}$ - the set of operators that allow to specify the resulting preference relation of the problem $b_{prob} = L[b_j^\pi, j \in K]$.

Based on what is mentioned above, the planning problem described in this paper belongs to a class of problems forming a plurality of the best, in terms of preference relations, defined alternatives and select the best alternative in it. The choice of a specific alternative m^* (the optimal use of a comprehensive plan SIS) must be from the set of Pareto $\eta_{\sigma\varphi}^*$. In solving the problem of operational planning of operations in the SIS, it is helpful to be guided by successive narrowing the set of feasible alternatives:

$$\eta_{\sigma\varphi} \supseteq \eta_{\sigma\varphi}^1 \supseteq \eta \supseteq \dots \supseteq \eta_{\sigma\varphi}^{(v)}, \quad (9)$$

where $v = |GK|$ is the number of the analyzed preference relations $\eta_{\sigma\varphi}^{(v)} \subset \eta_{\sigma\varphi}^*$. In this case, the choice of the optimal control program is carried out from the sets $\eta_{\sigma\varphi}^{(v)}$.

Research shows that for the SIS, it is preferable to use a class of dynamic models, since their application allows to: widely use it during the planning of fundamental scientific results obtained in the modern theory of dynamic systems; significantly reduce the dimension of planning problems to be solved at each time point; significantly reduce the cost of computer memory, increase the efficiency of the solution of scheduling problems using systems that support parallel computing. In addition, the scheduling algorithm, built on the basis of dynamic models, has a minimal connection [4].

One of the dynamic models for software control of basic elements and subsystems of the SIS, reflecting different aspects of its operation: collaboration operation software management; resource management; flow control; control auxiliary operations id model of software control of operations:

$$z_{il}^{(0,1)} = \sum_{j=1}^m \sigma_{ij}(t) \varphi_{ilj} q_{ilj}^{(0,1)}(t), i = 1, \dots, n; l = 1, \dots, D_i; j = 1, \dots, m, \quad (10)$$

where $z_{il}^{(0,1)}(t)$ is the variable characterizing the state of the operation S_i^l during the P_i process, $q_{ilj}^{(0,1)}(t)$ is the controlling action and,

$$q_{ilj}^{(0,1)}(t) = \begin{cases} 1, & \text{if } S_i^l \text{ is executing during operation } P_i \text{ by using } O_j \text{ resource} \\ 0, & \text{for other cases} \end{cases}$$

Restrictions are described by:

$$\sum_{j=1}^m q_{ilj}^{(0,1)} \left[\sum_{\lambda \in K_{il1}} \left(p_{i\lambda}^{(0,1)} - z_{i\lambda}^{(0,1)}(t) \right) + \prod_{o \in K_{il2}} \left(\lambda_{io}^{(0,1)} - z_{io}^{(0,1)}(t) \right) \right] = 0, \quad (11)$$

$$\sum_{i=1}^m q_{ilj}^{(0,1)}(t) \leq 1, \forall i \in N, \forall l \in \Psi; \sum_{i=1}^n \sum_{l=1}^{D_i} x_{ilj}^{(0,1)}(t) \leq B_j^{(0,1)} \chi_j^{(0,1)}, \forall j \in M, \quad (12)$$

$$q_{ilj}^{(0,1)}(t) \in \{0,1\}, \quad (13)$$

where $p_{i\lambda}^{(0,1)}, p_{io}^{(0,1)}, p_{D_i}^{(0,1)}, p_{D_i}^{(\Phi,1)}, p_{jD_i}^{(0,1)}$ are boundary conditions for the variables of $z_{i\lambda}^{(0,1)}(t), z_{io}^{(0,1)}(t), z_{D_i}^{(0,1)}, z_{D_i}^{(\Phi,1)}, z_{jD_i}^{(0,1)}$ and Π_{il1}, Π_{il2} are a set of numbers of transaction interactions conducted with the object O_j .

With restrictions (11) possible (alternative) sequence of operations of S_i^l are given. With (12), in any given time operation S_i^l can be performed only on a single O_j object and on every O_j object in any given time can be executed no more than $B_j^{(0,1)} \chi_j^{(0,1)}$ operations, where $\chi_j^{(0,1)}$ is the given level of disturbances. Restriction (13) determines the nature of the control relay.

Boundary conditions are given as in:

$$y_0^{(o)} \left(z^{(o)}(t_0) \right) \leq 0; y_1^{(o)} \left(z^{(o)}(t_e) \right) \leq 0, \quad (14)$$

where $y_0^{(o)}$ and $y_1^{(o)}$ are known as differentiable functions, by which boundary conditions composed on the vector $\vec{z}^{(o)}$ are given at time moments $t = t_0$ and $t = t_e$.

For the quality of operation control in the SIS, the following indicators can be used: H_1 evaluating the accuracy of boundary conditions, that is, the losses caused by the failure of operations in the SIS, and H_2 assessing the accuracy of the compliance deadlines, in this case $p_{il}^{(0,1)}(\tau)$ is the given smooth function of time, with the help of which the quality operations are estimated. H_1 and H_2 are represented in:

$$H_1 = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^n \left[\sum_{l=1}^{D_i} \left(p_{il}^{(0,1)} - z_{il}^{(0,1)}(t_e) \right)^2 + \sum_{\rho=1}^{\rho} \sum_{\omega=1}^{\omega} \sum_{\xi=1}^{\Pi_i} \left(p_{\omega\rho i \xi}^{(0,2)} - z_{\omega\rho i \xi}^{(0,2)}(t_e) \right)^2 \right], \quad (15)$$

$$H_2 = \sum_{i=1}^n \sum_{l=1}^{D_i} \sum_{j=1}^m \int_{t_0}^{t_e} p_{il}^{(0,1)}(\tau) q_{ilj}^{(0,1)}(\tau) d\tau. \quad (16)$$

Other models listed above have a similar structure [5]. A generalized model is a deterministic finite-dimensional nonlinear time-dependent differential dynamic system and can be represented as:

$$X = \begin{cases} \vec{q}(t)|\vec{z} = \vec{f}(\vec{z}, \vec{q}, t); \\ \vec{y}_0(\vec{z}(t_0)) \leq \vec{0}; \vec{y}_1(\vec{z}(t_e)) \leq \vec{0}; \\ \vec{v}^{(1)}(\vec{z}, \vec{p}) = \vec{0}; \vec{v}^{(2)}(\vec{z}, \vec{p}) = \vec{0}, \end{cases} \quad (17)$$

where $\vec{z} = \|\vec{z}^{(o)T} \vec{z}^{(l)T} \vec{z}^{(\Phi)T} \vec{z}^{(c)T}\|$ and $\vec{q} = \|\vec{q}^{(o)T} \vec{q}^{(k)T} \vec{q}^{(\Phi)T} \vec{q}^{(c)T}\|$ are the generalized state vectors and information system management, \vec{y}_0, \vec{y}_1 are the known vector-functions, by which the boundary conditions are given, $\vec{v}^{(1)}, \vec{v}^{(2)}$ are the vector-functions, by which the basic space-time, technical and technological constraints on the process of functioning of information system are specified.

In addition to (17), the deterministic dynamic planning model includes a system of indicators of quality planning giving with the following generalization of the vector index:

$$\vec{H}_{gn} = \|\vec{H}^{(o)T} \vec{H}^{(l)T} \vec{H}^{(\Phi)T}\|^T. \quad (18)$$

Components of the generalized state vectors, management and quality indicators include the following models (Fig. 1).

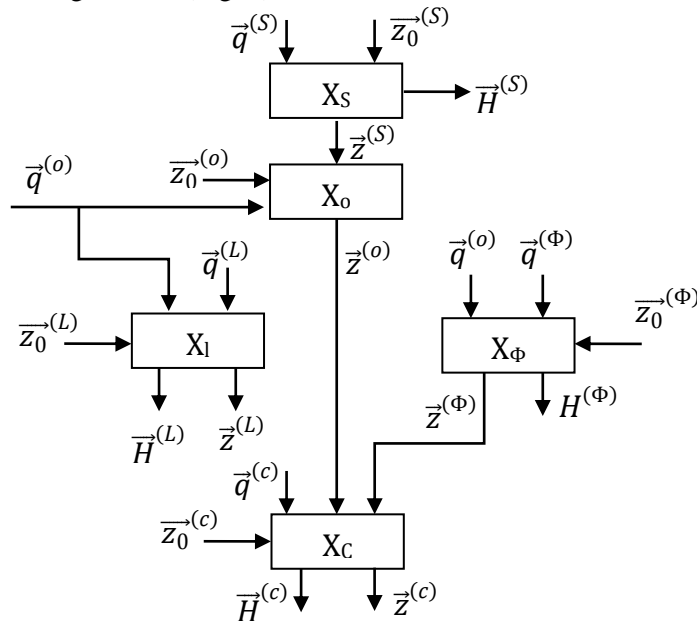


Fig.1. The model of the generalized dynamic planning and allocation of resources of the enterprise SIS

In the figure above, the relationships of the discussed models are shown. Where $\vec{z}^{(o)T}, \vec{q}^{(o)T}, \vec{H}^{(o)T}$ is the model of software management of operations X_o , $\vec{z}^{(l)T}, \vec{q}^{(l)T}, \vec{H}^{(l)T}$ - the model of software management of operations X_l ,

$\vec{z}^{(\phi)T}, \vec{q}^{(\phi)T}, \vec{j}^{(\phi)T}$ - the model of software management of operations X_ϕ ,
 $\vec{z}^{(c)T}, \vec{q}^{(c)T}$ - the model of software management of support operations X_c .

Algorithm of planning and allocation of resources in the SIS. There are some algorithms allowing to plan and allocate resources in the SIS. The analysis of these algorithms shows that there may be a number of algorithmic and computational problems at implementing these approaches in practice which are caused by unsteady conditions of functioning of the SIS. Based on what is said above, an algorithm for complex operational planning operations is offered. The algorithm can be represented by 4 major steps shown on Fig. 2.

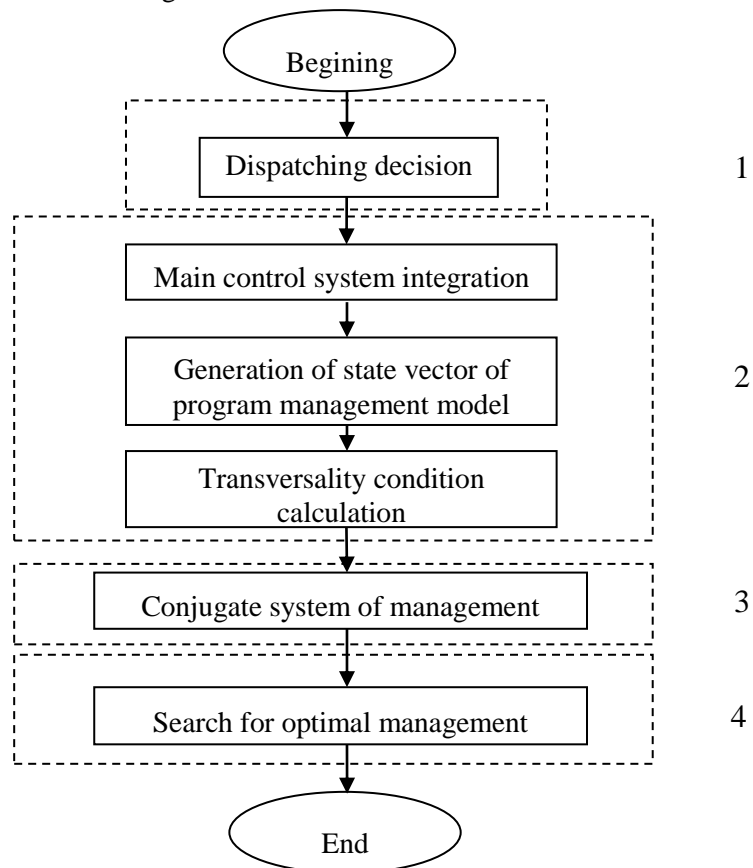


Fig. 2. An algorithm for planning and allocating the resources in the enterprise SIS

The algorithm works in the following way. In the first step, the dispatch decision is given (arbitrary admissible plan). In the second step, the basic system of equations integrates with the given initial conditions and dispatches control. The result is a vector of states of the model of operation software control and calculation of values of

the generalized indicator of quality. At the end of step 2, transversality conditions are calculated. In the third step, the conjugate system of equations in the finite time to the start is integrated, using the transversality conditions as the initial conditions. The last step is the search for optimal control.

Based on the described algorithm, the DPARES (**D**ynamic **P**lanning and **A**llocation of **R**esources) software complex is developed for operative planning and allocation of resources in the SIS of an enterprise. DPARES is developed by using the C++ object-oriented programming language. During the development Qt and Boost libraries and XML technology have been used. It operates on the Windows operating system, but, as the used technologies and libraries are cross platform, in case of need, DPARES can be easily ported for the Linux and Mac OS operating system. DPARES includes 4 modules: calculation, result visualization, model redactor and report generator.

Results of approbation of DPARES. Software DPARES has been used to solve the problem of integrated planning and allocation of resources in the manufacturing factory for creating wireless local area network for all departments and buildings. For the normal functioning of a wireless network, there is a need for monitoring and access control of the whole area where a network is available. Security problems must be considered as well. In this case, the operative planning task is to find such an acceptable (optimal) control and management program which will allow to perform all the operations of wireless network and to provide the network access to the end users. This task is done by using three methods:

1. First in first out (FIFO).
2. Last in first out (LIFO).
3. DPARES's algorithm.

The results can be found in the table below and the values H_1 , H_2 and H_{gn} in the chart are presented in Fig. 3 - 5.

*Table
Results of the tested methods*

Indicator	FIFO	LIFO	DPARES
H_1	29.68	31.15	25.30
H_2	59.42	61.54	58.12
H_{gn}	72.44	81.25	66.57

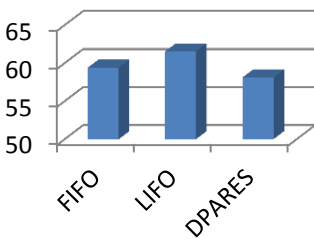


Fig. 3. Results for H_1

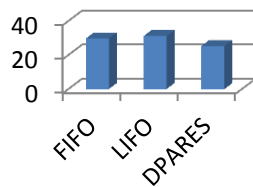


Fig. 4. Results for H_2

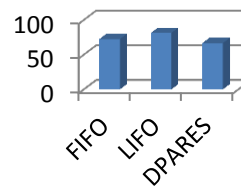


Fig. 5. Results for H_{gn}

Conclusion. In this paper, a model of support for solving the problem of integrated planning and allocation of resources in the SIS to improve the efficiency and quality of its functioning is developed. The model is based on the use, as numerical methods, for solving problems concerning the optimal control of dynamic systems and mathematical programming methods used in the optimization of the decision on static models.

The dynamic interpretation of the problem of integrated planning and allocation of resources in the SIS is proposed. A set of interrelated models is defined allowing, on the one hand to take into account the mutual influence of the target and provide a process, on the other hand, the uncertainty of the external environment which is structurally described as dynamically changing the interval specified constraints.

The proposed approach based on the dynamic interpretation of the SIS management processes, allows to realize the concept of system planning. At the same time, the development of a unified model of dynamic functioning of the SIS can be used as the actual phases of capabilities of forecasting and work planning of SIS.

An original algorithm for estimating the robustness of comprehensive plans for the functioning of the ICC case of interval-specified disturbances and visual ways of presenting the results of this assessment allows the decision maker to interactively organize and select the most advantageous operational plans for implementing the target and provides operations and resource allocation of the enterprise SIS.

References

1. Будзко В.И., Беленков В.Г., Кейер П.А. К выбору варианта построения катастрофоустойчивых информационно-телекоммуникационных систем // Системы и средства информатики. - М.: Наука, 2003.- Вып 13.- С. 16-40.
2. Building an adaptive enterprise. Linking business and IT.- Hewlett-Packard, October 2003.
3. Соловьева И.В., Семенов О.И., Соколов Б.В. Постановка задачи коррекции планов работы корпоративной информационной системы с использованием метода позиционной оптимизации // Изв. высш. учебн. заведений. Приборостроение. - 2010. - N11. - С. 67-73.
4. Metaheuristics: Progress in Complex Systems Optimization / K.F. Doerner, M. Gendreau, R.F. Hartl, et al // Springer Series: Operations Research/Computer Science Interfaces Serie. - 2007. - Vol. 39. - P. 410.
5. Deissenberg Ch., Hartl R.F. Optimal Control and Dynamic Games. - Springer, 2005. – 344 p.

*Received on 12.02.2015.
Accepted for publication on 22.05.2015.*

**ՁԵՌՆԱՐԿՈՒԹՅԱՆ ՏԵՂԵԿԱՏՎԱԿԱՆ ՄԱՍՆԱԳԻՏԱՑՎԱԾ ՀԱՄԱԿԱՐԳՈՒՄ
ՌԵՍՈՒՐՍՆԵՐԻ ՕՊԵՐԱՏԻՎ ՊԼԱՆԱՎՈՐՄԱՆ ԵՎ ԲԱՇԽՄԱՆ ԴԻՆԱՄԻԿ ՄՈՂԵԼ ԵՎ
ԱԼԳՈՐԻԹՄ**

Ռ.Ֆ. Հարտլ, Գ.Տ. Կիրակոսյան, Ա.Ա. Սիրադեղյան

Կազմակերպության մասնագիտացված տեղեկատվական համակարգերի ռեսուրսների օպերատիվ պլանավորման և բաշխման խնդիրների ժամանակակից վիճակի վերլուծությունը ցույց է տալիս, որ ներկայումս մշակված են օպերատիվ պլանավորման, բաշխման և ցուցակագրման շատ մեթոդներ, մոդելներ, ալգորիթմներ և տեխնիկաներ: Այնուամենայնիվ, նախորդ մոտեցումների մեծ մասն ուղղված է բաղադրյալ տեղեկատվական համակարգի առանձին տարրերի և ենթահամակարգերի պլանավորման խնդիրներին՝ առանց հաշվի առնելու համաձայնեցման և փոխադարձ ազդեցությունը, և անորոշությունների ու պլանավորման խնդիրների բաղադրիչների բազմաչափանիշային ձևակերպումը: Աշխատանքում նկարագրվում են կազմակերպության մասնագիտացված տեղեկատվական համակարգի օպերատիվ պլանավորման և ռեսուրսների բաշխման խնդիր լուծման դինամիկ մաթեմատիկական մոդելը և ալգորիթմը, որոնք ուղղված են համակարգի արդյունավետության և գործառության որակի բարձրացմանը:

Առանցքային բաներ. տեղեկատվական համակարգ, ռեսուրսների բաշխում, ձեռնարկություն, պլանավորում, մոդել, ալգորիթմ, ծրագրային ապահովում:

**ДИНАМИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ И АЛГОРИТМ ОПЕРАТИВНОГО
ПЛАНИРОВАНИЯ РЕСУРСОВ В СПЕЦИАЛИЗИРОВАННОЙ
ИНФОРМАЦИОННОЙ СИСТЕМЕ ПРЕДПРИЯТИЯ**

Р.Ф. Хартл, Г.Т. Киракосян, С.А. Сирадегян

Анализ современного состояния исследований по проблемам оперативного планирования и распределения ресурсов в специализированной информационной системе предприятия показал, что, несмотря на то, что в настоящее время разработано много методов, моделей, алгоритмов и техники оперативного планирования, распределения и расписания, тем не менее большинство из них направлены на решение задач планирования отдельных элементов и подсистем комплексной информационной системы без согласования и учета взаимного влияния, а также без учета неопределенностей и факторов, связанных с многокритериальной формулировкой соответствующих задач планирования. Описываются динамическая математическая модель и алгоритм для решения проблемы комплексного планирования и распределения ресурсов в специализированной информационной системе предприятия с целью повышения эффективности и качества ее функционирования.

Ключевые слова: информационная система, распределение ресурсов, предприятие, планирование, модель, алгоритм, программное обеспечение.

UDC 004.312.26

SECRET SHARING BASED ON ERROR-CORRECTING CODES

G.I. Margarov, A.A. Khemchyan

National Polytechnic University of Armenia

A new method for secret sharing has been developed. The new secret sharing method is based on error-correcting codes. The paper includes the research of already existing error-correcting codes and the performance comparison between this codes. Based on the results of research and performance comparison, the fastest codes have been chosen, which is the main cause of the performance improvement in the new method. Also, further ways of method development and their possible application are shown.

Keywords: secret sharing, threshold scheme, error correction codes, error detection codes.

Introduction. Now, a significant part of the global data exchange is transferred through an open network connections. A large amount of data is available for almost everyone. It is necessary to ensure the information security and protection [1]. Along with introduction of the encryption, the secret keys should be stored securely. Secret keys should not be accessed directly by the system, without being physically protected. However, the latter is unachievable in practice. In order to ensure the safety of the keys, threshold secret sharing schemes are applied. Key is split into several parts and stored in different places. Figure 1 shows secret sharing according to the 5/3 scheme.

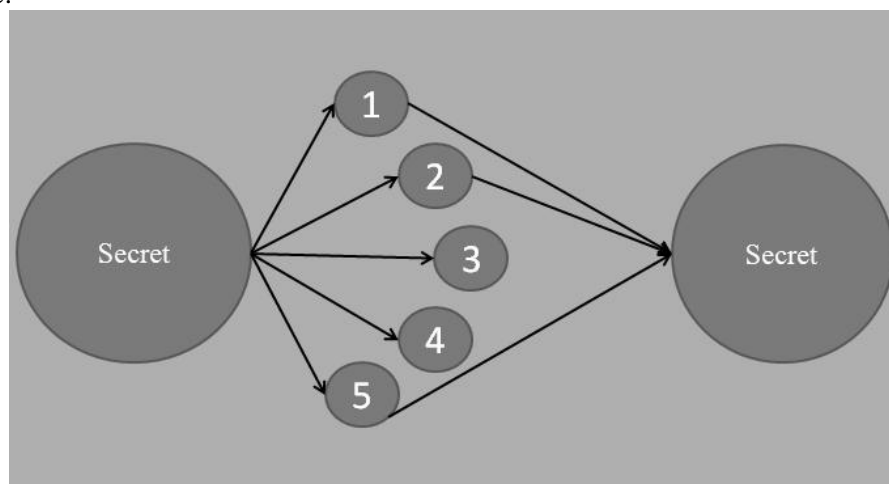


Fig. 1. The 5/3 secret sharing scheme

The more popular threshold secret sharing scheme is the Shamir secret sharing scheme, but the Shamir scheme works quite slowly, because it is based on polynomial operations and the performance is low when the threshold value is high.

A new threshold scheme is proposed based on the error-correcting codes. Since the error-correcting codes mostly use logical operations which can be performed faster by a computer, this method works faster than the Shamir method.

The following codes are used in this system:

- Hamming [2,3];
- Reed–Muller [2,3];
- Reed–Solomon [2];
- BCH [2];
- Cyclic [2,3].

The sharing method. Below is described how the BCH(21,31,2) code example works [2]. After encoding the 21 bit initial information with BCH(21,31,2) code, the result is 31 encoded codeword allowing to correct any 2 error bits. Each 21 bit of the secret file, which should be shared, is encoding to the corresponding codeword. The codewords are considered as two-dimensional array, which is presented in Figure 2. This is already an encoded file with BCH(21,31,2) code, and it is ready for sharing.

1	2	3	⋮	k
v1,1	v1,2	v1,3	⋮	v1,k
v2,1	v2,2	v2,3	⋮	v2,k
v3,1	v3,2	v3,3	⋮	v3,k
v4,1	v4,2	v4,3	⋮	v4,k
v5,1	v5,2	v5,3	⋮	v5,k
⋮	⋮	⋮	⋮	⋮
vq,1	vq,2	vq,3	⋮	vq,k

Fig. 2. The structure of encoded file

In this example “k” is the length of the codeword (in this case k=31) and “q” depends on the volume of the original file. Each line of the array represents a

BCH(21,31,2) code codeword, which means that any 2 bit error can be corrected in the 31 bits. Based on this characteristic, we can distribute the encoded file by columns. If we do consider each column as a separate component, it is obvious that we can recover the original file in case of the damage or the loss of any 2 components. It results in the 29/31 threshold scheme.

Grouping. In order to achieve the safety and to have the volume of the components equal to the distributed file volume, we should apply grouping. From each part, 21 columns should be taken (with a certain method) to meet all the requirements. For example, in case of grouping according to Table 1, we will obtain a 4/3 threshold scheme.

Table 1

The 4/3 threshold scheme

Part 1	23	12	19	13	28	29	31	17	15	9	7	10	14	6	4	5	2	25	8	3	1
Part 2	17	22	26	10	20	24	30	4	6	9	1	16	2	18	8	7	3	25	5	28	13
Part 3	27	29	13	23	8	3	1	17	6	25	5	14	4	19	20	10	9	26	2	7	31
Part 4	2	7	5	10	30	18	16	4	12	9	6	14	15	1	17	3	22	24	26	27	8

Table 2

The 5/3 threshold scheme

Part 1	28	20	5	10	8	25	1	14	6	9	12	13	4	15	17	7	23	3	2	29	31
Part 2	21	7	17	26	19	3	24	4	6	9	13	16	5	18	8	2	1	25	10	29	30
Part 3	19	25	5	10	8	13	1	27	30	31	3	14	17	2	20	23	7	26	4	6	9
Part 4	16	15	24	28	31	3	18	4	6	27	12	7	2	1	22	23	5	9	10	30	8
Part 5	14	22	5	10	8	19	1	24	30	9	12	2	15	16	18	3	21	7	2	25	6

Table 3

The 5/4 threshold scheme

Part 1	17	23	14	18	13	3	19	26	16	9	12	8	5	15	6	2	10	1	7	4	29
Part 2	25	15	5	10	23	17	1	4	22	9	12	13	7	16	3	18	6	8	2	28	30
Part 3	15	7	21	17	8	3	27	19	6	23	13	2	16	10	18	4	5	9	24	25	1
Part 4	18	14	16	10	26	21	1	4	15	9	11	13	7	6	5	17	2	3	23	8	28
Part 5	27	29	30	10	8	3	1	4	6	9	11	13	14	15	16	17	22	24	2	7	5

Each column represents a separate part (component). Values in the tables are the numbers of 1-31 bits. Table 1 shows that after merging any 3 columns, 2 bits are missing (not enough). While using the BCH(21,31,2) decoding algorithm we can recover the 2 missing (corrupted) bits [2]. It turns out that the secret sharing according to the Table 1 results in the 4/3 threshold scheme. The secret file is shared into 4 parts and any 3 is enough for recovering. Table 2 presents the 5/3 threshold scheme table. Table 3 presents the 5/4 threshold scheme table. The same method of secret-sharing is applicable for other error-correcting codes. Further, other codes will also be investigated, and the performance evaluation of each code will be carried out. The

system will automatically determine which code is suitable (applicable) for using. This operation should be performed invisibly for the user. Continuing the future investigation, comparison of this method with Shamir's method will be carried out through testing with various parameters.

Substitution. Let us suppose that a potential opponent can be informed about the table used in distribution, that means that having fewer components will give him some info about the initial confidential information. It contradicts the conditions imposed on threshold schemes, that the combination of the component, less than the threshold value should not provide any info about initial confidential information. Although it is not possible to restore the secret with the above mentioned method, to solve this contradiction and to make this method of the secret sharing more perfect, it is supposed to use substitution. The table that is selected for sharing substitution should be applied before the sharing process. This process is performed in the following steps:

1. count of $2 \cdot (m/3)$ (m is the length of codeword) ID numbers are generated (corresponding column numbers in the table). The set of those IDs is considered as the codeword of sharing and it is presented as $ID_1 ID_2 ID_3 \dots ID_n$.
2. in already selected table, the columns are shifted with each other (ID_1 with a ID_2 , etc). Since the number of generated ID numbers is couple, this process is always possible.

After substitution, the opponent can't know which bit of codeword is in which bit of which file. After all this, it is necessary that the restoration program also should know the substitution password before restoring. Of course, that password should not be stored in components in the open form. It is recommended to share the component within parties and the store distributed version in the files created. Because the volume of the password is not big, it can be shared via the Shamir method and it will not have a significant impact on performance. This process is done only once at the beginning of the sharing process. It is natural that sharing should be done with the same parameters that were used for the entire file sharing (new method). This method also allows to keep the number of Error-Correcting Code table number used in sharing. The foregoing is illustrated in Figure 3- the structure of the distributed component-file header.

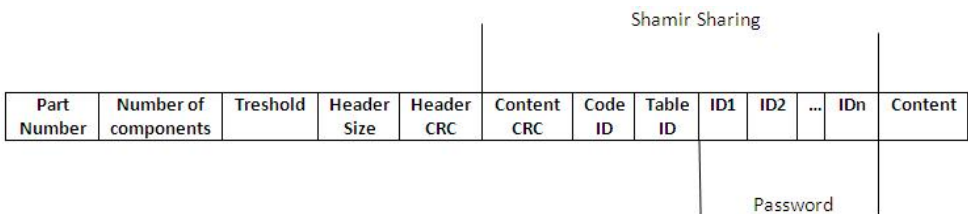


Fig. 3. The structure of component-files

- Content CRC – This field contains the CRC32 value of the distributed part (without head). Designed for detecting possible changes in this part.
- Code ID - Code number which is used in sharing. Inside the program, each code has its corresponding ID number.
- Table ID – ID of the table of the selected code, which is used in sharing. Each code has many tables for different threshold schemes.
- ID₁ID₂ID₃...ID_n – the generated ID numbers that make up the sharing password together.
- Header CRC - the CRC32 value of the Shamir Sharing segment and. Designed to detect the possible errors.
- Header Size – the number of bytes in the Shamir Sharing segment. Designed for the program to read that part correctly.
- Part Number – the part Number – The sequential number of part.
- Number of components – the total number of components.
- Threshold - the threshold value of sharing. Designed for restoring the Shamir sharing segment.
- Content - the distributed sector of confidential information (with the new method).

By this option of sharing, the opponent having less than a threshold number of components can know nothing about the initial secret file. He can only know the volume of the secret file (it is known by all participants).

Figure 4 compares the performance of Shamir's and our (ECC) methods (dependency of the sharing time on the threshold value). Here we can see that for high values of the threshold, Shamir's method is slower than the new method.

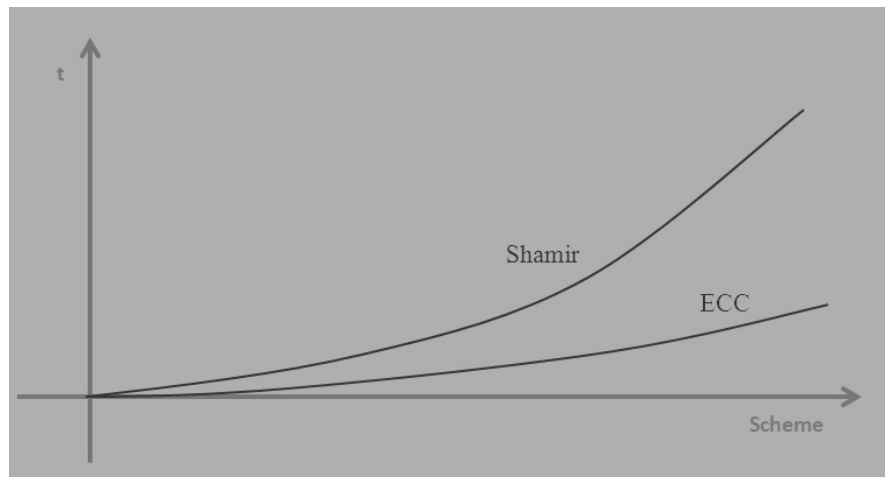


Fig. 4. Performance

Conclusion. So we have a new secret sharing system using error-correcting codes. It is comparatively faster as the error-correcting codes based on the logical operations, and increasing the threshold on the other hand does not affect the system performance. Continuing the future investigation, comparison of this method with Shamir's method will be carried out through testing various parameters.

Reference

1. **Bruce Schneier.** Applied Cryptography. - John Wiley & Sons, 1996. Second Edition ISBN 0-471-12845-7. – 784 p.
2. **Peterson W.W., Weldon E.J.** Error-Correcting Codes. - The Massachusetts Institute of Technology, 1972. Second Edition. ISBN 0-2621-6039-0. – 572 p.
3. **Assmus E.F., Key J.D.** Designs and Their codes. - Cambridge University Press, 1992. ISBN 0-5214-5839-0. - 364 p.

Received on 06.03.2015.

Accepted for publication on 22.05.2015.

ԳԱՂՏՆԻՔԻ ԲԱՇԽՈՒՄԸ ՍԽԱԼՆԵՐ ՈՒՂՂՈՂ ԿՈԴԵՐԻ ՀԻՄԱՆ ՎՐԱ

Գ.Ի. Մարգարով, Ա.Ա. Խեմչյան

Մշակված է գաղտնիքի բաշխման նոր մեթոդ, որի դեպքում օգտագործվում են սխալներ ուղղող կոդերը: Հետազոտվել են գոյություն ունեցող սխալներ ուղղող կոդերը, և կատարվել է դրանց արագագործության համեմատություն: Համեմատության արդյունքում ընտրվել են առավել արագագործ կոդերը, որոնք էլ նոր մեթոդի արագագործության հիմնական պատճառն են: Ներկայացված են մեթոդի հետագա զարգացման ճանապարհները և հնարավոր կիրառությունը:

Առանցքային բառեր. գաղտնիքի բաշխում, շեմային սխեմա, սխալներ ուղղող կոդեր, սխալներ հայտնաբերող կոդեր:

РАСПРЕДЕЛЕНИЕ СЕКРЕТА НА ОСНОВЕ КОДОВ, ИСПРАВЛЯЮЩИХ ОШИБКИ

Г.И. Маргаров, А.А. Хемчян

Разработан метод распределения секрета, использующий коды, исправляющие ошибки. При исследовании кодов, исправляющих ошибки, проведено сравнение их производительности. В результате сравнения выбраны наиболее быстродействующие коды, что является главной причиной быстрого действия этого метода. Показаны дальнейшие пути развития метода и их возможное применение на практике.

Ключевые слова: распределение секрета; пороговая схема; коды, исправляющие ошибки; коды, обнаруживающие ошибки.

УДК 621.382

**ЭФФЕКТИВНОСТЬ РЕГУЛЯТОРА ПОИСКА ТОЧКИ
МАКСИМАЛЬНОЙ МОЩНОСТИ СОЛНЕЧНЫХ БАТАРЕЙ В
УСЛОВИЯХ ЧАСТИЧНОГО ЗАТЕНЕНИЯ**

К.Г. Айвазян, С.Х. Худавердян

Национальный политехнический университет Армении

Экспериментально исследованы мощностные характеристики частично затененных солнечных батарей и выходные параметры регулятора поиска точки максимальной мощности (ТММ). Показано, что на характеристиках солнечной батареи может образоваться несколько локальных максимумов, один из которых является точкой глобальной мощности (ТГМ). Эта точка может быть как на правой, так и на левой сторонах от локального максимума. Поисковые алгоритмы существующих регуляторов ТММ, дойдя до первого локального максимума, не продолжают поиска. В итоге солнечная батарея может не функционировать в ТГМ.

Ключевые слова: солнечная батарея, затенение, мощность, регулятор, точка максимальной мощности.

Введение. Солнечные батареи состоят из нескольких последовательно-параллельно соединенных солнечных модулей и предназначены для прямого преобразования солнечной энергии в электрическую с необходимыми значениями постоянных напряжения и тока.

Мощностные характеристики солнечных батарей имеют нелинейную выпуклую форму с экстремумом, поэтому для получения максимальной доступной мощности целесообразно их эксплуатировать в точке максимальной мощности (ТММ). С другой стороны, генерируемая мощность солнечных батарей зависит от условий эксплуатации: интенсивности солнечного излучения, окружающей температуры, внешней нагрузки [1]. При изменении этих условий положение ТММ на мощностных характеристиках меняется, поэтому поиск и слежение за ТММ в реальных условиях эксплуатации - один из путей повышения эксплуатационной эффективности солнечных батарей.

Для поиска ТММ используются цифровые регуляторы, которые обычно интегрируются в инвертор электрической энергии, обеспечивая преобразование тока или напряжения, фильтрацию и управление различными нагрузками, в том числе электрическими сетями, аккумуляторами или двигателями [2, 3]. В настоящее время утвержден европейский стандарт эффективности таких инверторов [4].

Регуляторы поиска ТММ измеряют выходные параметры солнечных батарей, находят по определенным алгоритмам ТММ и применяют подходящее сопротивление (нагрузку) для обеспечения эксплуатации в этой точке. В современных регуляторах используют различные поисковые алгоритмы: возмущения и наблюдения (perturb and observe), возрастающей проводимости (incremental conductance), постоянного напряжения (constant voltage), нейронной сети (neural network) и др. [5-7]. Все эти алгоритмы предназначены для поиска одной единственной ТММ на мощностной характеристике.

Между тем, как показано в наших работах [8, 9], в результате частичного затенения солнечной батареи не исключена ситуация, когда на мощностной характеристике может появиться несколько локальных максимумов. С этой точки зрения весьма интересным является исследование эффективности существующих регуляторов поиска МРР в условиях частичного затенения.

Методика исследования. Были проведены натурные исследования мощностных характеристик солнечной батареи, состоящей из трех последовательно соединенных одинаковых солнечных модулей общей мощностью 240 Вт. Для затенения одного или двух модулей использовались хлопчатобумажные ткани темных цветов. Установка определения мощностных характеристик описана в работе [9].

Солнечные модули были соединены с нагрузкой через коммерческий регулятор поиска ТММ типа MPS301, который работал по поисковому алгоритму возмущения и наблюдения. Выходные параметры (ток, напряжение, мощность) регулятора измеряли с помощью лучевого осциллографа типа NI PCI-6132S. Типичные формы импульсов этих параметров, наблюдаемых на экране осциллографа, показаны на рис. 1.

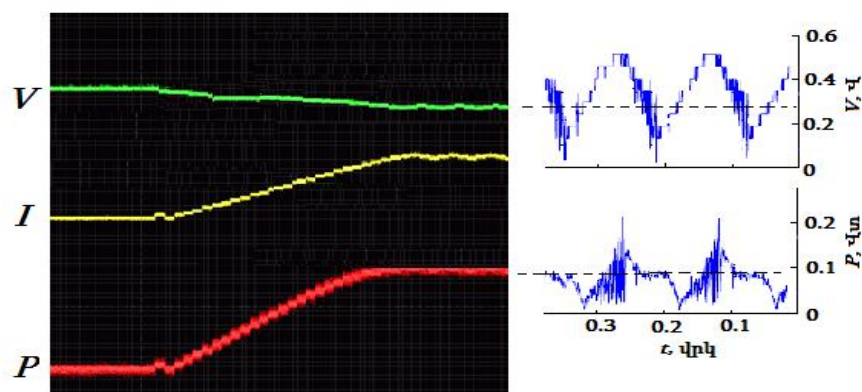


Рис. 1. Формы импульсов выходных параметров (ток, напряжение, мощность) регулятора

Результаты исследования. На рис. 2 представлены мощностные характеристики незатененной солнечной батареи при двух интенсивностях солнечного излучения. Там же стрелками указаны шаги поиска за ТММ.

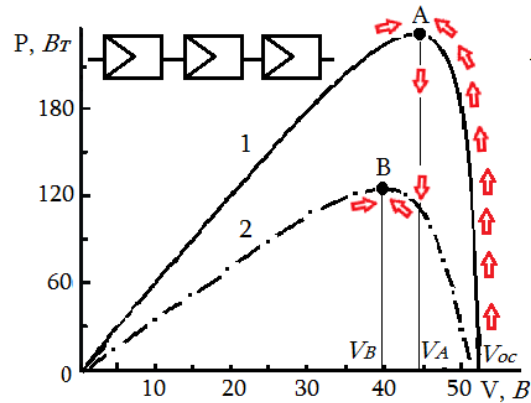


Рис. 2. Мощностные характеристики при высокой (1) и низкой (2) интенсивностях солнечного излучения

Видно, что мощностные характеристики солнечной батареи имеют один максимум: в точке **А** - при высокой интенсивности солнечного излучения (кривая 1) и в точке **В** - при низкой (кривая 2).

При высокой интенсивности солнечного излучения поиск ТММ начинается вблизи напряжения холостого хода V_{oc} путем небольшого увеличения или уменьшения рабочего напряжения солнечной батареи. Если мощность увеличивается, регулятор продолжает изменять напряжение в этом же направлении. Как только изменение напряжения приводит к снижению мощности, регулятор ТММ начинает поиск в противоположном направлении. При достижении оптимального напряжения V_A регулятор переходит в состояние динамического устойчивого колебания вокруг найденной ТММ - точки **А**.

Когда интенсивность солнечного излучения уменьшается, соответствующим образом снижается мощность и сдвигается положение ТММ. Регулятор сразу возобновляет нахождение ТММ путем увеличения или уменьшения рабочего напряжения, начиная с напряжения V_A . В итоге режим устойчивого колебания устанавливается вокруг новой ТММ - точки **В** с напряжением V_B .

На рис. 3 приведены мощностные характеристики солнечной батареи в условиях 50% затенения одного и двух модулей. Видно, что на характеристиках появляется два максимума, один из которых является точкой глобальной мощности (ТГМ). Эта точка может быть как на правой, так и на левой сторонах от локального максимума. Отметим, что в определенных условиях затенения в

характеристиках солнечной батареи может образоваться более двух максимумов [8-10].

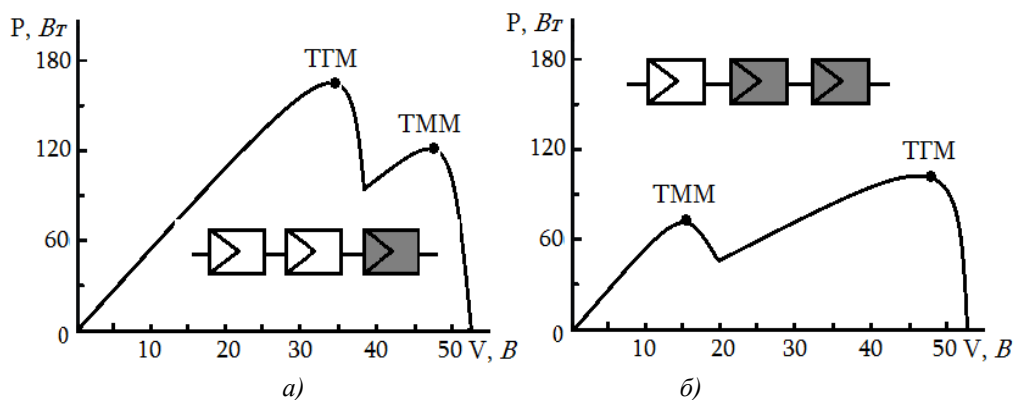


Рис. 3. Мощностные характеристики солнечной батареи при частичном затенении одного (а) и двух (б) модулей

На рис. 4 представлены осциллограммы импульсов выходных параметров регулятора, когда в момент времени T из-за затенения появляется два максимума, причем ГМ находится на правой стороне.

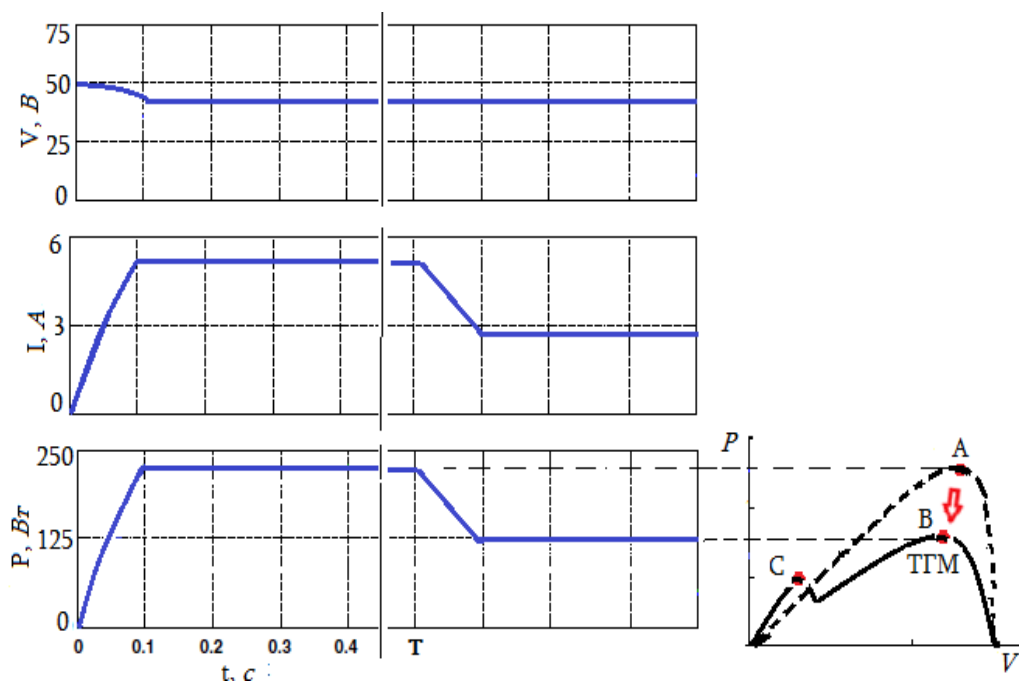


Рис. 4. Осциллограммы импульсов выходных параметров регулятора (ГМ находится на правой стороне)

Вначале солнечная батарея функционирует в единственной ТММ - в точке **A**. В результате затенения уменьшаются рабочий ток и мощность батареи, и регулятор “заставляет” батарею работать в новой ТММ – в точке **B**, которая в данном случае является также точкой глобальной мощности.

Совсем другая ситуация, когда ГТМ находится на левой стороне (рис. 5). В этом случае поисковый алгоритм приводит к ошибочному результату – солнечная батарея начинает работать в точке **B**, которая в данном случае не является точкой глобальной мощности (точка **C**). В итоге выходная мощность будет меньше максимально доступной мощности, и, следовательно, солнечная батарея не будет использоваться со всей эффективностью. Это означает, что целесообразно поиск максимумов на мощностных характеристиках проводить по всему диапазону напряжений [11].

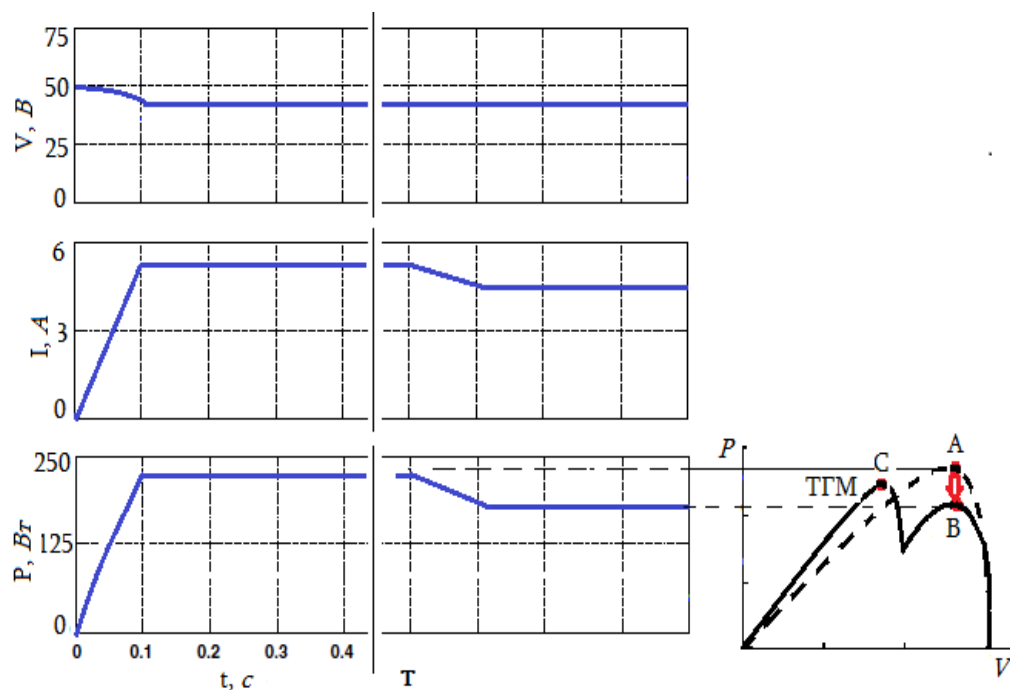


Рис. 5. Осциллограммы импульсов выходных параметров регулятора (ГТМ находится на левой стороне)

Заключение. Проведенные исследования показывают, что на мощностной характеристике солнечной батареи в условиях частичного затенения может появиться несколько локальных максимумов. Поисковые алгоритмы существующих регуляторов нахождения ТММ, дойдя до первого максимума,

который может оказаться локальным, уже не будут способны найти ТГМ. В итоге выходная мощность будет меньше максимально доступной мощности, и, следовательно, солнечная батарея не будет использоваться со всей эффективностью.

Литература

1. **Nelson J.** The Physics of Solar Cells.- London: Imperial College Press, 2003. - 245 p.
2. **Faranda R., Leva S., Maugeri V.** MPPT Techniques for PV Systems: Energetic and Cost Comparison // Proc. of IEEE Power and Energy Society General Meeting - Conversion and Delivery of Electrical Energy.- 2008. – P. 1-6.
3. **Esram T., Chapman P.L.** Comparison of Photovoltaic Array Maximum Power Point Tracking Techniques // IEEE Transactions on Energy Conversion.- 2007.- V. 22, N. 2.- P. 439-449.
4. European Standard EN 50530. Overall Efficiency of Grid Connected Photovoltaic Inverters. - 2010.
5. **Salas V., Olias E., Lazaro A.** Review of the Maximum Power Point Tracking Algorithms for Stand-Alone PV Systems // Solar Energy Materials & Solar Cells. - 2006. - 90. - P. 1555-1562.
6. **Kumaresh V., Mridul Malhotra, Ramakrishna N., Saravana Prabu R.** Literature Review on Solar MPPT Systems // Advance in Electronic and Electric Engineering.- 2014.- V. 4, N. 3. - P. 285-296.
7. **Surya Kumari J., Babu Ch. Sai.** Comparison of MPPT Algorithms for PV System // Int. J. of Advances in Eng. & Techn.- 2011.- V. 1, N. 5.- P. 133-148.
8. **Ayvazyan K.G., Khudaverdyan S.K.** Investigation of the Partially Shaded PV System Performance // Proceedings of SEUA. Series “Information Technologies, Electronics, Radio Engineering”.- 2012.- Issue 15, N. 2. - P. 47-52.
9. **Այվազյան Կ.Գ., Խուդավերդյան Ս.Խ.** Մասնակիորեն ստվերված մակերևույթով արևային կայանի ելքային հզորության հետազոտումը // ՀՊՃՀ Լրագրեր. - 2013.- Մաս 1.- էջ 328-333:
10. **Hiren Patel, Vivek Agarwal.** MATLAB-Based Modeling to Study the Effects of Partial Shading on PV Array Characteristics // IEEE Trans. on Energy Conversion.- 2008.- V. 23, N. 1.- P. 302-310.
11. **Ayvazyan K.G.** Maximum Power Point Tracking Algorithm for PV Arrays under Partially Shaded Conditions // Proc. 28th European PV Solar Energy Conf.- Paris, France, 2013.- P. 4060-4062.

*Поступила в редакцию 10.12.2014.
Принята к опубликованию 22.05.2015.*

**ԱՌԱՎԵԼԱԳՈՒՅՆ ՀՋՈՐՈԹՅԱՄԲ ԿԵՏԻ ՈՐՈՆՄԱՆ ԿԱՐԳԱՎՈՐԻՉԻ
ԱՐԴՅՈՒՆԱՎԵՏՈՒԹՅՈՒՆԸ ԱՐԵՎԱՅԻՆ ՄԱՐՏԿՈՑՆԵՐԻ ՄԱՍՆԱԿԻՈՐԵՆ
ՍՏՎԵՐՄԱՆ ՊԱՅՄԱՆՆԵՐՈՒՄ**

Կ.Գ. Այվազյան, Ս.Խ. Խուդավերդյան

Փորձնականորեն հետազոտվել են մասնակիորեն ստվերված արևային մարտկոցների հզորության բնութագծերը և առավելագույն հզորությամբ կետի (ԱՀԿ) որոնման կարգավորիչի ելքային պարամետրերը: Ցույց է տրվել, որ հզորության բնութագծերում կարող են առաջանալ մի քանի տեղային մաքսիմումներ, որոնցից մեկը գլոբալ հզորությամբ կետ է (ԳՀԿ): Այդ կետը կարող է գտնվել տեղային մաքսիմումից ինչպես աջ, այնպես էլ ձախ կողմերում: Հայտնի կարգավորիչների ԱՀԿ-ի որոնման ալգորիթմները, հասնելով առաջին իսկ տեղային մաքսիմումին, դադարեցնում են որոնումը: Արդյունքում՝ արևային մարտկոցը կարող է չաշխատել ԳՀԿ-ում:

Առանցքային բաներ. արևային մարտկոց, ստվերում, հզորություն, կարգավորիչ, առավելագույն հզորությամբ կետ:

**EFFICIENCY OF THE SOLAR BATTERIES' MAXIMUM POWER POINT
TRACKING CONTROLLER AT PARTIAL SHADING**

K.G. Ayvazyan, S.Kh. Khudaverdyan

V-P characteristics and parameters of a maximum power point (MPP) tracking controller of partially shaded solar batteries are experimentally investigated. It is shown that several local maximums can be formed on V-P characteristics, one of which is the global power point (GPP). This point can be located on both the right and left sides of the local maximum. The tracking algorithms of the existing MPP controllers stop tracking at reaching the first local maximum. As a result, the solar battery may fail to function in GPP.

Keywords: solar battery, shading, power, controller, maximum power point.

УДК 621.317 (076)

МЕТОДЫ ИЗМЕРЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ КАТУШЕК ИНДУКТИВНОСТИ НА ПЕРЕМЕННОМ ТОКЕ

Б.М. Мамиконян, А.А. Егорян, А.Р. Аветисян

Национальный политехнический университет Армении

Рассмотрена проблема отдельного измерения параметров катушек индуктивности. Описаны конструктивные и схемные исполнения применяемых в электрических аппаратах катушек индуктивности. Изложены особенности построения схемы замещения катушки индуктивности, указаны возможные пределы изменения параметров этой схемы. Проведен сравнительный анализ методов измерения параметров катушки, обоснована необходимость их измерения на переменном токе. Рассмотрены схемы измерения параметров катушки, основанные на применении амплитудно-фазового метода, проведен их сравнительный анализ. Получены и проанализированы формулы расчета параметров катушки по результатам измерений. Описаны условия выполнения и результаты экспериментального измерения.

Ключевые слова: катушка индуктивности, индуктивность, активное сопротивление, измерительный двухполюсник, фазовый метод, измерение.

Введение. Катушки индуктивности (КИ) широко применяются в большинстве электротехнических и радиоэлектронных устройств. Они являются обязательными и основными компонентами реле, контакторов, трансформаторов, электрических машин, дросселей. Большую группу устройств с КИ составляют индуктивные датчики, являющиеся доступным, простым, надежным, дешевым элементом систем управления приводами, станками, автоматическими линиями, систем измерения физических величин [1]. Широкое применение КИ требует создания быстродействующих, простых и надежных измерителей параметров КИ, совместимых с современными микроконтроллерными устройствами обработки информации и управления процессом измерения.

Методы исследования. КИ, за исключением дросселей, предназначенных для использования в цепях питания, не являются комплектующими изделиями, как, например, резисторы и конденсаторы. Их изготавливают по индивидуальным заданиям с требуемыми конструкцией и параметрами, необходимыми для конкретного применения. Основной особенностью КИ является применение в них магнитных сердечников. В переменных магнитных полях в магнитопроводе КИ возникают активные потери электрической энергии,

обусловленные явлениями гистерезиса и вихревых токов, вследствие чего относительная магнитная проницаемость магнитопровода становится комплексной величиной, имеющей действительную (μ') и мнимую (μ'') составляющие: $\dot{\mu} = \mu' - j\mu''$. Поэтому сопротивление катушки определяется выражением

$$Z = R + j\omega L = R + j\omega \frac{W^2 \mu_0 \dot{\mu} S}{l} = R + j\omega \frac{W^2 \mu_0 S}{l} (\mu' - j\mu'') = R_{\Sigma} + j\omega L_{\Sigma}, \quad (1)$$

где $R_{\Sigma} = R + \omega W^2 \mu_0 \mu'' S / l$ - активная составляющая комплексного сопротивления катушки, отображающая активные потери энергии, возникающие от переменного тока в проводе катушки с сопротивлением R и в магнитопроводе; $L_{\Sigma} = W^2 \mu_0 \mu' S / l$ - индуктивность катушки, характеризующая способность катушки накапливать магнитную энергию; W - число витков обмотки; ω - угловая частота тока через катушку; l - средняя длина магнитной силовой линии; S - площадь поперечного сечения магнитных силовых линий; $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \text{ Гн/м}$ - абсолютная магнитная проницаемость вакуума (воздуха) – физическая постоянная.

Для большинства КИ индуктивность является полезным параметром, а активное сопротивление – паразитным, в связи с чем качество таких КИ характеризуется добротностью: $Q = \omega L_{\Sigma} / R_{\Sigma}$. Исключение составляют вихретоковые индуктивные датчики, индукционные счетчики электроэнергии и др., в которых в воздушном зазоре магнитопровода помещается немагнитное проводящее тело. В последнем от переменного магнитного поля, создаваемого катушкой, индуцируются вихревые токи, вызывающие активные потери электрической энергии и, следовательно, увеличение активного сопротивления катушки.

КИ имеют, как правило, цилиндрическую или спиральную форму витков и выполняются как однослойными, так и многослойными. Если обмотка КИ содержит большое количество витков и существует разность потенциалов между отдельными витками и слоями витков, то КИ будет иметь некоторую собственную емкость C_0 , образующую с индуктивностью катушки параллельный колебательный контур, резонансная частота $f_0 = 1 / 2\pi \sqrt{L_{\Sigma} C_0}$ которого и является частотой собственного резонанса КИ. Как правило, подавляющее большинство КИ работает при частотах, намного ниже резонансной. Собственная емкость снижает добротность ИК, внося дополнительное сопротивление потерь R_C , приводящее к выделению в диэлектрической изоляции обмотки активной мощности:

$$P_C = I^2 R_C = U^2 \omega C_0 \operatorname{tg} \delta = I^2 \omega^3 L_{\text{э}}^2 C_0 \operatorname{tg} \delta,$$

где $U = I \omega L_{\text{э}}$; $\operatorname{tg} \delta$ – тангенс угла диэлектрических потерь изоляции провода и каркаса ИК.

Отсюда следует формула для расчета последовательного сопротивления потерь R_C в собственной емкости катушки:

$$R_C = \omega^3 L_{\text{э}}^2 C_0 \operatorname{tg} \delta.$$

Величина R_C относительно невелика, например, на частоте $f = 5 \text{ кГц}$ при $L_{\text{э}} = 1,0 \text{ Гн}$, $C_0 = 5 \text{ нФ}$, $\operatorname{tg} \delta = 10^{-2}$ значение $R_C = (6,28 \cdot 5000)^3 \cdot 1,0^2 \cdot 5 \cdot 10^{-12} \cdot 10^{-2} \approx 1,25 \text{ Ом}$.

В ряде случаев при определенных ограничениях использование априорной информации о модели объекта исследования позволяет свести двухполюсные электрические цепи к линейной двухэлементной двухполюсной электрической цепи, что значительно упрощает раздельное определение ее параметров [2]. В случае с КИ при сравнительно невысокой частоте тока (до нескольких сотен килогерц) полную эквивалентную схему замещения КИ можно заменить упрощенной схемой замещения в виде последовательного соединения резистора R_x и индуктивности L_x (рис. 1).

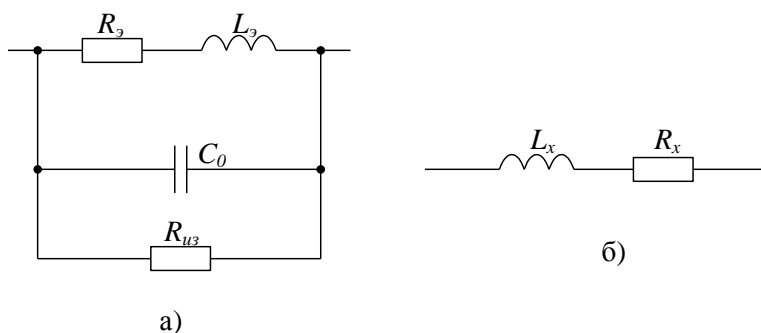


Рис. 1. Электрические схемы замещения КИ: а - полная, б - упрощенная

Возможные значения индуктивности катушек колебательных контуров, дросселей, обмоток трансформаторов, электрических машин и других электромагнитных устройств лежат в пределах примерно от 1 нГн до 10 кГн. В частности, для силовых трансформаторов типичные значения индуктивности и сопротивления первичной обмотки составляют $L_x = 10 \dots 100 \text{ Гн}$, $R_x = 50 \dots 200 \text{ Ом}$ [3]. Мощные дроссели (катушки фильтров выпрямителей и т.п.), предназначенные для небольших усилителей, имеют, как правило,

индуктивность 10...15 Гн и рассчитаны на токи 100...250 мкА. Для таких дросселей резонансная частота составляет от 3 до 12 кГц. На частотах, превышающих значение резонансной, дроссели не могут обеспечить эффективный барьер для шумов, генерируемых при выпрямлении переменного тока, или для ВЧ шумов, поступающих по сети питания. Высокочастотные КИ имеют добротность порядка 300...400 [4]. Тонкопленочные миниатюрные КИ с сердечниками из ферритов используются в гибридных интегральных схемах, они имеют частотный диапазон 10...100 МГц, выполняются в виде круглой или квадратной спирали и имеют на площади 1 см² число витков не более 10, их добротность порядка 20...50.

Из формулы (1) видно, что активное сопротивление R_x КИ зависит также от частоты питающего катушку тока, следовательно, параметры КИ необходимо измерить переменным током той частоты, на которой предусмотрено применение КИ. Более того, учитывая нелинейность кривой намагничивания магнитопровода, измерительный (тестовый) ток также желательно выбрать равным рабочему току КИ. И поскольку схема замещения КИ представляет собой комплексное сопротивление, то измерительная цепь (ИЦ) должна обеспечить раздельное измерение параметров R_x и L_x .

Для раздельного измерения параметров двухэлементной схемы замещения КИ наибольшее распространение получили уравновешенные мосты переменного тока и некоторые схемы резонансного метода [5], однако их отличает сложность реализации, большое время измерения и неудобство автоматизации с применением средств вычислительной техники.

Сравнительно новым направлением в области измерения параметров пассивных электрических двухполюсников является использование делителей напряжения переменного тока с применением амплитудно-фазового метода. Такое техническое решение использовано для раздельного измерения параметров параллельной схемы замещения емкостного датчика [6, 7] и измерения параметров последовательной схемы замещения КИ [8]. Сущность измерителя [8] поясняется схемой рис. 2. Последовательно с КИ соединен образцовый резистор R_0 ; полученный этим соединением измерительный двухполюсник в виде делителя напряжения подключен через токоограничивающий элемент к генератору переменного тока с угловой частотой ω . Измеряются напряжение U_x на зажимах КИ, напряжение U_0 на резисторе R_0 , угол φ фазового сдвига между этими напряжениями. Параметры КИ вычисляются по формулам

$$R_x = \frac{U_x R_0 \cos \varphi}{U_0}, \quad L_x = \frac{U_x R_0 \sin \varphi}{U_0 \omega}.$$

Недостатком схемы рис. 2 является отсутствие у напряжения U_0 общей точки с заземлением схемы, что создает определенные неудобства в выборе последующих схемных решений для обработки выходных напряжений цепи. Нами разработана модифицированная схема делителя напряжения, в которой устранен указанный недостаток (рис. 3). Здесь выходными напряжениями являются напряжение U_0 образцового резистора и общее напряжение U_s измерительного двухполюсника $\dot{U}_s = \dot{U}_x + \dot{U}_0$. Параметры КИ определяются из следующих соотношений:

$$R_x = z_s \cos \varphi_s - R_0 = \frac{U_s \cos \varphi_s}{I} - R_0 = \frac{U_s R_0 \cos \varphi_s}{U_0} - R_0 = \left(\frac{U_s \cos \varphi_s}{U_0} - 1 \right) \cdot R_0, \quad (2)$$

$$L_x = \frac{z_s \sin \varphi_s}{\omega} = \frac{U_s R_0 \sin \varphi_s}{U_0 \omega}, \quad (3)$$

где I - измерительный ток; z_s - модуль полного сопротивления измерительного двухполюсника; φ_s - угол сдвига фаз между напряжением U_s и током I .

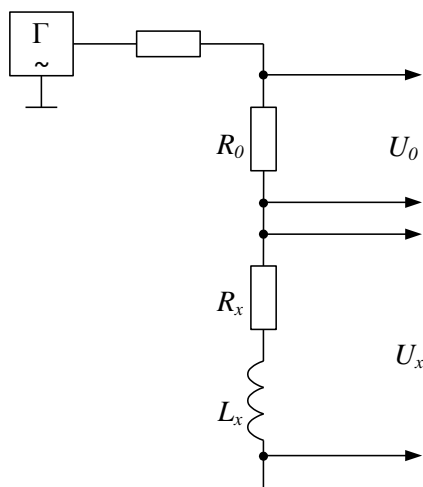


Рис. 2. Схема делителя напряжения для измерения параметров КИ

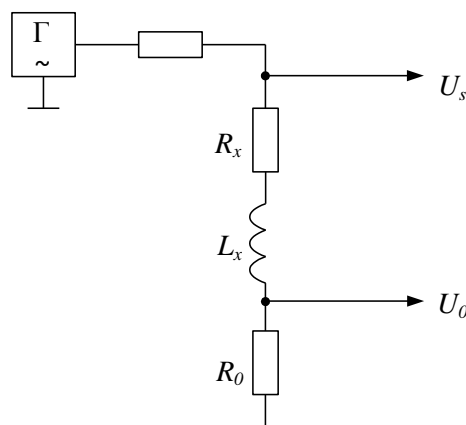


Рис. 3. Схема делителя с общей точкой заземления выходных напряжений

Результаты исследования. Разработана схема измерителя параметров КИ с ИЦ (рис. 3). Выходные напряжения цепи поочередно подаются через буферные усилители на вход аналого-цифрового преобразователя (АЦП), выход которого подключен ко входу микроконтроллера, производящего управление коммутационным узлом, измерение сигналов и математическую обработку полученных данных. Измерительный ток равен 10 мА , частота - 2 кГц , предел

измеряемых индуктивностей - 5 мГн , сопротивлений - 20 Ом . Для повышения точности измерений в приборе осуществляется усреднение результатов измерений. Из выражений (2) и (3) видно, что точность измерения параметров КИ определяется погрешностью измерения комплексного напряжения, стабильностью сопротивления образцового резистора и частоты генератора. Так как стабильность частоты генератора в данном приборе очень высока (определяется стабильностью частоты кварцевого резонатора и находится на уровне порядка $0,0001\%$), то основная погрешность определяется только первыми двумя составляющими. Стабильность образцового резистора составляет $0,1\%$, погрешность измерения комплексного напряжения определяется параметрами АЦП и в данном случае составляет величину порядка $0,03 \dots 0,1\%$, что даёт суммарную погрешность измерения порядка $0,2\%$. Интервал времени, в течение которого производится измерение комплексных напряжений, выбирается с учетом частоты промышленного тока и составляет 20 мс , что позволяет максимально снизить влияние наводок и, соответственно, повысить точность измерений.

Заключение. Применение амплитудно-фазового метода для измерения параметров пассивных электрических двухполюсников, в частности – для отдельного измерения параметров катушек индуктивности на переменном токе, позволяет обеспечить инвариантность результата измерения от влияния изменения напряжения питающего генератора и требуемую точность измерения.

Литература

1. **Щепетов А.Г.** Теория, расчет и проектирование измерительных устройств. Часть 2. – М.: ФГУП «СТАНДАРТИНФОРМ», 2008. - 344 с.
2. **Мелентьев В.С., Костенко Е.В., Миронов Д.А.** Аппроксимационные методы отдельного определения параметров двухэлементных двухполюсных электрических цепей // Ползуновский вестник. - 2011. - № 3/1. – С. 47-50.
3. **Васильченко Е.** Измерение параметров магнитопроводов резонансным методом. - М.: Солон-Пресс, 2003. – 10 с.
4. **Миронов Э.Г.** Методы и средства измерений: Учебное пособие. – Екатеринбург: ГОУ ВПО “Уральский государственный технический университет – УПИ имени первого Президента России Б.Н. Ельцина”. - 2009. - 463 с.
5. **Атамальян Э.Г.** Приборы и методы измерения электрических величин: Учебное пособие для студентов вузов. – М.: Высшая школа, 1989. – 384 с.
6. US Patent № 6703847. G01R 27/26. Determining the dielectric properties of wood / **L. Venter, J. Viljoen.** - 2004.
7. **Мамиконян Б.М., Аветисян А.Р.** Измерение емкости датчика диэлькометрического влагомера древесины // Вестник ГИУА. Серия “Электротехника, энергетика”. - 2013. - Вып. 16. - №1. – С. 65-74.

8. Прецизионный измеритель индуктивностей с интерфейсом USB // <http://www.samm.zp.ua/Lmeter>.

*Поступила в редакцию 10.11.2014.
Принята к опубликованию 22.05.2015.*

ՓՈՓՈԽԱԿԱՆ ՀՈՍԱՆՔՈՎ ԻՆԴՈՒԿՏԻՎՈՒԹՅԱՆ ԿՈՃԵՐԻ ՊԱՐԱՄԵՏՐԵՐԻ ՉԱՓՄԱՆ ՄԵԹՈԴՆԵՐԸ

Բ.Մ. Մամիկոնյան, Ա.Ա. Եգորյան, Ա.Ռ. Ավետիսյան

Դիտարկված է ինդուկտիվության կոճերի պարամետրերի անջատ չափման հիմնախնդիրը: Նկարագրված են էլեկտրական ապարատներում կիրառվող ինդուկտիվության կոճերի կառուցվածքային և սխեմային կատարումները: Շարադրված են ինդուկտիվության կոճի փոխարինման սխեմայի կառուցման առանձնահատկությունները, նշված են այդ սխեմայի պարամետրերի փոփոխման հնարավոր սահմանները: Կատարված է կոճի պարամետրերի չափման մեթոդների համեմատական վերլուծությունը, հիմնավորված է դրանց՝ փոփոխական հոսանքով չափման անհրաժեշտությունը: Դիտարկված են կոճի պարամետրերի չափման սխեմաները, որոնք հիմնված են ամպլիտուդափուլային մեթոդի վրա, կատարված է դրանց համեմատական վերլուծությունը: Ստացված և վերլուծված են չափումների արդյունքերով կոճի պարամետրերի որոշման բանաձևերը: Նկարագրված են փորձարարական չափման կատարման պայմանները և ստացված արդյունքները:

Ստանդարտային բաներ. ինդուկտիվություն, կոճ, ինդուկտիվություն, ակտիվ դիմադրություն, չափողական երկբևեռանի, փուլաչափային մեթոդ, չափում:

METHODS OF INDUCTOR PARAMETER MEASUREMENT WITH ALTERNATING CURRENT

B.M. Mamikonyan, A.A. Egoryan, A.R. Avetisyan

The problem of separate measurement of the inductor parameters is considered. The structural and circuit performance used in electrical devices of inductors are described. The peculiarities of designing are stated, an equivalent circuit inductor, the possible range of variation of the parameters of the scheme are mentioned. A comparative analysis of the methods for measuring the coil parameters is carried out, the necessity of their measurement with alternating current is substantiated. The measurement circuit parameters of the coil based on the use of amplitude-phase method are considered, their comparative analysis is carried out. Formulas for calculating the parameters of the coil by the measurement results are obtained and analyzed. The conditions for implementation and the results of experimental measurements are described.

Keywords: inductor, inductance, resistance, measuring two-pole, phase method, measurement.

УДК 616.728.3-001

АНАЛИЗ СИГНАЛА ЭЛЕКТРОСТИМУЛЯЦИИ И РАЗРАБОТКА СИСТЕМЫ НА ОСНОВЕ ПРОГРАММНОГО ПАКЕТА LABVIEW

О.А. Петросян, Л.Э. Хачикян, О.О. Петросян

Национальный политехнический университет Армении

Проведен анализ основных требований, предъявляемых к параметрам сигналов электростимуляции. Биологическая ткань рассмотрена как линейная система. Представлены выражения, позволяющие определить оптимальные параметры сигналов электростимуляции. На основе исследования показателей функционального состояния нервно-мышечной системы с помощью программного пакета LabVIEW и созданной схемы согласования разработана система электростимуляции для частичного восстановления активности мышц. Система позволяет на основе программного пакета LabVIEW генерировать синусоидальные, треугольные, пилообразные и прямоугольные низкочастотные импульсы. Приведены результаты моделирования, выполненного с помощью программы HSPICE.

Ключевые слова: система, сигнал, стимуляция, мышца, электрод, моделирование.

Введение. Для улучшения характеристик мышечной системы широкое применение имеет электростимуляция (ЭС) мышц, приводящая к повышению энергетического потенциала мышцы [1-6]. ЭС, ускоряя окислительные процессы и увеличивая уровень содержания кальция, натрия, железа и миоглобина в организме, способствует проникновению кислорода непосредственно в мышечную ткань, тем самым содействуя активации выработки мышечной массы, энергетических и ферментных ресурсов. ЭС используется для повышения мышечной массы и силы, облегчения боли и мышечной реабилитации, а также для реабилитации мышц, которые с трудом сокращаются.

С этой точки зрения актуальной задачей является разработка системы электростимуляции с применением современных программных пакетов, повышающих функциональные возможности системы.

Методы исследования. При выборе параметров сигналов ЭС необходимо учитывать емкостную составляющую электропроводности биотканей [1-3]. Эквивалентная схема цепи, содержащей ткани организма, приведена на рис. 1, где R_k и C_k соответствуют эквивалентному сопротивлению и емкости слоя кожи и подкожной клетчатки, а $R_{вн}$ и $C_{вн}$ - сопротивлению и емкости глубоко лежащих тканей. При площади электродов в несколько квадратных сантиметров и малых токах (порядка миллиампер) можно принять: R_k : 1000...2000 Ом; C_k : 0,03...0,05 мкФ; $R_{вн}$: 500...1000 Ом и $C_{вн}$: 0,01...0,02 мкФ [1-4].

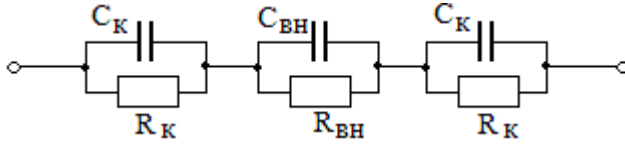


Рис. 1. Эквивалентная электрическая схема тканей организма при воздействии постоянными и импульсными токами

В настоящее время для установления связи между частотными параметрами биоткани (модель кожи на основе комплексного сопротивления $Z(j\omega)$), силой мышечного сокращения и сигналами ЭС импедансные характеристики биоткани исследуются методом передаточных функций (рис. 2) [1-3].

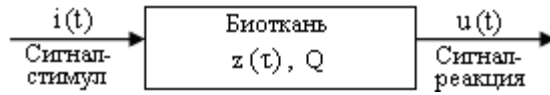


Рис. 2. Биологическая ткань как линейная система

В такой системе связь между $u(t)$ и $i(t)$ описывается выражением

$$u(t) = \int_0^{\infty} z(\tau) \cdot i(t - \tau) d\tau. \quad (1)$$

Интеграл свертки (1) представляется в частотной области:

$$U(j\omega) = Z(j\omega)I(j\omega). \quad (2)$$

Используя метод прямой подгонки Е. Levy, получаем выражения связи между напряжением и током в операторной форме [2]:

$$U(s) = d_0 I(s) + \sum_{i=1}^n \frac{I(s)c_i}{s - a_i}, \quad (3)$$

где $d_0 = \lim_{s \rightarrow \infty} z(s)$; a_i , c_i - постоянные коэффициенты.

Переходя от изображений к оригиналам, получаем модель явления биоэлектрического импеданса, приводящую к преобразованию входных сигналов в выходные [1-3]:

$$\begin{cases} Q' = A Q + i(t), \\ u(t) = C Q + d_0 i(t) \end{cases}, \quad Q = \begin{bmatrix} q_1 \\ \vdots \\ q_n \end{bmatrix}, \quad A = \begin{bmatrix} a_1 & \cdots & 0 \\ 0 & \cdots & a_i \cdots 0 \\ a_i & \cdots & a_n \end{bmatrix}, \quad C = [c_1 \cdots c_n], \quad q_i = \frac{I(s)}{s - a_i}. \quad (4)$$

Q представляет собой передаточную функцию биотканной системы, имеющую размерность электрического заряда.

Анализ характеристик стимулирующего тока. Стимулирующий ток обладает большим числом характеристик: мощность, амплитуда, частота, порог возбуждения, длительность, форма и частота импульса и т.д. Проведем анализ этих характеристик.

Мощность импульса. Важным свойством нервно-мышечных структур является зависимость их возбудимости от скорости изменения амплитуды ЭС сигнала, когда за период T_0 воздействия сигнала изменения характеристик биотканей незначительны. Оптимально вызывающим сокращение мышцы является электростимулирующий импульс, имеющий минимальную мощность и оказывающий наименьшее воздействие на кожу и рецепторы [4]:

$$\min \frac{P_{Эл}}{P_M} = \min \frac{\int_0^{T_c} u(t) \cdot i(t) dt}{\frac{1}{T_0} \int_0^{T_c} F(t) \cdot V(t) dt}, \quad (5)$$

где $P_{Эл}$ - мощность сигнала ЭС; P_M - мощность, развиваемая соответствующей мышцей; $u(t)$ - падение напряжения на электродах; $i(t)$ - стимулирующий ток; T_c - период сигнала; $F(t)$ - сила, развиваемая мышцей; $V(t)$ - скорость сокращения мышцы; t - текущее время ЭС.

Зависимости развиваемого мышцей усилия и оптимальной частоты от амплитуды сигнала ЭС приведены на рис. 3 и 4 [1].

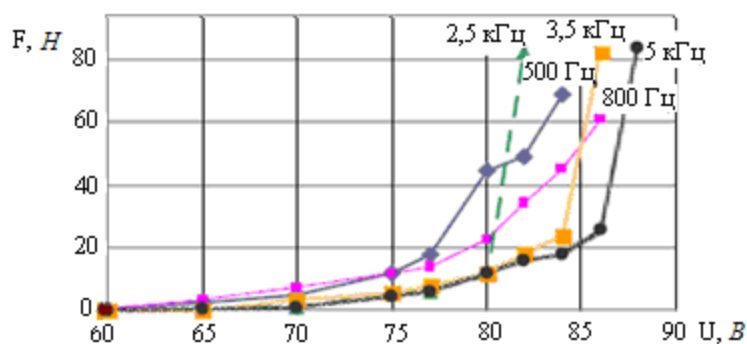


Рис. 3. Зависимости развиваемого мышцей усилия от амплитуды стимула при различных частотах ЭС

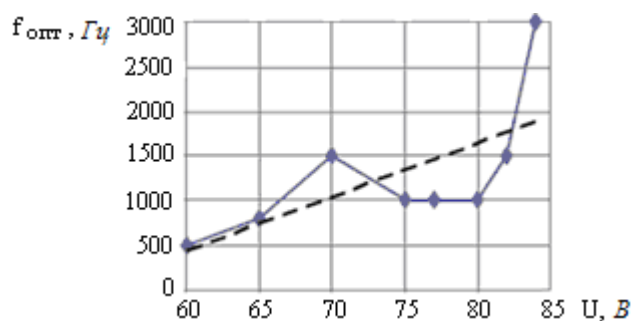


Рис. 4. Зависимость оптимальной частоты стимуляции, соответствующей максимуму развиваемого усилия, от амплитуды стимула

Порог возбуждения. Для стимуляции ткани необходимо, чтобы ток превышал некоторое пороговое значение: $I > I_{пор}$. Пороговый ток зависит от длительности и формы импульса и определяется уравнением Вейса-Лапика:

$$I_{пор} = \frac{a}{t_u} + b, \quad (6)$$

где a и b - константы, зависящие от вида тканей.

Константы a и b можно связать с реобазой (R - минимальная величина силы тока, способная вызвать возбуждение при действии на ткань в течение полезного времени) и хронаксией (t_{chr} - минимальная длительность импульса при значении порогового тока $I=2R$). Зная a и b , можно вычислить $I_{пор}$ для любых длительностей импульса. Отметим, что длительность импульсов при ЭС не должна быть слишком малой - это может привести к увеличению порогового тока и, как следствие, к поражающему уровню. Длительность импульсов t_u должна быть порядка миллисекунд (закон Дюбуа-Реймона указывает влияние скорости нарастания импульса тока на ЭС).

Амплитуда импульсного тока зависит от органа, который стимулируют, а также от электродов, длительности и формы импульсного тока и должна превышать $I_{пор}$. При этом она должна быть меньше поражающего неотпускающего тока. Поэтому амплитуду тока при ЭС выбирают исходя из соображений техники безопасности и условия обеспечения ЭС: $I_{пор} < I_{стим} < I_{пораж}$. Реально амплитуда тока в клинических методиках изменяется в пределах: $I_o = I \dots 200 \text{ мА}$. Ее величина зависит от размеров электродов, участка тела и др.

Период следования импульсов должен быть больше рефрактерного периода для данной ткани: $T > T_{рефр}$, что определяет частоту импульсного тока:

$$v = \frac{1}{T} \leq \frac{1}{T_{рефр}}. \quad (7)$$

Рефрактерный период - это время, в течение которого клетку нельзя возбудить пороговым импульсом. После каждого прошедшего импульса участок нерва остается на несколько миллисекунд в "рефрактерном" состоянии. В течение первых $1 \dots 2 \text{ мс}$ он не способен провести новый импульс, и только через несколько миллисекунд у него восстанавливается способность вырабатывать импульсы нормальной силы: для скелетных мышц $T_{рефр} \approx 5 \text{ мс}$, $v < 200 \text{ Гц}$; для нервных клеток $T_{рефр} \approx 1 \dots 2 \text{ мс}$, $v < 500 \text{ Гц}$; для сердечной мышцы $T_{рефр} \approx 300 \text{ мс}$, $v < 3 \text{ Гц}$.

Форма импульса. Импульсы, используемые при ЭС нервно-мышечного аппарата, условно можно разделить на две группы: импульсы низкой частоты (до 1000 Гц) и средней частоты ($1 \dots 100 \text{ кГц}$). Исследование показало, что для ЭС двигательного аппарата эффективны сигналы, приведенные на рис. 5.

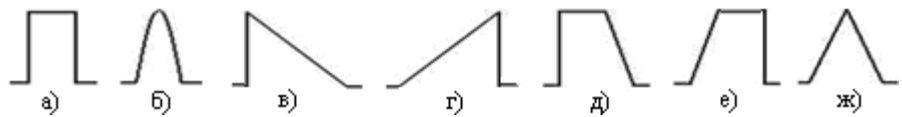


Рис. 5. Типы стимулирующих импульсов: а – прямоугольный; б – синусоидальный; в, г – пилообразный; д, е, – трапецидальный; ж – краеугольный

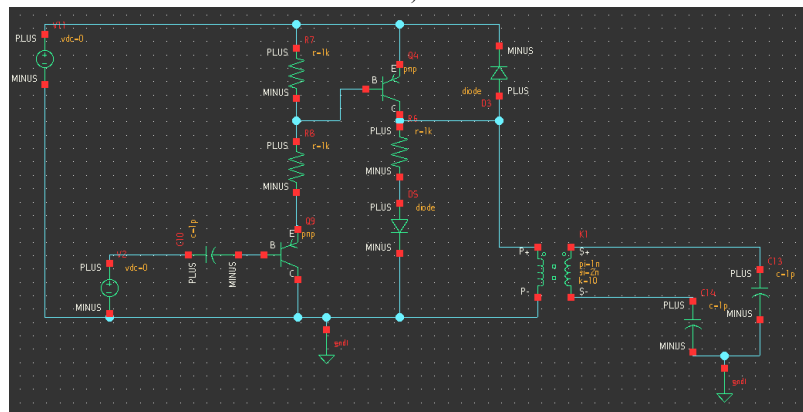
Частотные характеристики стимулирующих импульсов. Проведенный анализ показал, что для ЭС оптимальным частотным диапазоном при синусоидальных импульсах является: для двигательного аппарата - 2000...10000 Гц; для чувствительных нервов - 50...200 Гц, для симпатических нервов - 1...10 Гц; для парасимпатических нервов - 25...100 Гц [5-8].

Структура электродов. В основном электроды изготавливают из тонких пластин свинца толщиной 0,4...0,8 мм размерами 2,5x2,5 см². Для исключения неприятных ощущений во время ЭС нужно обеспечить надежный контакт площади электрода и кожи, причем электроды располагают на поверхности данного органа или части кожи [7-8].

Разработка системы электростимуляции на основе программного пакета LabVIEW и моделирования. На рис. 6 приведена структурная схема разработанной системы ЭС на основе программного пакета LabVIEW и созданной схемы согласования. Такая система ЭС обеспечивает программную генерацию различных типов импульсов и меняет их параметры в процессе работы. Путем подачи входных сигналов на виртуальные устройства (ВУ) LabVIEW можно управлять временем между циклами программы.



а)



б)

Рис. 6. Система ЭС:

а - структурная схема системы ЭС, б - схема согласования

На рис. 7-9 приведены результаты моделирования, полученные программой HSPICE разработанной системы ЭС.

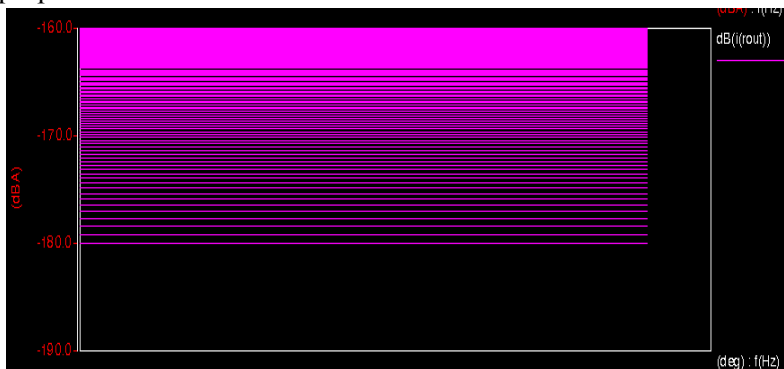


Рис. 7. Зависимость выходного тока от частоты

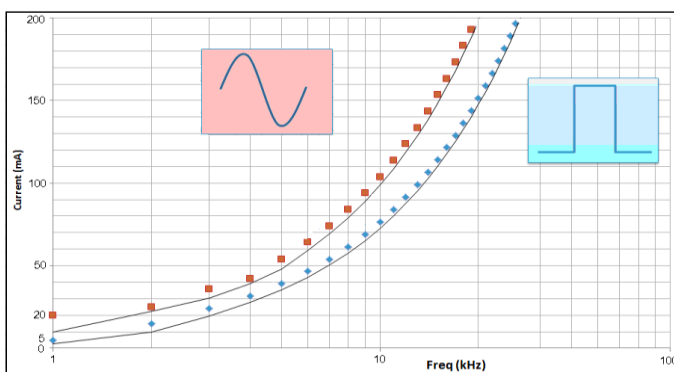


Рис. 8. Зависимость выходного тока от частоты при синусоидальных и прямоугольных сигналах

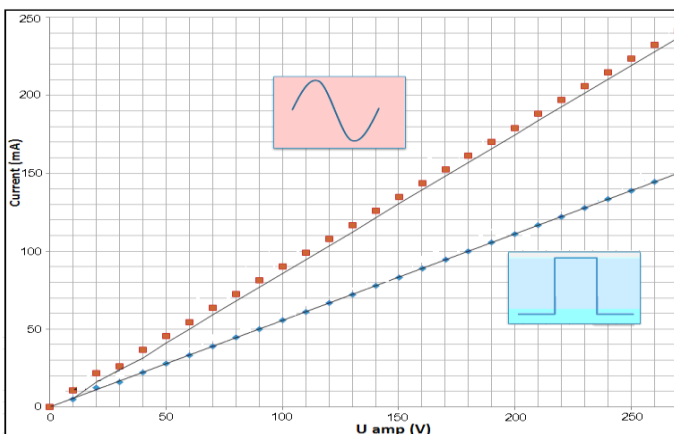


Рис. 9. Зависимость выходного тока от амплитуды при синусоидальных и прямоугольных сигналах

Разработанная система ЭС включает в себя компьютер, Express VI Acquire Sound, схему согласования, программный пакет LabVIEW, предназначенный для частичного восстановления работы мышц, и позволяет реализовать генерацию всех представленных выше импульсов с соответствующими параметрами (тип сигнала, частота, коэффициент заполнения, временные параметры, контроль выходных значений тока). В процессе тренировки меняются значения амплитуды импульса (определяется как интенсивность сокращения мышц), длительность импульса (определяется как период пребывания мышц в напряженном состоянии), периодичность импульсов (определяется как время расслабления мышцы), коэффициент (безболевая электростимуляция). С помощью разработанной системы через двигательные аксоны сигналы передаются стимулирующей мышце, вызывая ее сокращение и движение конечностей.

К примеру, если генерирующий сигнал будет синусоидальным, то при установлении управляемого сигнала ВУ в позицию "Sine" следует присвоить соответствующие значения частоты и амплитуды сигнала, например, частота - 1000 Гц, амплитуда - 1 В (рис. 10-11).

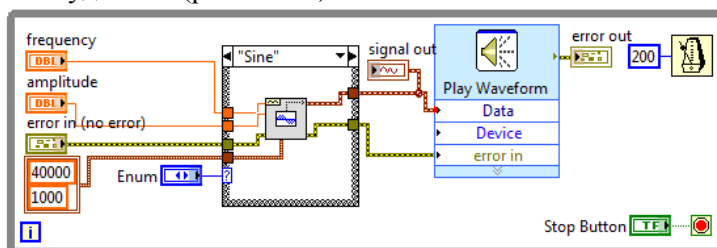


Рис. 10. Электрическая схема функциональной панели управления

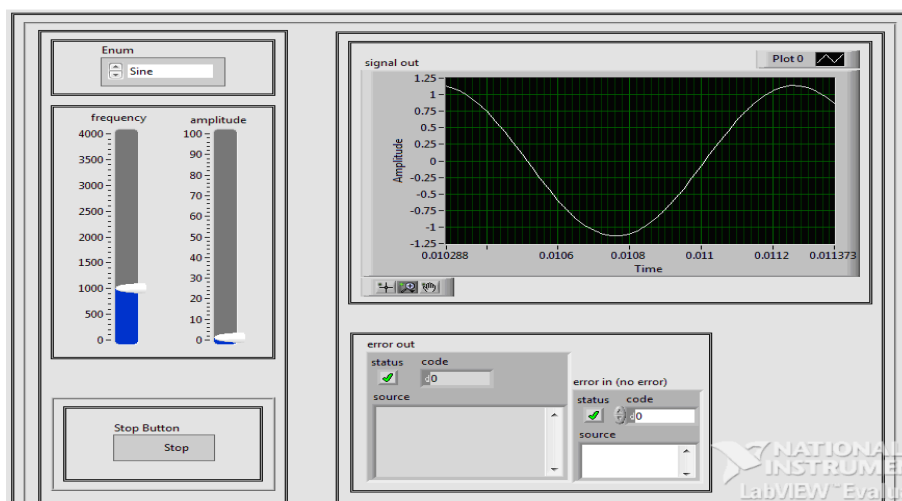


Рис. 11. Функциональная панель управления

Программа запускается с помощью кнопки “Run”. На выходе будут генерироваться сигналы согласно входному импульсу. Изменение значения управляющего сигнала ВУ приведет к изменению страницы структуры “Cas” функциональной панели, которая в порядке очередности содержит генераторы, соответствующие сигналу ВУ. В зависимости от значения ВУ можно генерировать: треугольные (“Triangle”), импульсные (“Square”) и пилообразные (“Sawtooth”) импульсы. Если менять входные сигналы, тогда генерация импульса будет происходить согласно изменениям. Программа будет работать до тех пор, пока не будет активирована кнопка “Stop”.

Необходимо отметить, что в случае ампутации и протезирования большого очень важна патология культи (часть конечности после ампутации). Как правило, после ампутации происходит отек мышц культи, что осложняет процесс протезирования. Именно в таких случаях показана ЭС культи.

Выводы. Разработанная система позволяет:

- получать наиболее приемлемые функциональные характеристики мышц, которые можно учесть при изготовлении протезов конечностей;
- тренировать здоровые конечности ввиду неравного перераспределения нагрузки после ампутации;
- обеспечивать электростимуляцию культи после ампутации и при подготовке к протезированию.

Результаты моделирования, полученные программой HSPICE, подтверждают работоспособность системы: выходного тока - до 200 мА, напряжения - до 200 В и частотного диапазона сигналов ЭС - от 1 Гц до 100 кГц.

Литература

1. **Орешкин Н.Ю., Осипов А.Н.** Исследование импедансных характеристик биоткани на основе анализа электромиограмм // “Искусственный 514 интеллект”. - 2012. - №4. - С. 507-515.
2. **Калакутский Л.И., Акулов С.А.** Биоимпедансный метод экспресс-оценки уровня гематокрита крови // Известия ЮФУ. Технические науки. Тематический выпуск. “Медицинские информационные системы”. - Таганрог: Изд-во ТТИ ЮФУ, 2008. - № 5 (82). - С. 47-50.
3. **Deschrijver D., Dhaene T.** Parametric identification of frequency systems using orthonormal rational bases // 14th IFAC Symposium on System Identification. – Newcastle, Australia, 2006. – P. 837-842.
4. **Осипов А.Н., Бондарик В.М.** Электронная лечебная аппаратура / Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники. – Минск, 2006. 219с.
5. **Պետրոսյան Օ.Հ., Բունիարթյան Վ.Վ., Խաչիկյան Լ.Է.** Կենսաթճկակաւն տեխնիկայի տարային բազա. Ուս. ձեռնարկ. - Եր.: Ճարտարագետ, 2011. - 316 էջ:

6. **Ливенсон А.Р.** Электромедицинская аппаратура. - Минск: Медицина, 2001. - 344 с.
7. Электронная аппаратура для стимуляции органов и тканей / Под ред. **Р.И. Утямышева** и **М. Враны**. - М.: Энергоатомиздат, 2003. - 384 с.
8. **Катона З.** Электроника в медицине / Пер. с венг.; Под ред. Н.К. Розмахина. - Минск: Медицина, 2002. - 140 с.

*Поступила в редакцию 10.11.2014.
Принята к опубликованию 22.05.2015.*

ԷԼԵԿՏՐԱՍՏԻՄՈՒԼԱՑՄԱՆ ԱԶԴԱՆՇԱՆԻ ՎԵՐԼՈՒԾՈՒԹՅՈՒՆԸ ԵՎ ՀԱՄԱԿԱՐԳԻ ՄՇԱԿՈՒՄԸ LABVIEW ԾՐԱԳՐԱՅԻՆ ՓԱԹԵԹԻ ՀԻՄԱՆ ՎՐԱ

Օ.Հ. Պետրոսյան, Լ.Է. Խաչիկյան, Հ.Օ. Պետրոսյան

Կատարված է էլեկտրաստիմուլացման ազդանշանների պարամետրերին ներկայացվող հիմնական պահանջների վերլուծություն: Կենսաբանական հյուսվածքը դիտարկված է որպես զծային համակարգ: Բերված են արտահայտություններ, որոնք թույլ են տալիս որոշել էլեկտրաստիմուլացման ազդանշանների օպտիմալ պարամետրերը: Նյարդամկանային համակարգի ֆունկցիոնալ վիճակի ցուցանիշների հետազոտության, LabVIEW ծրագրային փաթեթի ցուցանիշների և ստեղծված համաձայնեցման սխեմայի հիման վրա մշակված է էլեկտրաստիմուլացման համակարգ՝ մկանների ակտիվության մասնակի վերականգնման համար: Համակարգը LabVIEW ծրագրային փաթեթի հիման վրա թույլ է տալիս գեներացնել սինուսոիդային, եռանկյունաձև, սղոցաձև և ուղղանկյուն ցածր հաճախականությամբ իմպուլսներ: Բերված են HSPICE ծրագրով կատարված մոդելավորման արդյունքները:

Առանցքային բառեր. համակարգ, ազդանշան, ստիմուլացում, մկան, էլեկտրոդ, մոդելավորում:

THE ELECTROSTIMULATION SIGNAL ANALYSIS AND THE SYSTEM DEVELOPMENT BASED ON THE LABVIEW SOFTWARE PACKAGE

O.H. Petrosyan, L.E. Khachikyan, H.O. Petrosyan

The analysis of the main requirements set to the parameters of electrical stimulation signals is carried out. The biological tissue is considered as a linear system. Expressions allowing to determine the optimal parameters of electrical stimulation signals are proposed. Based on the study of the functional condition of the neuromuscular system, by using the software package LabVIEW and the created matching scheme, a system is developed for partial restoration of electrical activity of muscles. Based on the LabVIEW software package, the system allows to generate sine, triangle, sawtooth and rectangular low-frequency pulses. The results of simulation performed by using the HSPICE program are introduced.

Keywords: system signal, stimulation, muscle, electrode simulation.

УДК 621.391

**ВЫВОД ОСНОВНЫХ СООТНОШЕНИЙ ДЛЯ
ПОЛУПРОВОДНИКОВОГО ПАРАМЕТРИЧЕСКОГО ДЕЛИТЕЛЯ
СВЕРХВЫСОКИХ ЧАСТОТ**

М.С. Азоян

Национальный политехнический университет Армении

Рассматривается полупроводниковый параметрический делитель частоты, где р-п переход нагружен контурами частот накачки и ее субгармоники. Исследование полупроводниковых делителей частоты базируется на представлении нелинейных зависимостей емкости и проводимости диода в виде конечных рядов по степеням напряжения. Более общим подходом является представление этих зависимостей в виде произвольных функций $G(u)$ и $C(u)$, которые могут быть заданы экспериментальными графиками. На основе такого представления приведены результаты анализа основных выводов укороченных уравнений для полупроводниковых параметрических делителей сверхвысоких частот.

Ключевые слова: аппроксимация, параметрический делитель, субгармоника, вольт-амперная и вольт-кулоновая характеристики.

Введение. В [1] для расчета полного спектра тока через нелинейные емкость и проводимость р-п перехода использован метод И.В. Басика.

В данной работе рассматривается полупроводниковый параметрический делитель частоты (ППДЧ), где р-п переход нагружен контурами частот накачки и ее субгармоники. Вывод основных соотношений для токов и напряжений сигналов основной частоты и ее субгармоники проводится классическим методом с использованием теоретических основ анализа нелинейных электрических цепей [2].

Методы исследования. Электрическая схема рассматриваемого ППДЧ представлена на рис. 1, где L_1 и G_1 – параметры контура выходной частоты ω ; $G(u)$ и $C(u)$ – нелинейные емкость и проводимость полупроводникового р-п перехода, причем величины $G(u)$ и $C(u)$ определяются произвольно задаваемыми вольт-кулоновыми и вольт-амперными характеристиками (ВКХ и ВАХ) этого контакта.

Полагаем, что на р-п переход воздействуют постоянное напряжение U_0 , напряжение накачки U_1 и ее субгармоники U_n , а ток через диод есть сумма токов емкости и проводимости р-п перехода.

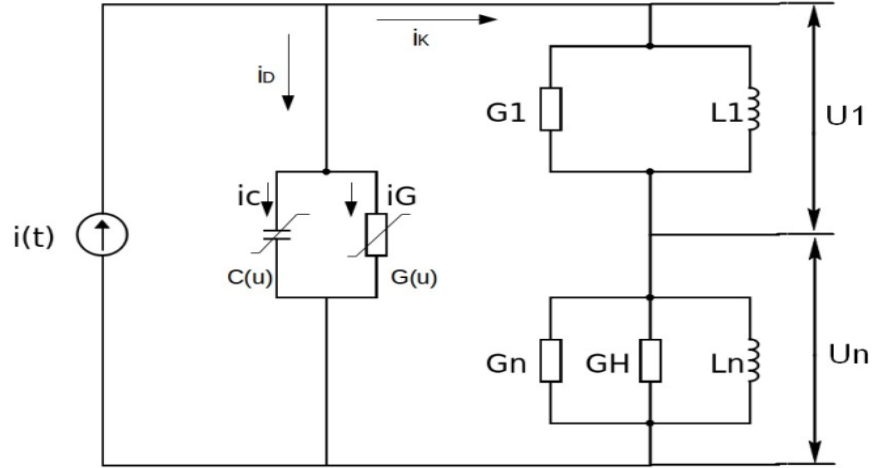


Рис. 1

На контуре сигнала основной частоты выделяется напряжение U_1 , а на контуре сигнала субгармоники - U_n . Для токов имеем $i(t) = i_d + i_k$, а для тока через диод: $i_d = i_c + i_G$, где токи через нелинейную емкость и проводимость соответственно будут: $i_c = C(u) \frac{du}{dt}$, $i_G = G(u)U$.

Следовательно, ток через диод будет

$$i_d = i_c + i_G = G(u)U + C(u) \frac{du}{dt}; \quad (1)$$

ток через контуры частоты основного сигнала и ее субгармоники запишем через напряжения U_1 и U_n :

$$i_k = G_1 U_1 + \frac{1}{L_1} \int U_1 dt, \quad (2)$$

$$i_k = (G_H + G_n) U_n + \frac{1}{L_n} \int U_n dt. \quad (3)$$

Определим производные контурных токов (2) и (3) во времени:

$$\frac{di_k}{dt} = G_1 \frac{dU_1}{dt} + \frac{1}{L_n} U_1, \quad (4)$$

$$\frac{di_k}{dt} = (G_H + G_n) \frac{dU_n}{dt} + \frac{1}{L_n} U_n. \quad (5)$$

После несложных преобразований для тока через диод получим полное дифференциальное уравнение

$$\frac{di_d}{dt} = \left[G(u) + U \frac{dG(u)}{dU} \right] \frac{du}{dt} + C(u) \frac{d^2 U}{dt^2} + \frac{dC(u)}{dU} \left(\frac{dU}{dt} \right)^2. \quad (6)$$

С учетом (2) и (3) определим напряжения на контурах, воздействующие на полупроводниковый p-n переход:

$$U_1 = L_1 \frac{di_k}{dt} - L_1 G_1 \frac{dU_1}{dt}, \quad (7)$$

$$U_n = L_n \frac{di_k}{dt} - L_n (G_H + G_n) \frac{dU_n}{dt}, \quad (8)$$

$$U = U_1 + U_n = (L_1 + L_n) \frac{di_k}{dt} - L_1 G_1 \frac{dU_1}{dt} - L_n (G_H + G_n) \frac{dU_n}{dt}. \quad (9)$$

Так как ток накачки есть сумма токов через диод и контуры, для тока через контуры получим

$$\frac{di_k}{dt} = \frac{di(t)}{dt} - [G(u) \frac{du}{dt} + U \frac{dG(u)}{dU} \frac{du}{dt} + C(u) \frac{d^2 U}{dU^2} + \frac{dC(u)}{dU} \left(\frac{dU}{dt}\right)^2]. \quad (10)$$

С учетом (10) для суммарного напряжения (9) получим

$$\frac{U}{L_1 + L_n} = \frac{di_k}{dt} - \frac{L_1}{L_1 + L_n} G_1 \frac{dU_1}{dt} - \frac{L_n}{L_1 + L_n} (G_H + G_n) \frac{dU_n}{dt}. \quad (11)$$

Подставляя (10) в (11), получим полное дифференциальное уравнение для ППДЧ:

$$C(u) \frac{d^2 U}{dt^2} + \frac{dC(u)}{dU} \left(\frac{dU}{dt}\right)^2 + [G(u) + U \frac{dG(u)}{dU}] \frac{du}{dt} - \frac{di(t)}{dt} + \frac{L_1}{L_1 + L_n} G_1 \frac{dU_1}{dt} + \frac{L_n}{L_1 + L_n} (G_H + G_n) \frac{dU_n}{dt} + \frac{U}{L_1 + L_n} = 0. \quad (12)$$

Группируя в (12) линейные и нелинейные члены, представляя емкость р-п перехода в виде $C(u) = C_0 + C_{\sim}$ и вводя безразмерное время $\tau = \omega_0 t$, получим

$$\frac{d^2 U}{d\tau^2} + u = \frac{1}{\omega_0} \left\{ \frac{1}{C_0} \left[\frac{di(\tau)}{d\tau} - G(u) \frac{du}{d\tau} - U \frac{dG(u)}{dU} \frac{du}{d\tau} \right] - \omega_0^2 \left[L_1 G_1 \frac{dU_1}{d\tau} + L_n (G_H + G_n) \frac{dU_n}{d\tau} \right] \right\} - \frac{1}{C_0} \left[\frac{dC}{dU} \left(\frac{dU}{d\tau}\right)^2 - C \frac{d^2 U}{d\tau^2} \right]. \quad (13)$$

Таким образом, имеем полное дифференциальное уравнение для ППДЧ, решение которого ищем в виде напряжения

$$U = U_1 \cos(n\omega t + \varphi_1) + U_n \cos(\omega t + \varphi_n). \quad (14)$$

Для решения нелинейных дифференциальных уравнений используется метод медленно меняющихся параметров [3]. В данном случае полагаем, что производные фаз и амплитуд представляют собой медленно меняющиеся во времени функции за период колебания.

Уравнение (13) приведено к малому параметру, т.е. множитель $1/\omega_0$ с ростом частоты уменьшается, что приемлемо в любом диапазоне радиочастот, так как возможно построение добротных колебательных систем с затуханием порядка $1/\omega_0$.

Найдем первые и вторые производные от (14), полагая при этом, что расстройки контура малы:

$$U(\tau) = U_1(\tau) \cos(n\tau + \varphi_1) + U_n(\tau) \cos(\tau + \varphi_n), \quad (15)$$

$$\dot{U} = \dot{U}_1 \cos \alpha_1 - \dot{\alpha}_1 U_1 \sin \alpha_1 + \dot{U}_n \cos \alpha_n - \dot{\alpha}_n U_n \sin \alpha_n, \quad (16)$$

$$\begin{aligned} \ddot{U} = & \ddot{U}_1 \cos \alpha_1 - \ddot{\alpha}_1 U_1 \sin \alpha_1 - \dot{\alpha}_1 \dot{U}_1 \sin \alpha_1 - \dot{\alpha}_1 U_1 \sin \alpha_1 \dot{\alpha}_1 - \dot{\alpha}_1^2 U_1 \cos \alpha_1 - \\ & - \ddot{\alpha}_1^2 U_1 \cos \alpha_1 + \ddot{U}_n \cos \alpha_n - \ddot{\alpha}_n U_n \sin \alpha_n - \dot{\alpha}_n \dot{U}_n \sin \alpha_n - \dot{\alpha}_n U_n \sin \alpha_n - \\ & - \dot{\alpha}_n^2 U_n \cos \alpha_n. \end{aligned} \quad (17)$$

В (15) - (17) введены следующие обозначения:

$$\alpha_1 = n\tau + \varphi_1; \quad \alpha_n = \tau + \varphi_n. \quad (18)$$

Так как $i(\tau) = \alpha l_3 \sin n\tau$, а $\frac{di(\tau)}{d\tau} = n\alpha l_3 \cos n\tau$, с другой стороны $n\tau = \alpha_1 - \varphi_1$, следовательно, производная тока будет

$$\frac{di(\tau)}{d\tau} = n(\alpha l_3) \cos(\alpha_1 - \varphi_1) = n\alpha l_3 (\cos\alpha_1 \cos\varphi_1 + \sin\alpha_1 \sin\varphi_1). \quad (19)$$

Из соотношений (16) и (17) для U_1 и U_n имеем

$$U_1 = U_1(\tau) \cos\alpha_1(\tau), \quad U_n = U_n(\tau) \cos\alpha_n(\tau).$$

Тогда для частоты сигнала и субгармоники из соотношений (17), (15) и (13) получим следующие уравнения:

$$\left(\frac{\ddot{U}_1}{U_1} - \dot{\alpha}_1^2 + 1\right) \cos\alpha_1 - (2\dot{\alpha}_1 \frac{\dot{U}_1}{U_1} + \ddot{\alpha}_1) \sin\alpha_1 = \frac{1}{U_1} \mu F_1[U_1, \dot{U}_1, \ddot{U}_1(\alpha_1 - \varphi_1)], \quad (20)$$

$$\left(\frac{\ddot{U}_n}{U_n} - \dot{\alpha}_n^2 + 1\right) \cos\alpha_n - (2\dot{\alpha}_n \frac{\dot{U}_n}{U_n} + \ddot{\alpha}_n) \sin\alpha_n = \frac{1}{U_n} \mu F_n[U_n, \dot{U}_n, \ddot{U}_n(\alpha_n - \varphi_n)], \quad (21)$$

в которых для удобства правую часть (13) обозначим в виде

$\mu F_1[U_1, \dot{U}_1, \ddot{U}_1(\alpha_1 - \varphi_1)]$ – для частоты сигнала;

$\mu F_n[U_n, \dot{U}_n, \ddot{U}_n(\alpha_n - \varphi_n)]$ – для частоты субгармоники.

Из выражения (18) следует, что $\alpha(\tau) = \tau - \varphi(\tau)$. Тогда для производных получим

$$\dot{\alpha} = 1 - \dot{\varphi}; \quad \dot{\alpha}^2 = 1 - 2\dot{\varphi} + \dot{\varphi}^2; \quad \ddot{\alpha} = -\ddot{\varphi}. \quad (22)$$

Подставляя (22) в (21) и (20), получим систему уравнений для напряжений U_1, U_n и фаз φ_1, φ_n . Одновременно пренебрегаем высшими производными, принимая их малыми относительно первой производной.

Для первой и второй производных получим

$$U_{1,n}^{\dot{}} = -U_{1,n} \sin\alpha_{1,n}, \quad U_{1,n}^{\ddot{}} = -U_{1,n} \cos\alpha_{1,n}. \quad (23)$$

В результате решения систем уравнений (20) и (21) получаем соотношения для напряжений и фаз сигналов накачки и ее субгармоники:

$$U_1 = -\frac{\mu}{2\pi} \int_0^{2\pi} F_1[U_1 \cos\alpha_1; -U_1 \sin\alpha_1; -U_1 \cos\alpha_1; (\alpha_1 - \varphi_1)] \sin\alpha_1 d\alpha_1; \quad (24)$$

$$\varphi_1 = -\frac{\mu}{2\pi U_1} \int_0^{2\pi} F_1[U_1 \cos\alpha_1; -U_1 \sin\alpha_1; -U_1 \cos\alpha_1; (\alpha_1 - \varphi_1)] \cos\alpha_1; \quad (25)$$

$$U_n = -\frac{\mu}{2\pi} \int_0^{2\pi} F_n[U_n \cos\alpha_n; -U_n \sin\alpha_n; -U_n \cos\alpha_n; (\alpha_n - \varphi_n)] \sin\alpha_n d\alpha_n; \quad (26)$$

$$\varphi_n = -\frac{\mu}{2\pi U_n} \int_0^{2\pi} F_n[U_n \cos\alpha_n; -U_n \sin\alpha_n; -U_n \cos\alpha_n; (\alpha_n - \varphi_n)] \cos\alpha_n d\alpha_n. \quad (27)$$

Дальнейшая задача заключается в отыскании подынтегральной функции, которую определяем из (13), подставляя вместо производных тока уравнение (19) и напряжений - (23). Так как в контурах рассматривается последовательное включение варактора, то очевидно, что от нелинейных емкости и проводимости р-п перехода в контур основной частоты и субгармоники вносят активные и реактивные проводимости, которые определяются вышеуказанным методом [1].

От проводимости р-п перехода в контуры основной частоты и субгармоники вносят активные составляющие:

$$G_{(1)}(u) = G_{s1} + G_1(u) + G_1'(u), \quad (28)$$

$$G_{(n)}(u) = G_{sn} + G_n(u) + G_n'(u). \quad (29)$$

От емкости р-п перехода в контуры основной частоты и субгармоники вносят реактивные составляющие:

$$C_{(1)}(u) = C_1(u) + C_1'(u), \quad (30)$$

$$C_{(n)}(u) = C_n(u) + C_n'(u). \quad (31)$$

Подставляя результаты (28) - (31) в правую часть уравнения (13) и интегрируя (24) - (27), для амплитуд и фаз получим систему укороченных уравнений:

$$\dot{U}_1 = -\frac{1}{2n\omega_{10}C_{10}} [n\alpha l_3 \sin \varphi_1 - (G_{s1} + G_1 + G_1') U_1]; \quad (32)$$

$$\dot{\varphi}_1 = \frac{1}{2n\omega_{10}C_{10}u_1} \{ n\alpha l_3 \cos \varphi_1 - [\frac{1}{n\omega L_1} - n\omega(C_1 + C_1')] U_1 \}; \quad (33)$$

$$\dot{U}_n = -\frac{1}{2\omega_{n0}C_{n0}} [G_{sn} + G_n + G_n' + G_n''] U_n; \quad (34)$$

$$\dot{\varphi}_n = \frac{1}{2\omega_{n0}C_{n0}} [\frac{1}{n\omega L_n} - \omega(C_n + C_n')]. \quad (35)$$

При проектировании сверхвысокочастотных (СВЧ) ППДЧ с использованием укороченных уравнений (32) - (35) существенно сокращается время схемного расчета, что подтверждается экспериментом. На основе выражений укороченных уравнений можно однозначно создать эквивалентные электрические схемы контуров ППДЧ для сигнала накачки (рис. 2) и ее субгармоники (рис. 3).

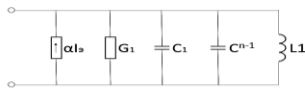


Рис. 2

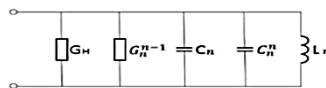


Рис. 3

Заключение. Полученные укороченные уравнения имеют практический интерес как для анализа, так и для синтеза СВЧ ПП делителей и умножителей. С инженерной точки зрения, укороченные уравнения позволяют оптимально, без сложного математического аппарата, легко рассчитать нужный компонент тока гармоники или субгармоники, для чего находится соответствующая производная от ВКХ или ВАХ в рабочей точке [4].

Литература

1. **Басик И.В.** Метод определения компонент тока при воздействии на нелинейную систему суммы синусоидальных напряжений // Сборник научных трудов ЦНИИС.- 1948.- С. 70-76.
2. **Малышев В.А., Толоманенко А.Ф.** Анализ параметрических устройств на нелинейной емкости с произвольной вольткулоновой характеристикой // Радиотехника.- 1975.- N 7.- С. 35-37.

3. **Азоян М.С., Азоян Т.М.** Анализ многочастотного воздействия сигнала на комплексную нелинейную проводимость контакта // Вестник ГИУА (Политехник). Серия “Информационные технологии, электроника, радиотехника”.- 2014.- Вып. 17, N1.- С. 87-91.
4. **Арустамян В.Е., Азоян Т.М., Азоян М.С.** Анализ энергетических характеристик параметрического делителя сверхвысоких частот // Вестник ГИУА (Политехник), Серия “Информационные технологии, электроника, радиотехника”.- 2014.- Вып. 17, N2.- С. 95-99.

*Поступила в редакцию 11.03.2015.
Принята к опубликованию 22.05.2015.*

ԳԵՐԲԱՐՁԻ ՀԱՃԱԽՈՒԹՅԱՆ ԿԻՍԱՀԱՂՈՐԴՉԱՅԻՆ ՊԱՐԱՄԵՏՐԻԿ ԲԱԺԱՆԻՉԻ ՀԻՄՆԱԿԱՆ ՀԱՐԱԲԵՐԱԿՑՈՒԹՅՈՒՆՆԵՐԻ ՍՏԱՑՈՒՄԸ

Մ.Ս. Ազոյան

Դիտարկվում է կիսահաղորդչային պարամետրիկ հաճախության բաժանիչ, որում կիսահաղորդչային անցումը բեռնված է կոնտուրներով համալարված մզման և նրա ենթահարմոնիկ ազդանշանների հաճախությունների վրա: Հաճախության կիսահաղորդչային բաժանարարի ուսումնասիրումը հիմնվում է դիոդի ոչ գծային ունակության և հաղորդականության կախվածության վրա՝ ըստ լարման վերջնական աստիճանային շարքերի պատկերման տեսքով: Առավել ընդհանուր մոտեցմամբ այդ կախվածությունները հանդես են գալիս անկախ ֆունկցիաների տեսքով, որոնք կարող են առաջադրվել փորձնական բնութագրերով: Այդ պատկերացման հիման վրա ներկայացված է ԳԲՀ կիսահաղորդչային պարամետրիկ բաժանարարի (ՀԿՊԲ) վերլուծման անհրաժեշտ՝ կարճված հավասարումների համակարգը:

Առանցքային բառեր. ապրոքսիմացիա, պարամետրիկ բաժանարար, ենթահարմոնիկ, վոլտ-ամպերային, վոլտ – կուլոնային, ամպլիտուդա – հաճախային բնութագրեր:

DEDUCING THE MAIN RELATIONS FOR A SEMICONDUCTOR PARAMETRIC MICROWAVE DIVIDER

M.S. Azoyan

A semiconductor parametric frequency divider is considered in which the p-n junction is loaded by frequency circuits of pumping and its harmonic. The investigation of semiconductor frequency dividers is based on the representation of the capacitance nonlinear dependences and the diode conductance in the form of finite power series according to the voltage degrees. A more general approach $G(u)$ and $C(u)$ is to view these dependences in the form of arbitrary functions, which can be set by experimental diagrams. Based on this representation, the results of the analysis of the main derivations of shortened equations for semiconductor parametric microwave dividers are introduced.

Keywords: approximation, parametric divider subharmonic, volt-ampere, volt-coulomb characteristics.

УДК 621.396.962.2

МУЛЬТИПЛЕКСОР ДЛЯ ТЕРАГЕРЦОВОГО ДИАПАЗОНА

М.Ц. Айвазян

Национальный политехнический университет Армении

Предлагается в терагерцовом диапазоне для мультиплексирования сигналов использовать волноводный тройник новой конструкции. Тройник выполнен на основе сверхразмерного металлодиэлектрического волновода и состоит из двух вместе состыкованных квазиоптических волноводных уголков. Металлические зеркала на месте стыковки квазиоптических уголков образуют призму, а размер волновода по одной из стенок удваивается. Для восстановления прежнего размера волновода по широкой стенке используется сглаженный переход. Показано, что рассматриваемый тройник можно успешно применять в качестве мультиплексора, причем по своим электрическим характеристикам предлагаемый мультиплексор обладает малыми потерями. Каскадное включение мультиплексоров позволяет получать групповой сигнал от нескольких источников.

Ключевые слова: терагерцовый диапазон, металлодиэлектрический волновод (МДВ), рабочая мода, высшие типы волн, плавный переход, квазиоптический уголок, мультиплексор.

Введение. В терагерцовом диапазоне волн весьма актуальным является вопрос выбора волноведущей системы, на основе которой можно создать функциональные элементы различного назначения [1]. В работе [2] приведены основные технические характеристики практически полного комплекта волноводных функциональных элементов диапазона 120...180 ГГц, выполненных на основе МДВ. В работе [3] экспериментально показана перспективность применения указанных волноводов в терагерцовом диапазоне.

Методика исследования. Компоненты полей наименее затухающей магнитной волны LM_{mn} МДВ во внутренней полости записываются в виде [4]

$$\begin{aligned} H_x &= 0, \\ H_y &= A \frac{h}{k} \sin(\alpha_x x + \varphi) \sin(\alpha_y y + \theta) e^{-jh_z}, \\ H_z &= -jA \frac{\alpha_y}{k} \sin(\alpha_x x + \varphi) \cos(\alpha_y y + \theta) e^{-jh_z}, \\ E_x &= A \left(1 - \frac{\alpha_x^2}{k^2} \right) \sin(\alpha_x x + \varphi) \sin(\alpha_y y + \theta) e^{-jh_z}, \\ E_y &= A \frac{\alpha_x \alpha_y}{k^2} \cos(\alpha_x x + \varphi) \cos(\alpha_y y + \theta) e^{-jh_z}, \end{aligned} \quad (1)$$

$$E_z = -jA \frac{\alpha_x h}{k^2} \sin(\alpha_x x + \varphi) \cos(\alpha_y y + \theta) e^{-jhz},$$

где A – амплитудный коэффициент; $k = \frac{2\pi}{\lambda}$ – волновое число; λ – длина волны; h , α_x и α_y – продольные и поперечные волновые числа соответственно:

$$h^2 = k^2 - \alpha_x^2 - \alpha_y^2, \quad (2)$$

$$\alpha_x = \alpha_x^0 + \Delta\alpha_x, \quad \alpha_y = \alpha_y^0 + \Delta\alpha_y. \quad (3)$$

Для LM_{mn} мод поперечные волновые числа определяются из соотношений

$$\alpha_x^0 = \frac{\pi m}{2a}, \quad \alpha_y^0 = \frac{\pi n}{2b}, \quad (4)$$

причем m и n – целые числа ($n \neq 0$); $2a$ и $2b$ – поперечные размеры волновода (см. рис. 1). Параметры φ , θ , $\Delta\alpha_x$ и $\Delta\alpha_y$ записываются следующим образом:

$$\varphi = \frac{\pi}{2} m, \quad \theta = \frac{\pi}{2} n \quad (n \neq 0), \quad (5)$$

$$\Delta\alpha_x = -j\chi \frac{\alpha_x^0}{ka}, \quad \Delta\alpha_y = \frac{\alpha_y^0}{kb} \sqrt{\frac{f}{2\sigma}} e^{j\frac{3\pi}{4}}, \quad (6)$$

а комплексная величина χ в виде: $\chi = \chi_1 + j\chi_1'$, причем

$$\chi_1 = -\frac{2h_\varepsilon'' d \frac{\varepsilon\sqrt{\varepsilon}}{\sqrt{\varepsilon-1}} \left(1 + \frac{2-\varepsilon}{\varepsilon} \frac{\sin 2kd\sqrt{\varepsilon-1}}{2kd\sqrt{\varepsilon-1}}\right) + \frac{\varepsilon}{\sqrt{\varepsilon-1}} \sqrt{\frac{f}{\sigma}}}{\sqrt{\varepsilon-1} (1 - \cos 2kd\sqrt{\varepsilon-1})}, \quad (7)$$

$$\chi_1' = \frac{\varepsilon}{\sqrt{\varepsilon-1}} \frac{\sin 2kd\sqrt{\varepsilon-1}}{1 - \cos 2kd\sqrt{\varepsilon-1}},$$

где ε – относительная диэлектрическая проницаемость нанесенного на стенки волновода материала; h_ε'' – затухание плоской волны в диэлектрике $h_\varepsilon'' = k\sqrt{\varepsilon} \operatorname{tg} \delta / 2$; $\operatorname{tg} \delta$ – тангенс угла потерь в диэлектрике; f – частота; σ – удельная проводимость металла.

Затухание мод в МДВ со слоями диэлектрика на двух противоположных стенках вычисляется как мнимая часть постоянной распространения $h = h' - jh''$:

$$h'' = -\frac{(\alpha_x^0)^2}{(ka)k} \chi + \frac{(\alpha_y^0)^2}{2(kb)k} \sqrt{\frac{f}{\sigma}}. \quad (8)$$

Из формулы (8) видно, что с укорочением длины волны затухание LM_{mn} мод уменьшается. Так, если одновременно уменьшать длину волны и толщину

диэлектрического слоя так, чтобы величина $kd\sqrt{\varepsilon-1}$ оставалась постоянной, то затухание из-за потерь в диэлектрике падает как λ^2 , а из-за потерь в металле – как $\lambda^{3/2}$.

На рис. 1 представлена картина эюр распределения напряженности электрического поля “низшей” LM_{11} моды МДВ.

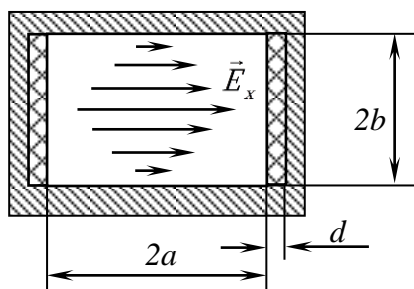


Рис. 1. Распределение электрической компоненты поля в поперечном сечении МДВ со слоями диэлектрика антирезонансной толщины на двух противоположных стенках

Из (1) следует, что электромагнитная энергия волны сосредоточена в центре волновода и спадает у его стенок. Это означает, что токи на стенках волновода ничтожно малы (см. рис. 1).

Расчетные зависимости затухания “низшей” LM_{11} моды ($m=1, n=1$) от длины волны в медном волноводе квадратного сечения со слоями диэлектрика антирезонансной толщины на двух противоположных стенках, а также мод LM_{31} и LM_{51} приведены на рис. 2. Пунктирная линия соответствует одновременному уменьшению длины волны и толщины диэлектрического слоя с тем, чтобы величина $kd\sqrt{\varepsilon-1}$ оставалась постоянной, при этом $d = \frac{\lambda}{4\sqrt{\varepsilon-1}}$.

Критерием выбора оптимального размера сверхразмерного волновода может быть величина суммарных потерь в квазиоптическом уголке, определяемая из формулы, приведенной в [5]. Для МДВ прямоугольного сечения потери рабочей моды на преобразование в высшие типы волн Q , в ∂B , в волноводном уголке равны

$$Q = 0,72 \left(\frac{\lambda}{\xi} \right)^{3/2}, \quad (9)$$

где для излома в E - плоскости $\xi = a$, а для излома в H - плоскости $\xi = b$. Такая рекомендация связана с тем, что в сверхвысокочастотных схемах эти функциональные элементы являются наиболее употребимыми.

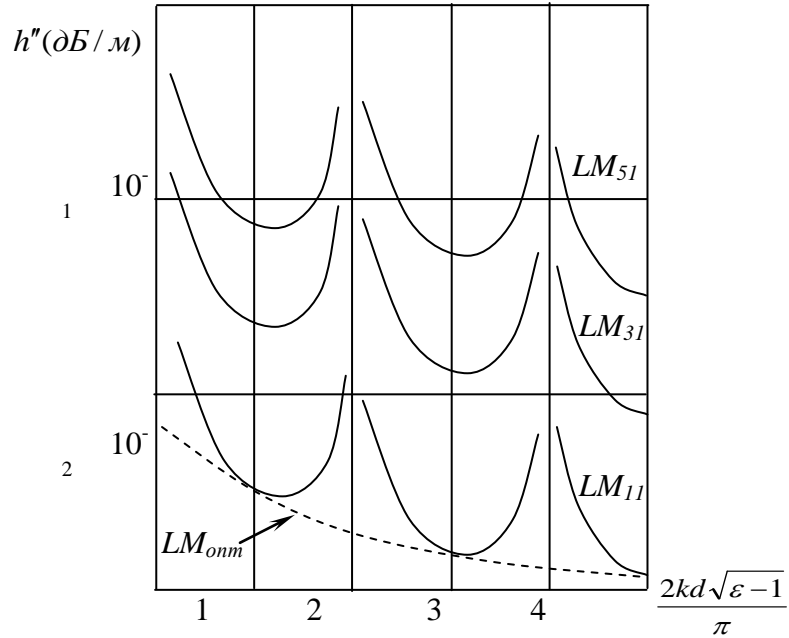


Рис. 2. Расчетные зависимости затухания мод LM_{11} , LM_{31} и LM_{51} от l в волноводе квадратного сечения со слоями диэлектрика на двух стенках $a=b=7$ мм, $\epsilon=2,07$, $\text{tg}\delta=5*10^{-4}$, $d=480$ мкм

Рис. 3 поясняет природу появления потерь на преобразование рабочей волны в высшие типы волн. Квазиоптический уголок, представляющий собой волноводный излом на 90° с плоским металлическим зеркалом (см. рис. 3), с размерами поперечного сечения 14×14 мм на длине волны $\lambda=1$ мм имеет расчетные потери $0,1$ дБ. Такие и меньшие потери обеспечиваются в квазиоптических уголках с размерами волноводного канала 10×10 мм в диапазоне длин волн короче $0,5$ мм.

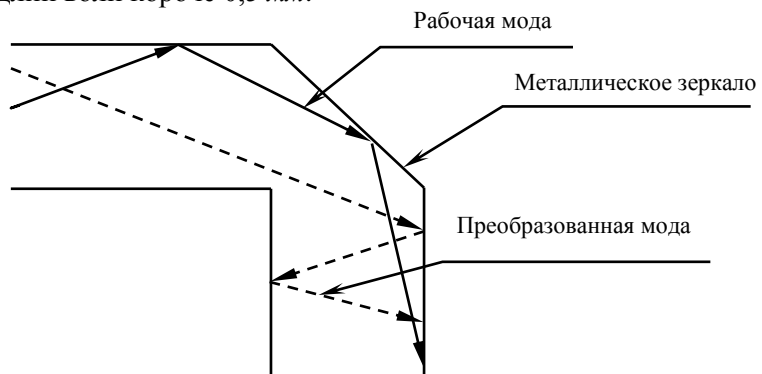


Рис. 3. Квазиоптический уголок

Мультиплексирование сигналов от двух источников предлагается проводить стыковкой двух квазиоптических уголков, как показано на рис. 4. Как видно из рисунка, общая стенка при стыковке уголков удалена (для наглядности она показана пунктирной линией), металлические зеркала уголков образуют призму, а сигналы, распространяющиеся из плеч 1 и 2 в направлении призмы, отразившись от нее, попадают на вход широкой части плеча 3 и суммируются.

Заметим, что размер волновода на месте суммирования волн удваивается, а размеры волноводов по другой стенке остаются неизменными.

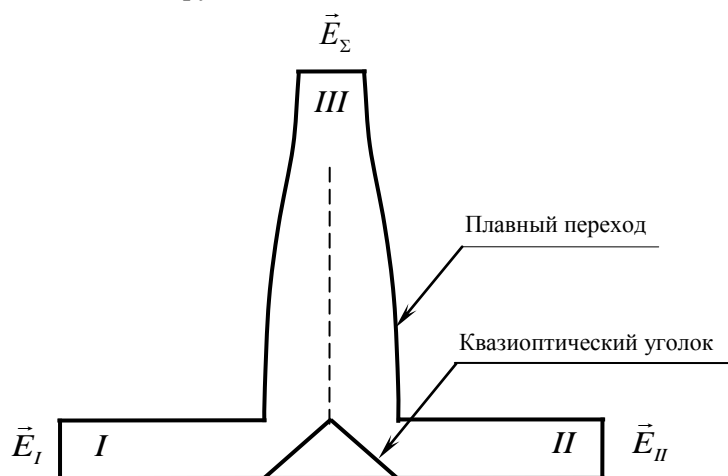


Рис. 4. Элементарный квазиоптический мультиплексор

Расчетные соотношения. Необходимость уменьшения размера волновода по широкой стенке в плече III обусловлена двумя соображениями: а) сохранением поперечного размера волновода для уменьшения потерь при стыковке мультиплексора с остальными узлами волноводного тракта; б) обеспечением возможности каскадирования мультиплексоров для получения группового сигнала с большим количеством несущих. В этой связи весьма важным становится вопрос выбора формы образующей перехода от широкого сечения волновода к узкому. Расчеты показывают, что конусообразный переход, обеспечивающий минимальные потери на преобразование в терагерцовом диапазоне, должен иметь длину перехода порядка полуметра. При конструировании волноводных переходов основной задачей является выбор длины и формы перехода. В работе [6] теоретически обосновывается возможность создания плавных переходов меньшей длины с малыми потерями на преобразование рабочей волны в высшие типы волн. В настоящей статье рассчитывается длина перехода и форма ее образующей для МДВ на длине волны 1 мм. Размеры сочленяемых волноводов равны в узкой части 10 мм, а в

широкой части - 20 мм. Следуя обозначениям, принятым в [6], имеем $a(0) = 5$ мм, $a(L) = 10$ мм. Длину сглаженного, оптимального перехода L рассчитываем по формуле (17.22), приведенной в [6]:

$$L = 3,1I_0(\ln q) \frac{a(0)a(L)}{\lambda_{\min}}, \quad (10)$$

где I_0 – модифицированная функция Бесселя; $q = a(L)/a(0)$, λ_{\min} соответствует максимальной частоте. В нашем случае длина перехода составляет 186 мм.

Профиль перехода рассчитывается по параметрической формуле

$$a(\zeta) = \sqrt{a(0)a(L)} e^{-\frac{1}{2} \ln q \cos \pi \zeta}, \quad (11)$$

где $\zeta = z/L$ а z – продольная координата перехода, принимающая значения от 0 до L . Расчетные значения профиля перехода приведены в таблице.

$a(\zeta), \text{ мм}$	5	5,01	5,27	5,69	6,28	6,99	7,79	8,59	9,28	9,85	10
$L, \text{ мм}$	0	18,6	37,2	55,8	74,4	93,0	111,6	130,2	148,8	167,4	186

Вид профиля оптимального перехода, построенного по расчетным результатам таблицы, приведен на рис. 5.

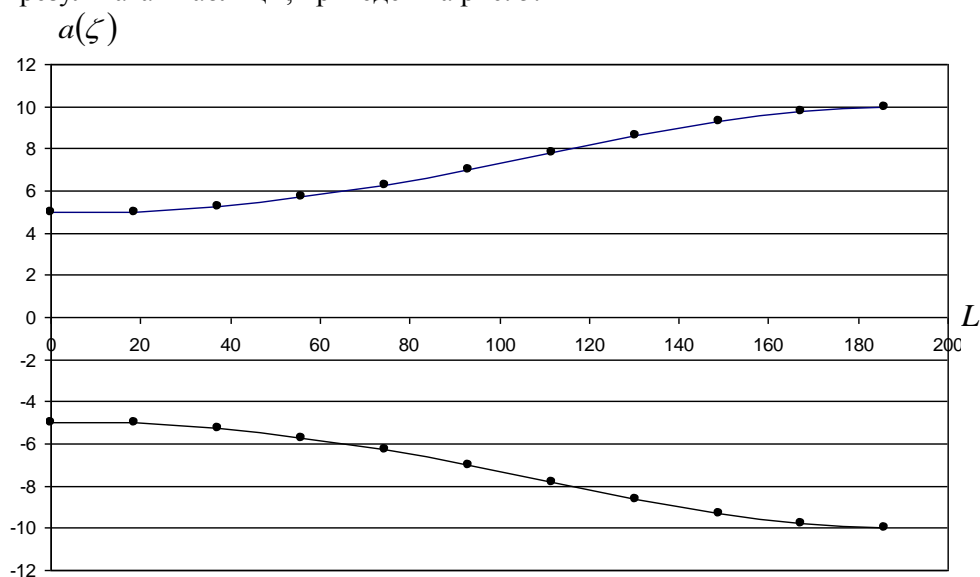


Рис. 5. Профиль оптимального перехода при $\lambda_{mi} = 1$ мм, $a(0) = 5$ мм, $a(L) = 10$ мм

Как видно из рисунка, размеры плавного перехода со стороны входа и выхода совпадают с размерами входной и выходной частей мультиплексора. Это позволяет реализовать переходы между волноводами различных сечений без

скачков, что, в свою очередь, минимизирует потери на преобразование рабочей моды в высшие типы волн. Так, расчетные значения потерь на преобразование составляют 0,15 дБ.

Экспериментальные результаты. Измеренные потери в каждом плече мультиплексора не превышают 0,5 дБ. Это величина суммарных потерь на преобразование в квазиоптическом уголке и в сглаженном оптимальном переходе. Разработанный сумматор сигналов позволяет мультиплексировать сигналы от нескольких источников.

Возможная схема мультиплексирования сигналов от четырех источников приведена на рис. 6.

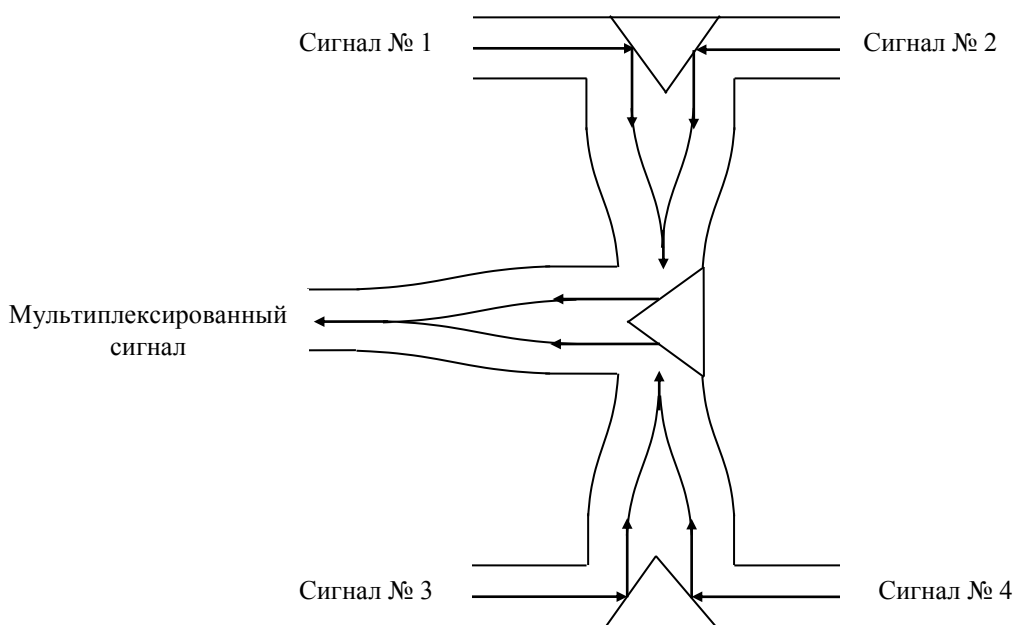


Рис. 6. Мультиплексирование четырех сигналов

В данном случае потери каждого из четырех сигналов в выходном плече мультиплексора не превышают 1,0 дБ. Каскадное включение одиночных мультиплексоров обеспечивает получение группового сигнала от большего количества источников. Следует заметить, что при мультиплексировании N сигналов количество используемых мультиплексоров составит $N-1$, а суммарные потери Q_N каждого сигнала на выходе каскадно-включенных мультиплексоров определяются по формуле

$$Q_N = 0,5 \log_2 N, \text{ дБ.} \quad (12)$$

Групповой сигнал, как это следует из принципа работы мультиплексора, представляет собой сигнал с множеством несущих частот, причем каждый отдельный сигнал имеет свою несущую частоту.

Заключение. Мультиплексирование сигналов по высокой частоте в терагерцовом диапазоне предлагается осуществлять с использованием каскадно-включенных квазиоптических суммирующих устройств на основе сверхразмерного МДВ. Для уменьшения суммарных потерь используются плавный переход с особой формой образующей и квазиоптический уголок. Потери сигнала в каждом плече мультиплексора не превышают 0,5 дБ.

Предложенное устройство и способ мультиплексирования сигнала могут найти широкое применение в радиотехнических устройствах различного назначения, работающих в терагерцовом диапазоне.

Работа выполнена в рамках темы “Разработка оптического детектора для дистанционного обнаружения вредных веществ” (шифр 13-2В104).

Литература

1. **Еру И.И.** Терагерцная техника и технологии: современное состояние, тенденция развития и перспективы практического применения // Успехи современной радиэлектроники. - 1997. - № 3. - С. 51 - 77.
2. Complete set of waveguide elements for 120-180 GHz band / **M.Ts. Ayvazyan, Yu.N. Kazantsev, R.M. Martirosian, et al** // 16-th International Conference on Infrared and Millimeter Waves. - Lausanne, 1991. – P. 92 -93.
3. **Айвазян М.Ц., Казанцев Ю.Н.** СВЧ схемы в модульном исполнении для терагерцового диапазона // Вестник ГИУА. Серия “Информационные технологии, электроника, радиотехника”. - 2013. - Вып. 16, № 1. - С. 88-95.
4. **Казанцев Ю.Н.** Электромагнитные волны в диэлектрических каналах прямоугольного сечения // Радиотехника и Электроника. – 1970. - Т. 15, № 6.- С. 1140-1145.
5. **Мериакри В.В, Матвеев Р.Ф., Ваганов Р.Б.** Многоволновые волноводы со случайными нерегулярностями. – М.: Сов.радио, 1972. – 162 с.
6. **Каценеленбаум Б.З.** Теория нерегулярных волноводов с медленно меняющимися параметрами. – М.: Изд-во АН СССР, 1961. – 216 с.

*Поступила в редакцию 26.02.2015.
Принята к опубликованию 22.05.2015.*

ՀԱՄԱԽԱՄԱՐԻՉ ՏԵՐԱՀԵՐՑԱՅԻՆ ՏԻՐՈՒՅԹԻ ՀԱՄԱՐ

Մ.Ց. Այվազյան

Առաջարկվում է տերահերցային տիրույթում ազդանշանները համախմբելու համար օգտագործել նոր տեսակի ալիքատարային անկյունակ: Անկյունակը պատրաստված է մետաղ-դիէլեկտրիկական ալիքատարի (ՄԴԱ) հիման վրա և բաղկացած է երկու իրար կցված քվազիօպտիկական ալիքատարային անկյունից: Անկյունների կցման տեղում մետաղական հայելիները կազմում են պրիզմա, իսկ ալիքատարի չափը մի պատի ուղղությամբ կրկնապատկվում է: Լայն պատով ալիքատարի չափը վերականգնելու համար օգտագործվում է հարթ անցում: Ցույց է տրված, որ դիտարկվող անկյունակը կարելի է օգտագործել որպես համախմբիչ: Համախմբիչների կասկադային միացումը թույլ է տալիս ստանալ մի քանի աղբյուրների խմբակային ազդանշան:

Առանցքային բառեր. տերահերցային տիրույթ, մետաղ-դիէլեկտրիկական ալիքատար (ՄԴԱ), աշխատանքային մոդ, բարձր տեսակի ալիքներ, հարթ անցում, քվազիօպտիկական անկյունակ, համախմբիչ:

A MULTIPLEXER FOR THE TERAHERTZ RANGE

M.Ts. Ayvazyan

It is proposed to use a tee waveguide of a new design for multiplexing the signals in the terahertz range. The tee is made on the basis of an oversized metal-dielectric waveguide (MDW) and consists of two stacked together quasi-optical waveguide corners. The metal mirrors at the joint parts form a quasioptical lens, and the size of the waveguide along one of the walls is doubled. To restore the previous size of the waveguide, a smooth transition is used for a wide wall. It is shown that the tee may be successfully used as a multiplexer, and by its electrical characteristics, the proposed multiplexer has low losses. Cascading multiplexers allow to obtain a baseband signal from several sources.

Keywords: terahertz range, metal-dielectric waveguide (MDW), operating mode, the higher types of waves, a smooth transition, quasi-optical angle, the multiplexer.

УДК 621.396

РЕАЛИЗАЦИЯ РАБОТЫ ВЫСОКОЧАСТОТНОГО И ЦИФРОАНАЛОГОВОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ С ПОМОЩЬЮ ПРОГРАММИРУЕМОЙ ЛОГИЧЕСКОЙ ИНТЕГРАЛЬНОЙ СХЕМЫ

А.Г. Арзуманян, О.А. Гомцян, О.Ж. Севоян

Национальный политехнический университет Армении

Рассмотрены возможность и принципы настройки высокочастотного (Digital Upconverter - DUC) и цифроаналогового преобразователей (ЦАП). Исследованы проблемы интерполяции и фильтрации сигнала. Приведена программа регулирования высокочастотного преобразователя и ЦАП в программируемой логической интегральной схеме (ПЛИС), с помощью которой реализуется формирование высокочастотного модулированного сигнала. Описаны принципы работы частотного синтезатора и смесителя для перехода в сверхвысокочастотный диапазон и основы сверхвысокочастотной фильтрации. Полученные на основе экспериментальных измерений результаты позволяют сделать вывод, что разработанная программа применима в спутниковых передатчиках и в других программно-определяемых передающих системах.

Ключевые слова: высокочастотный преобразователь, цифроаналоговый преобразователь, программируемая логическая интегральная схема, регулирование, система SDR, регистр, интерполяция.

Введение. Как известно, высокочастотные преобразователи предназначены для переноса частоты сигнала в другой частотный диапазон и обычно состоят из смесителя и локального осциллятора [1]. ЦАП предназначены для преобразования цифрового сигнала в аналоговый. Как высокочастотные, так и цифроаналоговые преобразователи применяются во всех передающих системах для передачи сигналов в эфир [2].

В настоящее время эти преобразователи имеют большое применение в передатчиках, где получение сигналов реализуется с помощью программы. В тех передатчиках, где обработка, кодирование и модуляция сигналов реализуются программным способом, т.е. в системах SDR (Software Defined Radio), применяют высокочастотные и цифроаналоговые преобразователи для получения аналогового сигнала и его передачи в эфир.

Постановка задачи. Основной целью работы является настройка ЦАП с высокочастотным цифровым преобразователем так, чтобы на выходе получить сигнал с программно-определяемой частотой и модуляцией. Решение данной задачи позволит применить разработанную программу в системах хранения данных реального времени со спутниковым передатчиком, реализующих регистрацию данных, получаемых от аналоговых и цифровых датчиков, а также хранение и передачу информации на спутники. В этих системах имеется

необходимость обеспечить высокоскоростную обработку полученных данных, кодирование, хранение и передачу на спутники с высокой точностью и стабильностью по времени. Здесь основной проблемой является высокоскоростное считывание и регистрация настроечных значений регистров в ЦАП и в цифровом преобразователе частоты (в дальнейшем ЦАП с ПЧ). Поскольку ПЛИС обеспечивает сверхвысокоточную и сверхвысокоскоростную обработку и регистрацию данных, следовательно, использование и применение программы, полученной в ПЛИС, позволит регистрировать точные данные в регистрах ЦАП с ПЧ и передавать сигнал.

В настоящее время в подобных устройствах используются высокочастотные цифроаналоговые преобразователи, на выходе которых получается сигнал с одним типом модуляции и с ограниченным частотным диапазоном. Поскольку спутники работают в разных частотных диапазонах и с разными типами модуляции, появляется необходимость соответствующих изменений в системе. Эти изменения можно избежать с помощью программно-определяемой системы передачи.

Первоначальной задачей исследования была точная регистрация значений в настроечных регистрах ЦАП с ПЧ при помощи ПЛИС [3]. Для решения этой задачи использовался протокол SPI (Serial Peripheral Interface), который передает настроечные значения в ЦАП с ПЧ с высокой скоростью (10 Мбит/с). Чтобы обеспечить передачу модулированного сигнала и входных условий высокочастотного преобразователя, необходимо было произвести интерполяцию сигнала с частотой выборки до 4MSPS (Mega Samples Per Second). Для решения этой задачи была использована программа "FIR Compiler" от "Xilinx Technology", которая позволяет выбрать любые настройки для интерполяции и фильтрации в ПЛИС [4]. Таким образом, использование ПЛИС дает возможность выбирать частоту и тип модуляции сигнала программным способом на выходе преобразователя.

Принцип работы. В блок-схеме на рис. 1 представлен принцип регистрации настроечных значений в регистрах ЦАП с ПЧ.



Рис. 1. Последовательность регистрации значений в ЦАП с преобразователем частоты

Как видно из рис. 1, кодирование данных, модуляция и формирование сигнала происходят в ПЛИС, а затем выполняется передача данных в другую часть программы, где реализуются интерполяция и фильтрация (FIR-Finite Impulse Response-фильтр). Настраиваемые значения ЦАП с ПЧ и сформированный сигнал от ПЛИС передаются в блок ЦАП с ПЧ с помощью протокола SPI, в результате которого получается программно-определяемый аналоговый сигнал. При помощи разработанной программы обеспечивается возможность изменять и записывать другие значения частот, а также тип модуляции в ПЛИС в настраиваемых регистрах ЦАП с ПЧ.

Вышеописанный подход позволяет производить параллельную обработку настраиваемых значений, формирование сигнала и синхронизированный переход данных в ЦАП с помощью протокола SPI, в результате которого максимально сокращается время обработки (до микросекунд).

Получаемый битовый поток для настройки регистров ЦАП с ПЧ, протокол SPI, кодирование, модуляция сигнала и передача данных от ПЛИС к ЦАП были реализованы с помощью sbRIO-9606 с программным обеспечением, написанным в среде LabVIEW [5].

На рис. 2 изображено окно программы, реализующей интерполяцию сигнала при помощи "FIR Compiler" в ПЛИС.

В правой части окна расположено окошко для ввода изменений параметров интерполяции и фильтрации (на рисунке представлено только первое окно для ввода параметров), в левой части выводится изображение выходной амплитудно-частотной характеристики, соответствующей введенным параметрам интерполяции и фильтрации.

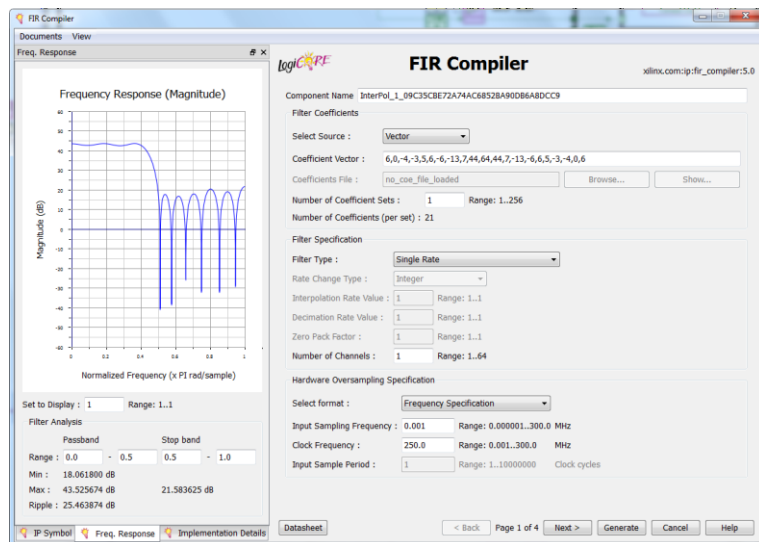


Рис. 2. Окно настройки интерполяции и фильтрации в "FIR Compiler"

Для проверки точности полученных результатов были выполнены эксперименты, во время которых сравнивались значения интерполированного сигнала на выходе ПЛИС с симулированными значениями сигналов при помощи разных программ (LabVIEW, MatLab). Результаты сравнения показали, что использование "FIR Compiler" в ПЛИС однозначно решает задачи с интерполяцией и фильтрацией и обеспечивает входные требования ЦАП с ПЧ.

Экспериментальные данные. Основной задачей экспериментальных измерений является получение сверхвысокочастотного (СВЧ) сигнала, где изменение частоты и тип модуляции сигнала должны определяться и изменяться программным способом.

Для проведения экспериментальных измерений использовались цифро-аналоговый преобразователь AD9957 (в состав которого входит высокочастотный цифровой преобразователь), синтезатор частот ADF4360-0BCPZ и смеситель MAMX-007238-CM25MH для получения сверхвысокочастотного сигнала.

На вход ЦАП AD9957 подается обработанный и модулированный цифровой I/Q сигнал из ПЛИС, а на выходе получается аналоговый высокочастотный сигнал. В настроечные регистры ЦАП записываются настроечные значения из ПЛИС с помощью протокола SPI. Изменяя настроечные значения, имеем возможность получить требуемый сигнал с частотой до 400 МГц. Адреса, значения и количество регистров для разных ЦАП могут быть разными, но реализационная основа настройки регистров с точки зрения программы в ПЛИС остается неизменной.

У выбранного ЦАП есть встроенный генератор с фазовой автоподстройкой частоты (ФАПЧ), на вход которого подается опорный сигнал с внешнего кварцевого генератора ABM11-25.000MHZ-D2X-T3. Управление ФАПЧ осуществляется от ПЛИС через протокол SPI. Таким образом, при помощи настройки ЦАП входной I/Q сигнал после умножения с выходным сигналом ФАПЧ преобразуется в промежуточный высокочастотный выходной сигнал [6].

На втором этапе применялось СВЧ преобразование выходного промежуточного высокочастотного сигнала ЦАП и выходного сигнала синтезатора частоты при помощи смесителя.

Настройка регистров синтезатора частот ADF4360-0 также выполнялась в ПЛИС. Для передачи настроечных значений использовался протокол SPI. Здесь выходная частота сигнала настраивалась при помощи записи данных в соответствующие регистры синтезатора так же, как и в ЦАП, а в качестве опорного генератора использовался кварцевый генератор DV75C TCXO.

В результате экспериментов была разработана и предложена блок-схема программно-определяемого СВЧ передатчика (рис. 3).

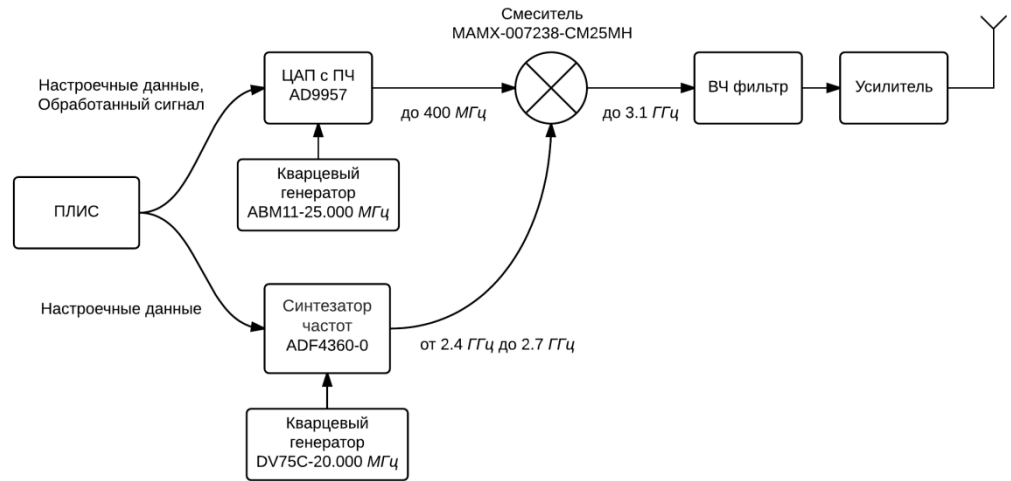


Рис. 3. Предложенная блок-схема программно-определяемого передатчика

Из рис. 3 видно, что настроечные данные и обработанный сигнал поступают на входы ЦАП и частотного синтезатора с ПЛИС. Кварцевые генераторы подключены к входам программно-настраиваемых генераторов, после чего на выходе ЦАП получается высокочастотный сигнал промежуточной частоты, а на выходе частотного синтезатора - СВЧ гетеродинный сигнал. С помощью смесителя получается программно-определяемый СВЧ сигнал, который после фильтрации и усиления можно передавать в эфир.

Формула высокочастотного преобразования определяется в виде

$$X_{\text{вых}}(f) = X(f + f_n) + X(f - f_n), \quad (1)$$

где $X(f + f_n)$ и $X(f - f_n)$ - составляющие СВЧ сигнала на выходе смесителя; f и f_n - частоты сигналов на выходе ЦАП и гетеродина соответственно; $X_{\text{вых}}(f)$ - выходной сигнал.

Для экспериментального получения СВЧ сигнала на частоте 2,690 ГГц регистры ЦАП AD9957 настраивались так, что на выходе ЦАП с ПЧ получился сигнал с частотой 290 МГц, а на выходе частотного синтезатора ADF4360 - с частотой 2,4 ГГц. Последний для смесителя использовался как гетеродинный сигнал, а выходной сигнал ЦАП - как полезный сигнал промежуточной частоты.

Сигнал промодулирован двоичной фазовой манипуляцией (BPSK) со скоростью передачи 4,8 Кб/с.

На рис. 4 приведен спектр сигнала с модуляцией BPSK на частоте 2,690 ГГц, полученного на выходе передатчика.

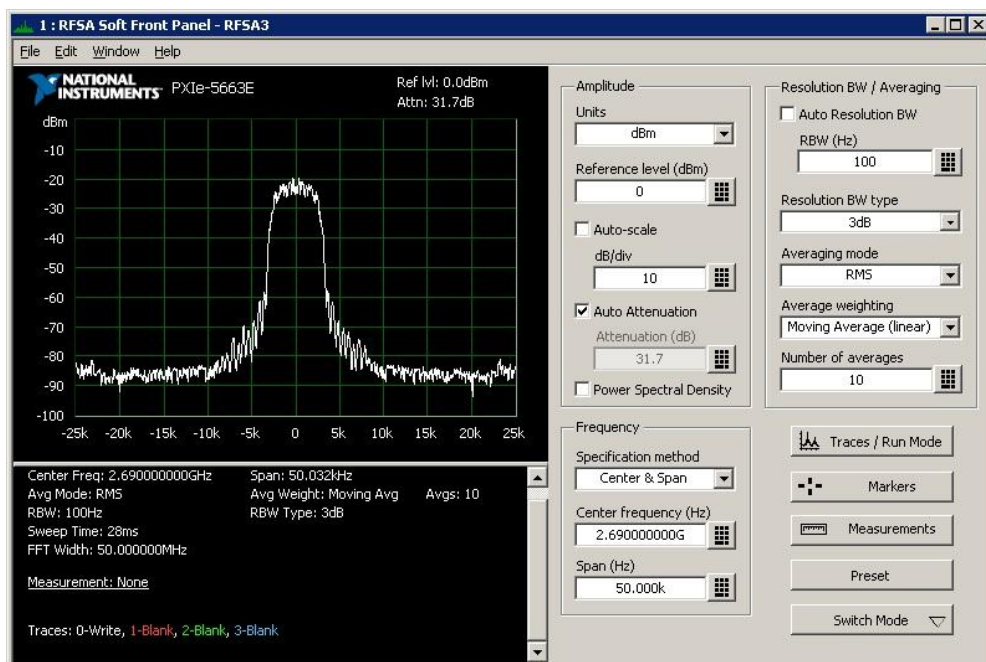


Рис. 4. Спектр СВЧ сигнала на частоте 2,690 ГГц

Для получения спектра сигнала использовался анализатор NI PXIe-5663E от компании "National Instrument". На рис. 4 изображены спектр сигнала, уровень мощности и смещения частоты. Данный сигнал после внешнего усиления можно передавать спутникам.

Заключение. Осуществлены настройка и реализация высокочастотного и цифроаналогового преобразователей с помощью ПЛИС. Экспериментальные измерения показали, что при помощи совместного использования программно-настроечного ЦАП с высокочастотным цифровым преобразователем и частотного синтезатора возможно сгенерировать СВЧ сигнал с программно-определяемой частотой и различными типами модуляции. Полученные результаты позволяют сделать вывод, что разработанная программа применима в спутниковых передатчиках и в других программно-определяемых передающих системах.

Литература

1. **Fa-Long Luo.** Digital Front-End in Wireless Communications and broadcasting.– Cambridge University Press, October, 2011. - 788 p.
2. **Rudy J. van de Plassche.** CMOS Integrated Analog-to-Digital and Digital-To-Analog Converters. – Springer US, December, 2010. - 588 p.
3. **Clive Maxfield Burlington.** FPGAs Instant Access. - USA, UK, August, 2008.- 204 p.

4. **Roger Woods, John McAllister, Gaye Lightbody, Ying Yi.** FPGA-based Implementation of signal processing systems. – John Wiley & Sons, Ltd., Publication, United Kingdom, 2008. - 170 p.
5. <http://sine.ni.com/nips/cds/view/p/lang/en/nid/210003>.
6. <http://www.analog.com/media/cn/technical-documentation/data-sheets/AD9957.pdf>.

*Поступила в редакцию 30.02.2015.
Принята к опубликованию 22.05.2015.*

ԹՎԱ-ԱՆԱԼՈԳԱՅԻՆ ԵՎ ԲԱՐՁՐ ՀԱՃԱԽԱԿԱՆԱՅԻՆ ՁԵՎԱՓՈԽԻՉՆԵՐԻ ԱՇԽԱՏԱՆՔԻ ԻՐԱԿԱՆԱՑՈՒՄԸ ԾՐԱԳՐԱՎՈՐՎՈՂ ԻՆՏԵԳՐԱԼ ՏՐԱՄԱԲԱՆԱԿԱՆ ՍԽԵՄԱՅԻ ՄԻՋՈՑՈՎ

Հ.Գ. Արզումանյան, Հ.Ա. Գոմցյան, Օ.Ճ. Սևոյան

Դիտարկվել են թվա-անալոգային (ԹԱՁ) և բարձր հաճախականությամբ ձևափոխիչների գերարագ և ճշգրիտ կարգավորման հնարավորությունն ու սկզբունքները: Ուսումնասիրվել են թվային ազդանշանի միջարկման (interpolation) և զտման հիմնախնդիրները: Բերված է ծրագրավորվող ինտեգրալ տրամաբանական սխեմայում (FPGA) մշակված բարձր հաճախականային ձևափոխիչի և ԹԱՁ-ի կարգավորման ծրագիրը, որի միջոցով ստացվում են բարձր հաճախությամբ մոդուլված ազդանշանները: Գերբարձր հաճախականային տիրույթ անցման համար դիտարկվել են հաճախականային սինթեզատորի և խառնիչի աշխատանքային սկզբունքներն ու գերբարձր հաճախականային զտումը: Փորձնական չափումների հիման վրա ստացված արդյունքները թույլ են տալիս եզրակացնել, որ մշակված ծրագիրը կիրառելի է արբանյակային հաղորդիչներում և այլ ծրագրապես որոշվող հաղորդիչ համակարգերում:

Առանցքային բառեր. բարձր հաճախականային ձևափոխիչ, թվա-անալոգային ձևափոխիչ, FPGA, կարգավորում, SDR համակարգ, ռեգիստր, միջարկում:

OPERATION OF HIGH-FREQUENCY AND DIGITAL-TO-ANALOG CONVERTERS BY A FIELD-PROGRAMMABLE GATE ARRAY

H.G. Arzumanyan, H.A. Gomtsyan, O.J. Sevoyan

The possibility and principles of adjusting a digital upconverter (DUC) and a digital-to-analog converter (DAC) are considered. The problems of the signal interpolation and filtration are studied. The program for configuring the DUC and the DAC in the field-programmable gate array (FPGA) is introduced by means of which, the formation of a high-frequency modulated signal is performed. The operation principles of a frequency synthesizer and a mixer for the transition to an ultra-high frequency range and the bases of ultra-high frequency filtration are considered. The results obtained by experimental measurements allow to conclude that the developed program can be applied in satellite transmitters and other software-defined transmitting systems.

Keywords: digital upconverter, digital-to-analog converter, FPGA, configuration, SDR system, register, interpolation.

УДК 621.382

О ВОЗМОЖНОСТИ ПОСТРОЕНИЯ СПЕКТРАЛЬНОГО ПИРОМЕТРА НА МНОГОФУНКЦИОНАЛЬНОМ ФОТОДЕТЕКТОРЕ

В.Е. Арустамян, С.Х. Худавердян, Ж.Г. Дохолян, А.С. Худавердян

Национальный политехнический университет Армении

Среди множества методов, способов и приборов измерения температуры особое место занимает пирометрия спектрального отношения. Данный метод получил широкое применение благодаря ряду преимуществ, таких как возможность измерения температур при больших расстояниях и высоких температур исследуемых объектов, конструктивно-технологическая сигнальная совместимость с существующими электронными системами сопряжения, а также удобства эксплуатации и т.д. Рассматривается возможность построения спектрального пирометра на базе предложенного ранее авторами многофункционального фотодетектора с управляемой напряжением спектральной чувствительностью. Излагаются принципы работы, особенности реализации и использования прибора.

Ключевые слова: пирометр, фотодетектор, фототок, поглощение, спектральная чувствительность.

Введение. В настоящее время для пирометрических измерений наиболее распространенными и востребованными являются фотометрические методы, имеющие ряд преимуществ [1-3]. В основе этих методов лежит определение длины волны максимального излучения и установление по ее значению температуры объекта излучения исходя из закона смещения Вина - соотношения длины волны максимального излучения и абсолютной температуры [4].

В ряде публикаций, посвященных проблемам спектральной пирометрии, приведены результаты анализа состояния, перспективы развития, трудности, преимущества и недостатки пирометрических методов измерения [3-5].

Во всех известных методах спектральной пирометрии в качестве основных трудностей отмечаются отсутствие совершенных калибровочных фотодетекторов и большие погрешности измерений. Последние обусловлены тем, что к основным погрешностям, связанным с процессом преобразования излучения в фототок, добавляются еще и погрешности измерительных приборов.

Предложенный авторами фотодетектор [1,2] обладает уникальным свойством управления спектральной чувствительностью путем изменения приложенного напряжения, что позволяет избегать измерения значения тока или напряжения, фиксировать их изменения, точнее - прекращение изменений, а в некоторых случаях - даже экстремумы этих значений. Таким образом, управляющее напряжение можно с помощью эталонных по спектру источников излучения градуировать по длине волны излучения и, соответственно, оценивать температуру в

градусах. При длине волны, соответствующей максимальному излучению, имеет место максимум фототока. Это позволит градуировать регулятор напряжения по температуре.

Рассматриваемый фотодетектор представляет собой двухбарьерную полупроводниковую структуру (рис.1), в которой контактом к $n - Si$ является барьер Шоттки, придающий структуре двухбарьерность. Под воздействием кванта $h\nu$ в области $n - Si$ генерируется свободный электрон, который ввиду малой ширины базы (рекомбинация отсутствует) под влиянием поля, создаваемого приложенным напряжением, попадает через омический контакт во внешнюю цепь, создавая фототок I_ϕ , который зависит от множества факторов: параметров материалов, размеров и взаимных расположений областей, внешних условий и т.д. Современная интегральная технология позволяет с высокой степенью точности обеспечить идентичность физических параметров, взаимную конфигурацию и размеры областей, что, в свою очередь, дает возможность разделить доли в суммарном фототоке I_ϕ , обусловленные воздействиями внешне управляемых факторов: потока излучения F_ϕ , длины волны λ и напряжения V . Зависимость фототока в неявном виде можно представить в виде

$$I_\phi = I(F_\phi, \lambda, V). \quad (1)$$

Омический контакт - контакт Шоттки

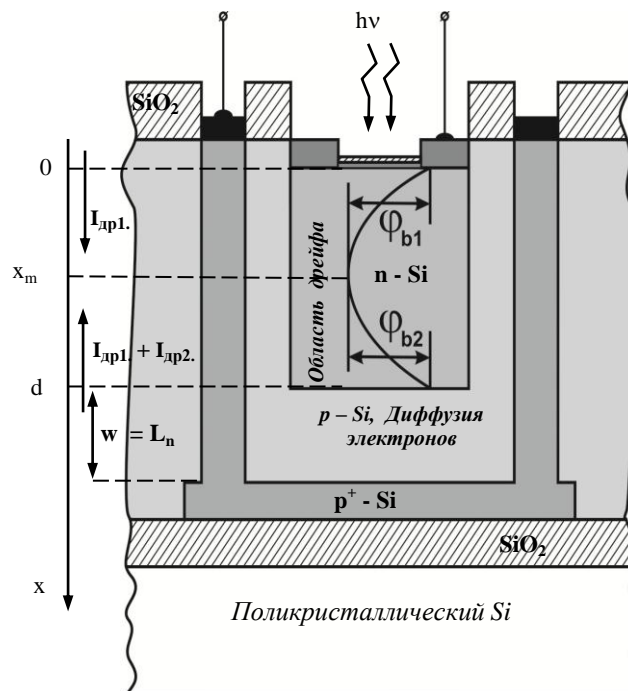


Рис. 1. Двухбарьерная структура фотодетектора

Аналитическое выражение неявной зависимости (1) позволило бы путем измерения I_ϕ при известных двух из трех величин F_ϕ , λ и V определить третью. В данной работе рассматривается возможность определения λ посредством сравнительно легко измеряемых (задаваемых) F_ϕ и V . Ввиду того, что источник излучения неизвестен, то неизвестным будет и F_ϕ , а V как задаваемый параметр всегда известен [6]. В данном случае важным является не значение потока, а фиксация наибольшего значения фототока для разных длин волн, оставляя при этом F_ϕ постоянным, компенсируя обусловленные этим изменения F_ϕ изменением V . Таким образом, можно установить связь между λ и V , и поскольку закон Вина устанавливает однозначную связь между λ и T , то можно эту связь транслировать на связь между V и T и, тем самым, положение потенциометра (показание вольтметра) градуировать по шкале температуры (Кельвина или Цельсия).

Возможные решения задачи. Полагая, что излучение монохроматическое, т.е. источник является черным или почти черным телом, поток F_ϕ можно определить существующими методами измерения, т.к. в данном случае важным условием является фиксация экстремального значения фототока путем изменения напряжения. Для этого суммарное выражение фототока [7] можно привести к виду

$$I_\phi = qSF_\phi \left(e^{-\alpha x_m} - e^{\alpha d} / 1 - \alpha W \right). \quad (2)$$

Здесь q - заряд электрона; S - площадь фоточувствительной поверхности; α - коэффициент поглощения; d - толщина базы ($n - Si$ слоя); W - толщина $p - Si$ слоя (рис. 1); x_m - глубина в толще базы, на которой потенциальная энергия электрона достигает минимального значения:

$$x_m = d/2 - L^2/kTd (\Delta\phi - qV), \quad (3)$$

где L - глубина дебаевского экранирования; $\Delta\phi = \phi_1 - \phi_2 \ll 1$ эВ; V - приложенное напряжение.

Анализ выражений (2) и (3), а также результаты расчетов [7] показывают, что x_m линейно уменьшается с ростом напряжения приблизительно с коэффициентом $0,175$ мкм/В (рис. 2).

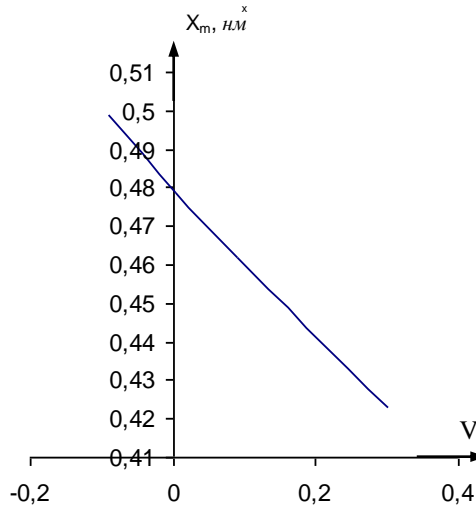


Рис. 2. Зависимость точки минимума потенциальной энергии электронов от напряжения

Приведа выражение (3) к упрощенному виду

$$x_m = b - cV, \quad (4)$$

где $b = d/2 - L^2/kTd \Delta\varphi$, $c = L^2q/kTd$, и учитывая, что величины, входящие

в a и b , для конкретных случаев постоянны или незначительно изменяются, выражение (2) также можно упростить:

$$I_\phi = qSF_\phi \left(e^{-\alpha \cdot (b-cV)} - e^{\alpha d} / 1 - \alpha W \right). \quad (5)$$

Из (5) следует, что при фиксированном F_ϕ путем изменения V можно зарегистрировать наибольшее (экстремальное) значение фототока, т.е. λ_{max} , которое будет соответствовать максимуму спектральной чувствительности фотодетектора, а на основе соотношения Вина [4] определить температуру. Поскольку конечной целью измерения является определение температуры неизвестного излучателя, то в данном случае неизвестны как длина волны, так и поток излучения. Необходимость измерения последнего отпадает, так как достаточно зафиксировать наибольшее значение фототока, т.е. максимум спектральной фоточувствительности. Сопоставляя значение фототока с

калибровочным значением от известного источника (с известным λ_{max}), можно регулятор изменения напряжения V градуировать по длине волны и тем самым определить длину волны λ_{max} неизвестного источника при помощи вращения регулятора напряжения.

Выводы. Изложенный принцип построения спектрального пирометра позволит реализовать компактный, портативный и удобный в эксплуатации прибор.

Литература

1. А.с. РА № 2344А. Эффективный способ спектрального анализа интегрального потока электромагнитного излучения / С.Х. Худавердян, В.Е. Арустамян, Ж.Г. Дохолян, А.С. Худавердян.- 2009.
2. Арустамян В.Е., Худавердян С.Х., Дохолян Ж.Г., Худавердян А.С. Схемотехническая модель и характеристики многофункционального фотодетектора // Вестник ГИУА. Серия "Информационные технологии, электроника, радиотехника".- 2012.- Вып. 15, № 2. - С. 79-84.
3. Неделько А. Преимущества и недостатки бесконтактного измерения температуры // Фотоника.- 2013. - №1. - С.102-105.
4. Краткий справочник по физике / Н.И. Карякин и др.- М.: Высшая школа, 1962.- 560с.
5. Магунов А.Н. Спектральная пирометрия: особенности, преимущества, ограничения // Фотоника.- 2012.- № 1.- С. 40-45.
6. Измерение температуры: Теория, практика, эксперимент / А.М. Беленький и др. Справочное издание. Т.2.- М.: Теплотехника, 2007.- 736 с.
7. Худавердян А.С. Разработка селективного фотодетектора для регистрации исследования оптических сигналов передачи информации: Автореф. дис. ... канд. техн. наук.- Ереван, 2012.- 22. с.

*Поступила в редакцию 22.01.2015.
Принята к опубликованию 22.05.2015.*

ԲԱԶՄԱՖՈՒՆԿՅԻՆԱԼ ՖՈՏՈԴԵՏԵԿՏՈՐՈՎ ՍՊԵԿՏՐԱՅԻՆ ՊԻՐՈՄԵՏՐԻ ԿԱՌՈՒՑՄԱՆ ՀՆԱՐԱՎՈՐՈՒԹՅԱՆ ՄԱՍԻՆ

**Վ.Ե. Առուստամյան, Ս.Խ. Խուդավերդյան, Ժ.Գ. Դոխոլյան,
Ա.Ս. Խուդավերդյան**

Ջերմաստիճանի չափման բազմաթիվ մեթոդների, եղանակների և չափման սարքերի մեջ առանձնակի տեղ ունի սպեկտրային ջերմաչափությունը, որը լայն կիրառություն է գտել

մի շարք առավելությունների շնորհիվ, ինչպիսիք են՝ մեծ հեռավորությունների վրա գտնվող և շատ բարձր ջերմաստիճաններ ունեցող հետազոտվող մարմինների ջերմաստիճանների չափումը, չափիչ սարքերի կոնստրուկտիվ-տեխնոլոգիական և ազդանշանային համատեղելիությունը գոյություն ունեցող էլեկտրոնային լծորդման համակարգերի հետ, ինչպես նաև շահագործման հարմարավետությունը և այլն: Դիտարկվում է սպեկտրային զգայնությունը լարումով կառավարելի, նախկինում հեղինակների կողմից առաջարկված բազմաֆունկցիոնալ ֆոտոդետեկտորի հենքով սպեկտրային պիրոմետրի կառուցման հնարավորությունը: Շարադրված են աշխատանքի սկզբունքները, իրականացման և օգտագործման առանձնահատկությունները:

Առանցքային բաներ. պիրոմետր, ֆոտոդետեկտոր, ֆոտոհոսանք, կլանում, սպեկտրային զգայնություն, աստիճանավորում:

THE POSSIBILITY OF CONSTRUCTING A SPECTRAL PYROMETER BASED ON A MULTIFUNCTIONAL DETECTOR

**V.E. Arustamyan, S.Kh. Khudaverdyan, Zh.G. Dokholyan,
A.S. Khudaverdyan**

Spectral ratio pyrometry has an important role among the numerous methods, techniques and instruments for temperature measurement due to its several advantages, such as the ability measuring the temperature at large distances and high temperatures of the objects, the structural and technological signal compatibility with the existing electronic system interfaces, as well as the ease of maintenance, etc. The possibility of constructing a spectral pyrometer based on voltage-controlled spectral sensitivity of the multifunctional photodetector, proposed by the authors before is considered. The principles of operation, features of realisation and the use of the device are introduced.

Keywords: pyrometer, photodetector, photocurrent, absorption, spectral sensitivity.

Информационные материалы



К 70-ЛЕТИЮ АРАМА АМАЯКОВИЧА АРАКЕЛЯНА

Доктор технических наук, профессор, действительный член Инженерной академии Армении, член–корреспондент Международной инженерной академии Арам Амаякович Аракелян более 40 лет осуществляет плодотворную деятельность, готовит специалистов в области прикладной математики и ее приложений, а также смежных наук, чем заслуженно завоевал большую известность и авторитет среди отечественных и зарубежных коллег.

А.А. Аракелян родился в 1945 году в городе Тбилиси. В 1963 году поступил на математико–механический факультет Ереванского государственного университета (ЕрГУ). В 1967 году был командирован в Ленинградский государственный университет для продолжения учебы. По рекомендации Ученого совета ЕрГУ в 1968 году поступил в аспирантуру Вычислительного центра Академии наук Армянской ССР (ВЦАН Арм.ССР) и ЕрГУ и вновь был командирован в Ленинградский государственный университет, который окончил в 1971 году. В 1972 году защитил диссертацию на соискание ученой степени кандидата физико–математических наук, а в 1987 году – докторскую диссертацию по специальностям “Управление в технических системах” и “Вычислительные системы, комплексы и сети”.

Свою трудовую деятельность А.А. Аракелян начал в ВЦАН Арм.ССР и ЕрГУ, а затем продолжил в Научно–исследовательском технологическом институте микроэлектроники. В 1982 году он перешел на работу в ВЦАН Арм.ССР и ЕрГУ, где занимал должности от заведующего сектором и заведующего отделом до заместителя директора. С 1989 по 2003 годы заведовал кафедрой “Алгоритмических языков и программирования” Ереванского политехнического института (ЕрПИ). С 2003 года по настоящее время заведует кафедрой “Математического моделирования в экономике” Ереванского государственного университета.

Профессор А.А. Аракелян отличается не только высоким профессионализмом, но и уникальными способностями руководителя. За время работы в Научно-исследовательском технологическом институте микроэлектроники Арам Амаякович вместе с руководимой им группой молодых научных работников создал направление в области математических методов проектирования диалоговых информационных систем контроля, удостоившееся престижной для того времени премии Ленинского комсомола СССР в области науки и техники. Дальнейшее развитие этого направления легло в основу успешного его применения в технологических процессах микроэлектронного производства. Кроме того, под его руководством были защищены кандидатские диссертации по автоматизации систем и методов тестирования цифровых схем.

Он является автором более 190 научных работ, опубликованных в отечественной и зарубежной печати, и принимал непосредственное участие в научных конференциях США, Канады, Австрии, Германии, Индии, Великобритании, Франции, Италии, Латвии, Португалии, Болгарии, Греции и Объединенных Арабских Эмиратов.

Одним из важных направлений его деятельности является руководство научно-исследовательскими международными проектами, в частности:

- “Разработка методов мониторинга загрязнения окружающей среды” при финансировании НАТО;
- “Международная миграция и ее влияние на рынок труда” при финансировании Национального научного фонда SCOPES, Швейцария;
- “Разработка технологии и компьютерной системы для оценки состояния сетчатки глаза” при финансировании Международного научно-технического центра (МНТЦ).

Учитывая, что направление в области развития методов создания систем на базе микроэлектронных устройств имеет прикладное значение, Научно-производственное объединение “Позистор” на базе в ВЦАН Арм.ССР и ЕрГУ под руководством профессора А.А. Аракеляна реализовало открытие совместной лаборатории по проектированию диалоговых систем контроля, а также разработку на базе микропроцессоров изделий медицинского назначения. Результаты его научной деятельности и созданные им методы были высоко оценены со стороны таких фондов, как НАТО и Международный научно-технический центр, и сыграли определяющую роль при присуждении грантов руководимой им группе научных работников за оригинальность и новизну предложенных подходов. Некоторые сотрудники его команды, защитившие кандидатские диссертации, прошли по конкурсу и были приняты на работу в ведущих научных центрах Великобритании, Израиля, Австралии, Италии и США, где продолжают развивать научные исследования, начатые по постановке и обоснованию своего руководителя.

В настоящее время, являясь заведующим кафедрой “Математического моделирования в экономике” Ереванского государственного университета, профессор А. А. Аракелян успешно сочетает академическую деятельность с подготовкой научных кадров в области применения в экономике разработанных им методов Теории исследования операций (Теории игр, Теории релятивов и Теории оптимизации) и Теории обработки сигналов. Созданные им оригинальные подходы по изучению и развитию экономико–математических методов и их применению в мониторинге окружающей среды, сетях предложения, логистике и информационных системах менеджмента, а также результаты исследований в области микроэкономики успешно внедрены для экономического анализа деятельности организации, где работает руководимая им группа научных сотрудников.

А.А. Аракелян является признанным специалистом в области информатики и исследования операций. Он избран техническим председателем нескольких международных конференций, в том числе проводимых в течение 2010 года Американским институтом инженеров по электронике и электричеству (Institute of Electrical and Electronics Engineers, IEEE) в США, Индии и Индонезии. Вместе с этим он был избран рецензентом Международной конференции по Менеджменту, инженерии и информатике (MEI2009), проведенной в 2009 году, и в знак профессионального реферирования представленных на конференцию докладов избран рецензентом той же конференции, проводимой с 2010 года (MEI2010).

А.А. Аракелян придает большое значение подготовке научных кадров и способствует тому, чтобы используемые его учениками методы и изучаемые научные направления получили признание со стороны международной научной общественности. Молодые члены его команды с достоинством принимали и продолжают принимать участие в международных форумах и конференциях. Разработанные профессором А.А. Аракеляном методы Теории исследования операций и Теории обработки сигналов внедрены в учебный процесс Экономического факультета ЕрГУ. Благодаря этому работа по анализу временных рядов, представляющих макроэкономические данные более одного десятка развитых стран, позволила не только определить циклы экономик этих стран, но и некоторые свойства и связи между факторами, характеризующими эти экономики, а исследование руководимого им молодого ученого получило одну из вторых премий (первая премия не присуждалась) на Втором Нобелевском международном форуме по экономике (Second International Nobel Economic Forum) в 2010 г.

В 2007 году Арам Амаякович Аракелян совместно с сотрудниками Института технологического образования имени Александра (Салоники,

Греция) представил программу сотрудничества в области мобильности студентов и научных работников, что позволило гражданам Армении пройти переподготовку или продолжить свое образование в ведущих вузах Европейского Союза.

В течение последних лет, учитывая важность производства и потребления энергии, а также влияние экономического роста на степень выбросов вредных веществ в атмосферу, профессор А.А. Аракелян совместно со своими учениками проводил исследования, посвященные изучению проблем повышения эффективности потребления и сбережения энергетических ресурсов. Эти исследования являются значимыми не только для Армении - страны с ограниченными природными ресурсами, являющейся потребителем энергоресурсов, но и для мировой экономики в целом. В итоге Министерство образования и науки Германии учредило программу исследований, посвященных данной проблеме. Проект программы был подготовлен профессором А.А. Аракеляном совместно с Институтом экономического образования Университета имени Карла фон Осецкого (Ольденбург, Германия). Финансирование работ по этой программе начато с 2014 года, а профессор А.А. Аракелян является научным руководителем исследований, проводимых в Армении. Помимо научных исследований, в рамках проводимого проекта запланировано создание магистерской и аспирантской программ с присуждением совместных дипломов.

Редакция Вестника НПУА поздравляет юбиляра с днем рождения, желает ему крепкого здоровья и новых творческих успехов.

ՀԵՂԻՆԱԿՆԵՐԻ ՑՈՒՑԱԿ

- | | |
|---------------------------------|---|
| 1. Ազոյան Միքայել Սարգսի | – ասիստենտ, ՌՄԿԱ ամբիոն, ՀԱՊՀ |
| 2. Այվազյան Կարեն Գագիկի | – ասպիրանտ, ՀԱՊՀ |
| 3. Այվազյան Մարտին Յոլակի | – տ.գ.թ., դոցենտ, դեկան, ՌՏ և ԿՀ
ֆակուլտետ, ՀԱՊՀ |
| 4. Առուստամյան Վլադիմիր Երվանդի | – կապի միջազգային ակադեմիայի
ակադեմիկոս, տ.գ.դ., պրոֆեսոր,
ՌԿ և Ա ամբիոն, ՀԱՊՀ |
| 5. Ավետիսյան Արմեն Ռուբենի | – տ.գ.թ., կ.գ.ա., «Տեխնոլոգիական
չափումներ» բազային
լաբորատորիա, Գյումրու
մասնաճյուղ, ՀԱՊՀ |
| 6. Արզումանյան Հայկ Գևորգի | – ասպիրանտ, ՀԱՊՀ |
| 7. Գոմցյան Հովհաննես Ավագի | – տ.գ.թ., դոցենտ, “Ռադիոսարքա-
վորումներ” ամբիոնի վարիչ,
ՀԱՊՀ |
| 8. Դոխոյան Ժաննա Գագիկի | – ֆ-մ.գ.թ., դոցենտ, ՄԿԲՍ ամբիոն,
ՀԱՊՀ |
| 9. Եգորյան Արտաշես Ալբերտի | – տ.գ.թ., «Էլեկտրաէներգետիկական,
ինֆորմացիոն և ավտոմատացման
համակարգեր» ամբիոնի
ասիստենտ, Գյումրու մասնաճյուղ,
ՀԱՊՀ |
| 10. Խաչիկյան Լիլիթ Էդուարդի | – դասախոս, ՄԿԲՍ ամբիոն, ՀԱՊՀ |
| 11. Խենչյան Արտակ Արարատի | – ասպիրանտ, ՏԱԾԱ ամբիոնի
դասախոս, ՀԱՊՀ |
| 12. Խուդավերդյան Աշոտ Սուրիկի | – տ.գ.թ., ռադիոճարտարագետ,
“Orange Արմենիա” ՓԲԸ |
| 13. Խուդավերդյան Սուրիկ Խաչիկի | – տ.գ.դ., պրոֆեսոր, ՌԿ և Ա ամբիոնի
վարիչ, ՀԱՊՀ |
| 14. Կիրակոսյան Գագիկ Տիգրանի | – տ.գ.դ., պրոֆեսոր,
“Քոմպյուտերային համակարգեր և
ցանցեր” ամբիոնի վարիչ, ՀԱՊՀ |
| 15. Կիրակոսյան Ռուբեն Գագիկի | – ասպիրանտ, ՀԱՊՀ |
| 16. Հարսիլ Ռիհարդ Ֆրից | – պրոֆեսոր, “ Արտադրական և
օպերատիվ կառավարում ”
ամբիոնի վարիչ, Վիեննայի
համալսարան |

- | | |
|--------------------------------|--|
| 17. Հովհաննիսյան Ծաղիկ Ստեփանի | – «Քոմպիյութերային համակարգեր և ցանցեր» ամբիոնի դասախոս, ՀԱՊՀ |
| 18 Մամիկոնյան Բորիս Մամիկոնի | – տ.գ.դ., պրոֆեսոր, «Էլեկտրաէներգետիկական, ինֆորմացիոն և ավտոմատացման համակարգեր» ամբիոնի վարիչ, Գյումրու մասնաճյուղ, ՀԱՊՀ |
| 19 Մարգարով Գևորգ Իվանի | – տ.գ.թ. դոցենտ, դեկան, Քոմպիյութերային համակարգերի և ինֆորմատիկայի ֆակուլտետ, ՀԱՊՀ |
| 20 Պապովյան Ռուբեն Արթուրի | – ասպիրանտ, ՀԱՊՀ |
| 21. Պետրոսյան Հովիկ Օլեգի | – 2-րդ կուրս բակալավր, ՀԱՊՀ |
| 22 Պետրոսյան Օլեգ Հարությունի | – տ.գ.դ., պրոֆեսոր, ՄԿԲՍ ամբիոն, ՀԱՊՀ |
| 23 Սիմոնյան Սարգիս Հովհաննեսի | – ՀՃԱ ակադեմիկոս, տ.գ.դ., պրոֆեսոր, ՏՏ և Ա ամբիոնի վարիչ, |
| 24 Սիրադեղյան Սամվել Ալբերտի | – տ.գ.թ., ասիստենտ, “Քոմպիյութերային համակարգեր և ցանցեր” ամբիոն, ՀԱՊՀ |
| 25 Սևոյան Օրբել Ժիրայրի | – տ.գ.թ., ասիստենտ, “Ռադիոսարքավորումներ ” ամբիոն, ՀԱՊՀ |

СПИСОК АВТОРОВ

- 1 Аветисян Армен Рубенович – к.т.н., м.н.с., баз. лаб. “Технологические измерения”, ГФ НПУА
- 2 Азоян Микаел Саркисович – ассистент кафедры Конструирования и производства радиоаппаратуры (КПР), НПУА
- 3 Айвазян Карен Гагикович – аспирант, НПУА
- 4 Айвазян Мартин Цолакович – к.т.н., доцент, декан факультета РТиСС, НПУА
- 5 Арзуманян Айк Геворгович – аспирант, НПУА
- 6 Арустамян Владимир Ервандович – акад. Международной академии связи, д.т.н., профессор, каф. КПР, НПУА
- 7 Гомцян Оганес Авакович – к.т.н., доцент, зав. каф. Радиоустройств, НПУА
- 8 Дохолян Жанна Гагиковна – к.ф.-м.н., доцент, каф. Микроэлектроники и биомедицинских устройств, НПУА
- 9 Егорян Арташес Альбертович – к.т.н., ассистент, каф. Электроэнергетических, информационных и автоматизированных систем, ГФ НПУА
- 10 Киракосян Гагик Тигранович – д.т.н., профессор, зав. каф. Компьютерных систем и сетей, НПУА
- 11 Киракосян Рубен Гагикович – аспирант, НПУА
- 12 Мамиконян Борис Мамиконович – д.т.н., профессор, зав. кафедрой Электроэнергетических, информационных и автоматизированных систем, ГФ НПУА
- 13 Маргаров Геворг Иванович – к.т.н., доцент, декан факультета Компьютерных систем и информатики, НПУА
- 14 Оганнисян Цагик Степановна – соискатель, преподаватель, каф. Компьютерных системы и сетей, НПУА
- 15 Паповян Рубен Артурович – аспирант, НПУА
- 16 Петросян Овик Олегович – 2-й курс бакалавр, НПУА
- 17 Петросян Олег Арутюнович – д.т.н., профессор, каф. Микроэлектроники и биомедицинских устройств, НПУА
- 18 Севоян Орбел Жирайрович – к.т.н., ассистент, каф. Радиоустройств, НПУА
- 19 Симонян Саргис Оганесович – акад. ИАА, д.т.н., проф., зав. каф. Информационных технологий и автоматизации, НПУА
- 20 Сирадегян Самвел Альбертович – к.т.н., ассистент, каф. Компьютерных систем и сетей, НПУА
- 21 Хартл Рихард Фриц – профессор, зав. каф. Производственного и оперативного управления, Университет Вены, Австрия

- 22. Хачикян Лилит Эдуардовна – преподаватель, каф. Микроэлектроники и биомедицинских устройств, НПУА
- 23. Хемчян Артак Араратович – аспирант, НПУА
- 24. Худавердян Ашот Сурикович – к.т.н., радиоинженер, ЗАО “Orange-Армения”
- 25. Худавердян Сурик Хачикович – д.т.н., проф., зав. каф. КИР, НПУА

LIST OF AUTHORS

1. Arustamyan Vladimir Yervand – Dr. of tech. sci., Professor of the Chair DPRD, NPUA, Akademician of the International Academy of Communication
2. Arzumanyan Hayk Gevorg – Post-graduate student, NPUA
3. Avetisyan Armen Ruben – Cand. of tech. sci., junior researcher, “Technological measurements” research laboratory, Gyumri branch, NPUA
4. Ayvazian Martin Tsolak – Cand. of tech. sci., Associate Prof., Dean of the Faculty of Radio Engineering & Communication Systems, NPUA
5. Ayvazyan Karen Gagik – Post-graduate student, NPUA
6. Azoyan Mikael Sargis – Assistant Lecturer of the Chair “Design and Production of Radio Devices”, NPUA
7. Dokholyan Zhanna Gagik – Cand. of phys.-math. sci., Associate Professor of the Chair MBMD, NPUA
8. Yegoryan Artashes Albert – Cand. of tech. sci., Assistant lecturer at the Chair “Electroenergetics, Information and Automation Systems”, Gyumri branch, NPUA
9. Gomtsyan Hovhannes Avag – Cand. of tech. sci., Associate Prof., Head of the Chair “Radiodevices”, NPUA
10. Hartl Richard Fritz – Professor, Head of the Chair of Production and Operations Management, University of Wien
11. Hovhannisyan Tsaghik Stepan – Probationer, lecturer of the Chair “Computer Systems and Networks”, NPUA
12. Khachikyan Lilit Eduard – Lecturer of the Chair “Microelectronics and Biomedical devices”, NPUA
13. Khemchyan Artak Ararat – Post-graduate student, NPUA
14. Khudaverdyan Ashot Surik – Cand. of tech. sci., radioengineer, Orange Armenia CJSC
15. Khudaverdyan Surik Khachik – Doctor of tech.sci., Pofessor, Head of the Chair “Design and Production of Radio Devices”, NPUA
16. Kirakossian Gagik Tigran – Doctor of tech.sci., Pofessor, Head of the Chair “Computer Systems and Networks”, NPUA
17. Kirakossian Ruben Gagik – Post-graduate student, NPUA
18. Mamikonyan Boris Mamikon – Doctor of tech. sci., Prof. Head of the Chair “ElectroEnergetics, Information and Automation Systems”, Gyumri

- branch, NPUA
19. Margarov Gevorg Ivan – Cand. of tech. sci., Associate Prof., Dean of the Faculty of Computer Systems and Informatics, NPUA
 20. Papovyan Ruben Arthur – Post-graduate student, NPUA
 21. Petrosyan Hovik Oleg – 2-nd year Bachelor, NPUA
 22. Petrosyan Oleg Harutyun – Dr. of tech. sci., Professor of the Chair “Microelectronics and Biomedical devices”, NPUA
 23. Sevoyan Orbel Jirair – Cand. of tech. sci., Chair “Radiodevices”, NPUA
 24. Simonyan Sargis Hovhannes – Academician of EAA, Dr. of tech.sci., Professor, Head of the Chair IT&A, NPUA
 25. Siradeghyan Samvel Albert – Cand. of tech.sci., Chair “Computer Systems and Networks”, NPUA

ՀՈՂՎԱԾՆԵՐԻ ՁԵՎԱՎՈՐՄԱՆ ԿԱՆՈՆՆԵՐԸ

Հայաստանի ազգային պոլիտեխնիկական համալսարանի Բանբերը գրախոսվող հանդես է, որը հրատարակում է գիտատեխնիկական, նաև պատվիրված ակնարկային-վերլուծական բնույթի հոդվածներ, հաղորդումներ, ինչպես և տվյալ բնագավառի անվանի գիտնականների հոբեյաններին, նոր գրքերին, համալսարանի մասնակցությամբ կայացած գիտաժողովներին նվիրված նյութեր, խմբագրությանն ուղղված նամակներ:

Նյութը խմբագրություն ներկայացվում է ըստ հետևյալ պահանջների.

1. Երկու օրինակ, նաև էլեկտրոնային տարբերակով (bamber_ictcr@scua.am), համակարգչային շարվածքը՝ Microsoft Office Word: Հոդվածի ծավալը կարող է լինել մինչև 10 էջ, հաղորդումներինը՝ մինչև 4 էջ: Տեքստը շարադրվում է A4 չափսի թղթի վրա, աշխատանքային դաշտը՝ Top-5սմ, Bottom-5,1սմ, Left-5,75սմ, Right-1,75սմ, Footer-4,6սմ, միջտողային տարածությունը (Line spacing)՝ 1,1, պարբերությունը (First line)՝ 0,75 սմ: Հայերեն լինելու դեպքում նյութը շարադրվում է GHEA Grapalat տառատեսակով, տառաչափը՝ 10, իսկ ռուսերենի կամ անգլերենի դեպքում՝ Times New Roman տառատեսակով, տառաչափը՝ 11:

2. Թղթի վերևի ձախ անկյունում գրվում է համապիտանի տասնորդական դարականիչը՝ տեքստին համապատասխան լեզվով (<ՏԴ, ՄԸԿ, UDC), հաջորդ տողի կենտրոնում վերնագիրը՝ գլխատառերով, հաջորդ տողում հեղինակ(ներ)ի անվան-հայրանվան սկզբնատառերը և ազգանուն(ներ)ը՝ bold, 10 տառաչափով հայերեն տեքստի դեպքում և 11 տառաչափով՝ անգլերեն և ռուսերեն տեքստերի դեպքում, մեկ տող ներքև՝ հեղինակ(ներ)ի աշխատավայրը՝ italic, 9 տառաչափով՝ հայերեն և 10 տառաչափով՝ ռուսերեն և անգլերեն:

3. Նյութը սկսվում է ամփոփումով (անտառագիտ) այն լեզվով, որով ներկայացված է: Ամփոփումն ավարտվում է առանցքային բառերով՝ տառաչափը՝ 9 հայերեն տեքստի դեպքում և 10 տառաչափով՝ անգլերեն և ռուսերեն տեքստերի դեպքում, և միայն «Առանցքային բառեր» արտահայտությունը՝ bold, italic: Ամփոփումը պետք է լինի 200-250 բառ, առանցքային բառերը կամ բառակապակցությունները՝ 4-8 բառ:

4. Երաշխավորվում է նյութի շարադրման հետևյալ կարգը. «Ներածություն», որը պետք է համառոտ ներառի հարցի վիճակը, թեմայի արդիականությունը և հետազոտության նպատակը, «Ընդդիմացիկ դրվածքը և մեթոդիկայի հիմնավորումը», «Հետազոտության արդյունքները», «Եզրակացություն», անհրաժեշտության դեպքում՝ նաև այլ բաժիններ՝ համապատասխան վերնագրերով:

5. Տեքստում հղումները գրականությանը նշվում են ուղղանկյուն փակագծերով: Բանաձևերը ներկայացվում են նոր տողից, Equation Editor ծրագրով, italic, տառաչափը՝ 11, անհրաժեշտության դեպքում համարակալվում են տողի վերջում՝ սովորական (կոր) փակագծով:

6. Նկարներն ու աղյուսակները հաջորդում են տեքստում համապատասխան հղումներին: «Նկ.» և «Աղյուսակ» բառերը, նկարների մակագրությունը և աղյուսակների անվանումները գրվում են Italic 9 տառաչափով հայերեն տեքստի դեպքում և 10 տառաչափով՝ անգլերեն և ռուսերեն տեքստերի դեպքում:

7. Տեքստին հաջորդում է գրականության ցանկը՝ 9 տառաչափով հայերեն տեքստի դեպքում և 10 տառաչափով՝ անգլերեն և ռուսերեն տեքստերի դեպքում, միայն հեղինակի ազգանունն ու անվան-հայրանվան սկզբնատառերը՝ bold, «Գրականություն» բառը՝ տողի կենտրոնում, փոքրատառերով: Ցանկում գրականության յուրաքանչյուր աղբյուր համարակալվում է ըստ տեքստում իր հղման հերթականության: Գրականության աղբյուրները պարբերական հրատարակությունների դեպքում ներկայացվում են հետևյալ կարգով. հեղինակի ազգանունը, անվան-հայրանվան սկզբնատառերը, վերնագիրը, հանդեսի անվանումը կամ ընդունված հասկանումը, հրատարակման տարեթիվը, հատորի ու թողարկման համարները, հերթական համարը, նյութի զետեղման էջերը, գրքերի դեպքում՝ հեղինակի ազգանունը, անվան-հայրանվան սկզբնատառերը, վերնագիրը, հրատարակման վայրը, հրատարակչությունը, թվականը, էջերի քանակը:

8. Գրականության ցանկին հաջորդում են ամփոփումները մյուս երկու լեզուներով (եթե տեքստը հայերեն է, ամփոփումները նախ՝ ռուսերեն, ապա՝ անգլերեն, եթե ռուսերեն է, նախ՝ հայերեն, ապա՝ անգլերեն, եթե անգլերեն է, նախ՝ հայերեն, ապա՝ ռուսերեն): Ամփոփումները բոլոր երեք լեզուներով իրենց բովանդակությամբ և առանցքային բառերով պետք է լինեն նույնական:

9. Տեքստը ստորագրվում է հեղինակ(ներ)ի կողմից, նշվում է նյութը խմբագրություն հանձնելու ամսաթիվը: Տեքստի խմբագրված և սրբագրված տարբերակը համաձայնեցվում է հեղինակ(ներ)ի հետ:

10. Հեղինակ(ներ)ն առանձին էջով ներկայացնում է (են) ազգանուն, անուն, հայրանունը (լրիվ), աշխատավայրի, սովորելու վայրի լրիվ անվանումը, զբաղեցրած պաշտոնը, գիտական աստիճանը, հետախոսահամարները (աշխատանքային, տան և բջջային):

ПРАВИЛА ОФОРМЛЕНИЯ СТАТЕЙ

Вестник национального политехнического университета Армении - рецензируемый журнал, в котором публикуются статьи научно-технического характера, сообщения, заказные обзорно-аналитические статьи, а также материалы, посвященные юбилеям известных в данной области ученых, новым книгам, научным конференциям при участии университета, и письма в адрес редакции.

Материал представляется в редакцию в соответствии со следующими правилами:

1. Статья в двух экземплярах и файл (banber_iter@scua.am) статьи в формате Microsoft Office Word. Объем статьи не должен превышать 10 страниц, объем сообщений – до 4-х страниц. Формат страницы – А4. Рабочее поле: Top – 5cm, Bottom – 5,1cm, Left – 5,75cm, Right – 1,75cm, Footer – 4,6cm, межстрочный интервал (Line spacing) – 1,1, красная строка (First line) – 0,75cm. Для статьи, написанной на армянском языке, применяется шрифт GHEA Grapalat (размер шрифта - 10), а на русском и английском – Times New Roman (размер шрифта – 11).

2. В левом верхнем углу первого листа указывается универсальный десятичный классификатор (ՀՏԴ, УДК, UDC); строкой ниже по центру указывается название статьи – заглавными буквами, шрифт Bold, размер 10 – на арм.яз., 11 – на рус. и англ. яз., строкой ниже - инициалы (И.О.) и фамилия - строчными буквами, шрифт Bold, размер 10 – на арм.яз., 11 – на рус. и англ. яз., выравнивание по центру; строкой ниже – место работы - шрифт italic, размер 9.

3. Материал текста начинается с аннотации и представляется на том языке, на котором написана статья. Текст аннотации должен включать 200-250 слов. После аннотации пишутся ключевые слова – от 4-х до 8-и слов или словосочетаний. Размер текста аннотации и ключевых слов 9 – на арм.яз., 10 – на рус. и англ. яз., словосочетание **«Ключевые слова»** - Bold, italic.

4. Рекомендуется следующий порядок изложения материала статьи: введение, в котором должны быть кратко представлены состояние вопроса, актуальность темы и цель исследования; постановка задачи и обоснование методики; результаты исследования; заключение (эти, а при необходимости, и другие разделы должны иметь соответствующие заголовки).

5. Ссылки на литературу в тексте даются в квадратных скобках. Формулы и математические выражения набираются редактором Microsoft Equation, italic, размер – 11. Формулы набираются с новой строки, выравнивание по центру. При необходимости, их нумеруют. Номер формулы располагается в конце строки, в круглых скобках.

6. Рисунки и таблицы располагаются в тексте по ходу ссылки на них. Слова *«Рис.»*, *«Таблица»*, а также названия рисунков и таблиц пишутся italic, размер 9 – на арм.яз., 10 – на рус. и англ. яз.

7. В конце статьи дается список литературы: размер 9 – на арм.яз., 10 – на рус. и англ. яз. Слово **«Литература»** располагается в центре строки строчными буквами, Bold. Цитированная литература нумеруется в порядке ссылки на нее в тексте. Каждый источник представляется в следующем порядке: в случае ссылки на статью из журнала: **фамилия, инициалы И.О.** - Bold, название статьи, название журнала, место издания, год издания, том и номер издания, с какой по какую страницы занимает статья в этом журнале; в случае ссылки на книгу: **фамилия, инициалы И.О.**, название книги, место издания, название издательства, год издания, общее количество страниц.

8. После литературы представляются аннотации вместе с ключевыми словами на двух других языках. Если статья написана на армянском языке, то сначала дается аннотация на русском языке, затем на английском; если написана на русском языке – соответственно на армянском и английском, а если на английском – соответственно на армянском и русском языках. Содержание аннотаций и ключевые слова должны быть на трех языках одинаковыми.

9. Статья подписывается автором (авторами). В конце статьи ставится дата (число, месяц, год) представления статьи. Отредактированный и откорректированный вариант рукописи согласовывается с автором (авторами).

10. На отдельной странице необходимо представить следующие авторские данные: фамилия, имя, отчество; полное наименование места работы, места учебы; занимаемая должность, ученая степень и звание; номера телефонов (служебный, домашний, мобильный).

RULES FOR PREPARATION OF MANUSCRIPTS

Proceedings of National Polytechnic University of Armenia is a peer-reviewed journal which publishes scientific-technical and also analytic –review papers, short communications, as well as materials about the jubilees of prominent scientists, new books, scientific conferences coorganized by the University, letters addressed to the editorial board.

The material should be presented to the editorial staff in accordance with the requirements given below.

1. The authors are requested to submit two hard copies, and also the electronic version (banber_itec@scua.am) of the manuscript by Microsoft Office Word. The volume of scientific paper is limited to 10 pages, and to 4 pages for short communications. The text should be printed on A4 sized paper. The text margins should be: Top – 5cm, Bottom – 5.1 cm, Left – 5.75 cm, Right – 1.75 cm, Footer – 4.6 cm, Line-spacing – 1.1 cm, the first line – 0.75 cm. Texts in Armenian should be printed by the GHEA Grapalat, font size 10, and the texts in Russian or English by Times New Roman, in font size 11.

2. On the top left corner of the first page, the Universal Decimal Classifier is placed (ՀՏԴ, ՄԴԿ, UDC). The title of the article in capital letters, bold, font size 10 for texts in Armenian, and 11 – for Russian and English should be placed in the centre of the next line. The initials and the surname(s) in small letters and bold, in font size 10, for texts in Armenian, and in font size 11 for the ones in English and Russian should be lined up in the centre of the next line. In the following line, the workplace of the author (s) should be mentioned, italic, font size 9.

3. The text begins with an abstract in the language it is presented. The abstract should include 200-250 words. It ends with keywords in font size 9 for texts in Armenian, and in font size 10 for the ones in English and Russian. Only the word “Keywords” should be bold, italic. The number of keywords or word combinations - 4-8.

4. The papers should include an introduction briefly introducing the state of the problem area, the importance of the subject and the aim of investigation, as well as sections describing the statement of the problem and selection of the methodology, the results of investigation, conclusion (other sections if necessary) with subtitles, and it should end with the list of references.

5. The references in the text should be given in square brackets. The formulae should be introduced by the Microsoft Equation Editor. They are printed from a new line in italic, font size 11 in the center of the line, and if necessary numbered at the end of the line in round brackets.

6. Figures and tables should follow their references given in the text. The words “Fig”, “Table”, the figure inscriptions and the table names should be printed in italic, in font size 9, for texts in Armenian, and in font size 10 for texts in English and Russian.

7. The text is followed by the references in font size 9 for texts in Armenian and in font size 10 for texts in English and Russian. Only the author’s initials and surname should be bold. The word “References” should be placed in the centre of the line in small letters bold. In the list of references each source should be enumerated according to its reference number in the text. For the periodicals the references should be introduced in the following style: the author’s surname, initials, bold, title, year, numbers of the volume and issue, page numbers, and for books – the author's name, initials, full title, publication place, publisher, year, total number of pages.

8. The references are followed by the abstracts in the other two languages. If the text is in Armenian, the abstracts should be first in Russian and then in English. The text in Russian should be followed first by Armenian and then by English abstracts, while the texts in English should be followed first by Armenian, then by Russian abstracts. The abstracts in all the three languages should be identical in content and keywords.

9. The manuscript should be signed by the author(s) with indication of the submission date. The edited and proofread version of the manuscript should be agreed upon by the author(s).

10. On a separate page, the author(s) should introduce his/her/their full surname(s), name(s), patronymic(s); the full name(s) of employment place, educational institution; the position occupied scientific degree, telephone numbers (office, home, mobile).

Բ Ա Ն Բ Ե Ր
ՀԱՅԱՍՏԱՆԻ ԱԶԳԱՅԻՆ ՊՈԼԻՏԵԽՆԻԿԱԿԱՆ ՀԱՄԱԼՍԱՐԱՆԻ

**ՏԵՂԵԿԱՏՎԱԿԱՆ ՏԵԽՆՈԼՈԳԻԱՆԵՐ,
ԷԼԵԿՏՐՈՆԻԿԱ, ՌԱԴԻՈՏԵԽՆԻԿԱ**

№ 1

В Е С Т Н И К
НАЦИОНАЛЬНОГО ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО УНИВЕРСИТЕТА АРМЕНИИ

**ИНФОРМАЦИОННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ,
ЭЛЕКТРОНИКА, РАДИОТЕХНИКА**

№ 1

PROCEEDINGS
OF NATIONAL POLYTECHNIC UNIVERSITY OF ARMENIA

**INFORMATION TECHNOLOGIES,
ELECTRONICS, RADIO ENGINEERING**

№ 1

Հրատ. խմբագիր՝ Ժաննա Սեյրանյան
Խմբագիրներ՝ Հասմիկ Պետրոսյան
Հասմիկ Ղազարյան

Շապիկի ձևավորումը՝ Էդուարդ Կուրդինյան

Ստորագրված է տպագրության՝ 02.06.2015թ.:
Թուղթը՝ «օֆսեթ»: Տպագրությունը՝ ռիզո: Ֆորմատ՝ (70×100) 1/16:
Շարվածքը՝ համակարգչային:
Տառատեսակը՝ Times New Roman, GHEA Grapalat: 7.5 տպ. մամ.:
Պատվեր՝ 569: Տպարանակ՝ 120

Հայաստանի ազգային
պոլիտեխնիկական
համալսարանի տպարան
Երևան, Տերյան 105,
Հեռ.՝ 520 356

Типография Национального
политехнического
университета
Армении
Ереван, ул. Теряна, 105,
Тел.: 520 356

Printing house of National
Polytechnic University
of Armenia
105 Teryan str. Yerevan,
Tel. 520 356