Բ Ա Ն Բ Ե Ր

ՀԱՅԱՍՏԱՆԻ ՊԵՏԱԿԱՆ ՃԱՐՏԱՐԱԳԻՏԱԿԱՆ ՀԱՄԱԼՍԱՐԱՆԻ

Սերիա **ՏԵՂԵԿԱՏՎԱԿԱՆ ՏԵԽՆՈԼՈԳԻԱՆԵՐ, ԷԼԵԿՏՐՈՆԻԿԱ, ՌԱԴԻՈՏԵԽՆԻԿԱ**

Թող. 17
№ 1

Երևան 2014

В Е С Т Н И К

ГОСУДАРСТВЕННОГО ИНЖЕНЕРНОГО УНИВЕРСИТЕТА АРМЕНИИ

Серия **ИНФОРМАЦИОННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ, ЭЛЕКТРОНИКА, РАДИОТЕХНИКА**

Выпуск 17
№ 1

Ереван 2014

P R O C E E D I N G S

OF STATE ENGINEERING UINIVERSITY OF ARMENIA

Series **INFORMATION TECHNOLOGIES, ELECTRONICS, RADIO ENGINEERING**

Issue 17
№ 1

Yerevan 2014

Հանդեսը հրատարակվում է 1998 թվականից

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

Սերիայի խմբագրական խորհուրդ. Ս.Հ. Սիմոնյան (սերիայի գլխավոր խմբագիր, տ.գ.դ.), Վ.Շ. Մելիքյան (սերիայի գլխավոր խմբագրի տեղակալ, տ.գ.դ.), Դ.Ա. Ղազարյան (սերիայի պատասխանատու քարտուղար, տ.գ.թ.), Ա.Հ. Առաքելյան (տ.գ.դ.), Վ.Ե. Առուստամյան (տ.գ.դ.), Վ.Ի. Հահանով (տ.գ.դ., Ուկրաինա),Վ.Մ. Հարությունյան (ֆ.-մ.գ.դ.), Վ.Վ. Բունիաթ-յան (տ.գ.դ.), Ռ.Ռ. Վարդանյան (տ.գ.դ.), Օ.Ն. Գասպարյան (տ.գ.դ.), Ս.Վ. Գավրիլով (տ.գ.դ., ՌԴ), Ա.Գ. Ղուլյան (ֆ.-մ.գ.դ.), Վ.Ս. Զաքարյան (ֆ.-մ.գ.դ.), Թ.Ա. Նալչաջյան (տ.գ.դ.), Ս.Խ. Խուդավերդյան (տ.գ.դ.), Օ.Վ. Ստուկաչ (տ.գ.դ., ՌԴ)

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

©Հայաստանի պետական ճարտարագիտական համալսարան (ՀՊՃՀ), «Ճարտարագետ» հրատարակչություն, հասցեն՝ 0009, Երևան, Տերյան 105,ՀՊՃՀ, banber.seua.am

Журнал издается с 1998г.

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

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

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

© Издательство Государственного инженерного университета Армении (ГИУА) “Чартарагет”, адрес редакции: 0009, Ереван, ул. Теряна 105, ГИУА, vestnik.seua.am

The journal has been published since 1998

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

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

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

© State Engineering University of Armenia (SEUA) “Tchartaraget” Publishing House
Address: 0009, Yerevan, 105 Teryan str., SEUA, proceedings.seua.am

ISSN 1829-3336

ԲՈՎԱՆԴԱԿՈՒԹՅՈՒՆ

Խմբագրի կողմից 6

ԻՆՖՈՐՄԱՑԻՈՆ ՏԵԽՆՈԼՈԳԻԱՆԵՐ

Բաղդադի Ա.Ա., Հահանով Վ.Ի., Մելիքյան Վ.Շ., Լիտվինովա Ե.Ի.
Հաշվիչ սարքերի քվանտային մոդելավորում և թեստավորում 9

Սիմոնյան Ս.Հ., Ադամյան Գ.Վ., Սիմոնյան Ա.Ս., Պռազյան Լ.Վ.
Մուր-Պենրոուզի կոմպլեքս միապարամետրական մատրիցների ընդհանրացված հակադարձների որոշման մեթոդներ 20

Գյուլզադյան Լ.Ս.
Պարամետրական գծային ծրագրավորման մեթոդներով զգայնության վերլուծություն՝ հիմնված դիֆերենցիալ ձևափոխությունների վրա 29

Կիրակոսյան Ռ.Գ.
Օգտագործված և անսարք բժշկական SS սարքավորումների արդյունավետ վերանորոգման և փոխարինման գործիք 36

ԷԼԵԿՏՐՈՆԻԿԱ

Բեգոյան Լ.Կ.
Պլատինե դիմադրության ջերմակերպափոխիչի ջերմաստիճանային գործակցի անալոգաթվանշանային կերպափոխիչ 43

Խուդավերդյան Ս.Խ., Առուստամյան Վ.Ե., Դոխոլյան Ժ.Գ., Ղարիբյան Կ.Բ.
Իոնացնող ճառագայթների ինժեկցիոն դետեկտորների ստացման հնարավորության մասին 48

Պետրոսյան Օ.Հ., Ավդալյան Ն.Բ., Մելիքյան Գ.Շ.
ԿՄՕԿ ստատիկ օպերատիվ հիշող սարքերի կուտակիչների ցրման հզորության համեմատական գնահատումը 60

Բունիաթյան Վ.Վ., Հուկ Ք.Ա., Պողոսյան Ա.Ս., Շյոենինգ Մ.Ջ., Ռուստամյան Լ.Գ., Հովնիկյան Հ.Հ.
Էլեկտրոլիտների հաղորդականության տվիչի համաժեք սխեման և իմպեդանսային բնութագրերի օպտիմալացումը 69

ՌԱԴԻՈՏԵԽՆԻԿԱ

Ավետիսյան Վ.Հ., Ահարոնյան Ա.Կ., Սարգսյան Ա.Ա.
Գերկարճ ալիքների տիրույթի թույլ ուղղորդված անտենայի պարամետրերի որոշման մեթոդիկա 78

Ազոյան Մ.Ս., Ազոյան Տ.Մ.
Հպակի համալիր ոչ գծային հաղորդականության վրա բազմահաճախային ազդանշանի ազդեցության վերլուծությունը 87

Այվազյան Մ.Ց.
Մետաղդիէլեկտրիկական ալիքատարի հիման վրա պտտվող հանգույց տերահերցային տիրույթի համար 92

Հուսիկյան Լ.Դ., Գրիգորյան Ն.Գ., Ալավերդյան Գ.Տ.
DC-HSDPA ներդրման ռազմավարությունը 97

ՏԵՂԵԿԱՏՎԱԿԱՆ ՆՅՈՒԹԵՐ

Առուստամյան Վլադիմիր Երվանդի
Ծննդյան 80-ամյակի կապակցությամբ 104

Հեղինակների ցուցակ 108

Հոդվածների ձևավորման կանոններ 114

С О Д Е Р Ж А Н И Е

От редактора 7

ИНФОРМАЦИОННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ

Багдади А.А., Хаханов В.И., Меликян В.Ш., Литвинова Е.И.
Квантовое моделирование и тестирование вычислительных устройств 9

Симонян С.О., Адамян Г.В., Симонян А.С., Празян Л.В.
Методы определения комплексных однопараметрических обобщенных обратных матриц Мура–Пенроуза 20

Гюльзадян Л.С
Анализ чувствительности методами параметрического линейного программирования, основанными на дифференциальных преобразованиях 29

Киракосян Р.Г.
Инструмент для эффективного ремонта и замены использованного и испорченного медицинского ИТ-оборудования 36

ЭЛЕКТРОНИКА

Бегоян Л.К.
Аналого-цифровой преобразователь температурного коэффициента платинового термопреобразователя сопротивления 43

Худавердян С.Х., Арустамян В.Е., Дохолян Ж.Г., Гарибян К.Б.
О возможности создания инжекционных детекторов ионизирующего излучения 48

Петросян О.А., Авдалян Н.Б., Меликян Г.Ш.
Сравнительная оценка рассеиваемой мощности накопителей КМОП статических оперативных запоминающих устройств 60

Буниатян В.В., Хук К.А., Погосян А.С., Шоенинг М.Дж, Рустамян Л.Г., Овникян Г.Г.
Эквивалентная схема датчика проводимости электролитов и оптимизация импедансных характеристик 69

РАДИОТЕХНИКА

Аветисян В.Г., Агаронян А.К., Саргсян А.А.
Методика определения параметров слабонаправленных антенн диапазона ультракоротких волн 78

Азоян М.С., Азоян Т.М.
Анализ многочастотного воздействия сигнала на комплексную нелинейную проводимость контакта 87

Айвазян М.Ц.
Вращающееся сочленение на основе металлодиэлектрического волновода для терагерцового диапазона 92

Усикян Л.Д., Григорян Н.Г., Алавердян Г.Т.
Стратегии внедрения DC-HSDPA 97

ИНФОРМАЦИОННЫЕ МАТЕРИАЛЫ

Арустамян Владимир Ервандович
К 80-летию со дня рождения 104

Список авторов 110

Правила оформления статей 115

C O N T E N T

Editorial 8

INFORMATION TECHNOLOGIES

Baghdadi A.A., Hahanov V. I., Melikyan V.Sh., Litvinova E.I.
Quantum Modeling and Testing of Digital Units 9

Simonyan S.H., Adamyan G.V., Simonyan A.S., Prazyan L.V.
Methods for Determining Complex One-parametric Generalized Inverse Matrices of Moor-Penrouse 20

Gyulzadyan L.S.
Sensitivity Analysis by the Methods of Parametric Linear Programming Based on Differential Transforms 29

Kirakossian R.G.
A Tool for an Efficient Repair and Replacement of the Used and Spoiled Medical IT Equipment 36

ELECTRONICS

Begoyan L.K.
An Analog-to-digital Converter for Temperature Coefficent in a Platinum Thermotransducer of Resistance 43

Khudaverdyan S.KH., Arustamyan V.E., Dokholyan J.G., Garibyan K.B.
The Possibility of Creating Injection Detectors of Ionizing Radiation 48

Petrosyan O.H., Avdalyan N.B., Melikyan G.Sh.
A Comparative Estimation of the Dissipated Power of the Static Random Access Memory CMOS Storage 60

Buniatyan V.V., Huck C.A., Poghossian A.S., Schoening M.J., Rustamyan L.G., Hovnikyan H.H.
Equivalent Circuit and Optimization of Impedance Characteristics of an Electrolyte Conductivity Sensor 69

RADIO ENGINEERING

Avetisyan V.H., Aharonyan A.K., Sargsyan A.A
A Method for Determining the Parameters of Ultrashort Waveband Antenna with a Weak Directivity 78

Azoyan M.S., Azoyan T.M.
Analyzing the Multifrequency Impact of the Signal on the Complex Nonlinear Conductance of the Contact 87

Ayvazyan M.TS.
A Rotating Joint Based on a Metal-dielectric Waveguide for Terahertz Range 92

Husikyan L.D., Grigoryan N.G., Alaverdyan G.T.
DC-HSDPA Rollout Strategies 97

INFORMATION MATERIALS

Arustamyan Vladimir Yervand 104
To the 80th anniversary

List of the Authors 112

Rules for preparation of articles 116

ԽՄԲԱԳՐԻ ԿՈՂՄԻՑ

Հարգելի ընթերցող

Հանդեսի ներկա թողարկան մեջ տեղ են գտել սերիայի ուղղվածության գիտական ոլորտների ժամանակակից հիմնախնդիրներին առնչվող հարցեր, որոնք, բացի տեսական նոր դրույթներից, բովանդակում են նաև գործնական խնդիրներ:

«Տեղեկատվական տեխնոլոգիաներ» բաժնում արծարծվել են ներկա շրջանում բուռն զարգացող, այսպես կոչված, քվանտային մոդելավորման որոշ հարցեր, որոնց լուծմամբ զգալիորեն կբարձրանա թվային հաշվիչ սարքերի անալիզի և սինթեզի գոյություն ունեցող միջոցների արագագործությունը; որոշակիորեն զարգացվել է Գ.Ե. Պուխովի դիֆերենցիալ ձևափոխությունների տեսությունը՝ նպատակ ունենալով արդյունավետ օգտագործելու ժամանակակից տեղեկատվական տեխնոլոգիաների ընձեռած հնարավորությունները, ինչպես նաև լայնորեն կիրառվող ավտոմատացված համակարգ՝ բժշկական SS սարքավորումների վերանորոգման և փոխարինման համար:

«Էլեկտրոնիկա» բաժնում տեղ են գտել անալոգաթվանշանային կերպափոխիչների մշակման, ինժեկցիոն դետեկտորների ստացման, օպերատիվ հիշող սարքերի բնութագրերի գնահատման, էլեկտրոլիտների հաղորդականության տվիչների բնութագրերի օպտիմալացման հարցերը:

«Ռադիոտեխնիկա» բաժնում ներկայացվել են գերկարճ ալիքների տիրույթի թույլ ուղղորդված անտենայի պարամետրերի հաշվարկի, ոչ գծային հաղորդականությամբ ոչ գծային p-n կոնտակտի վրա բազմահաճախականային հարմոնիկ ազդանշանի ազդեցության վերլուծության, մետաղդիէլեկտրիակական ալիքատարի հիման վրա պտտվող հանգույցի մշակման և տվյալների թրաֆիկի արագ զարգացման ռազմավարության հարցերը:

Ներկայացված նյութերից ակնհայտ է հանդեսում շոշափված գիտական հիմնախնդիրների լայն տիրույթը: Սերիայի խմբագրական խորհուրդը կոչ է անում աշխատանքների հեղինակներին՝ խորացնելու և ընդլայնելու հետազոտությունների որակն ու շրջանակները՝ նպատակ ունենալով էլ ավելի բարձրացնելու ամսագրի ազդեցության գործոնի մակարդակը:

Սերիայի գլխավոր խմբագիր՝
Ս.Հ. Սիմոնյան

О Т Р Е Д А К Т О Р А

Уважаемый читатель!

В настоящем выпуске серии освещаются вопросы, касающиеся современных проблем научной направленности журнала, которые, кроме новых теоретических положений, содержат также прикладные аспекты.

В разделе “Информационные технологии” рассмотрены некоторые вопросы бурно развивающегося, так называемого, квантового моделирования, решением которых значительно повысится быстродействие существующих средств анализа и синтеза цифровых вычислительных устройств; развита теория дифференциальных преобразований Г.Е. Пухова с целью эффективного использования широких возможностей современных информационных технологий в различных областях моделирования, а также предложена диалоговая прикладная автоматизированная система для ремонта и замены медицинских ИТ-устройств.

В разделе “Электроника” нашли место вопросы разработки аналого-цифровых преобразователей, инжекционных детекторов, оценки характеристик оперативных запоминающих устройств, а также вопросы оптимизации характеристик проводимости датчиков электролитов.

В разделе “Радиотехника” представлены вопросы расчета параметров слабонаправленной антенны области ультракоротких волн, анализа воздействия многочастотного гармонического сигнала на нелинейный p-n контакт с нелинейной проводимостью, а также вопросы разработки вращающегося узла на основе металлодиэлектрического волновода и стратегии быстрого развития трафика данных.

Из представленного материала очевиден широкий спектр затронутых в серии научных проблем. Редколлегия серии призывает авторов работ еще больше расширить границы и качество исследований с целью еще большего повышения уровня импакт-фактора журнала.

Главный редактор серии
С.О. Симонян

EDITORIAL

Dear reader,

The current number of the series reflects the main generalized issues concerning the present-day problems within the journal specialization scope containing not only new theoretical developments, but also a number of application aspects.

In the section ”Information Technologies”, several problems related to the rapidly developing, so called quantum simulation are considered the solution of which will significantly improve the speed of response of the existing analysis and synthesis facilities of digital calculating devices. The theory of G.E. Pukhov’s differential transforms is developed aimed at efficient application of broad capabilities of up-to-date information technologies in different spheres of simulation, as well as a dialogue applied automated system for the repair and replacement of medical IT devices.

In the section “Electronics”, the problems of developing analogue-to-digital transformers, injection detectors, estimating the characteristics of on-line memory units, as well as issues on optimizing the characteristics of the electrolyte transducer conductance are considered.

The section “Radio Engineering” includes issues on calculating the parameters of the weakly oriented antenna of the ultrashort wave area, the analysis of the multi-frequency harmonic signed impact on the nonlinear conduction p-n contact, as well as problems on developing of a rotating link based on the metal-dielectric waveguide and a strategy for a rapid development of a data traffic.

From the material introduced, it is obvious that a broad spectrum of scientific problems are touched upon in the Series. The editorial staff of the Series invites the potential authors of publications to broaden the range and the quality of investigations aimed at increasing the level of the journal’s impact-factor.

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

ИНФОРМАЦИОННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ

УДК 681.326:519.713

КВАНТОВОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ И ТЕСТИРОВАНИЕ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНЫХ УСТРОЙСТВ

А.А. Багдади[1], В.И. Хаханов[1], В.Ш. Меликян[2], Е.И. Литвинова[1]

[1] *Харьковский национальный университет радиоэлектроники, Харьков, Украина*
[2] *Государственный инженерный университет Армении (Политехник)*

Предлагаются способы реализации кубитных моделей, методов и алгоритмов для повышения быстродействия существующих средств анализа и синтеза цифровых вычислительных устройств за счет увеличения размерности структур данных и памяти. Представлены результаты исследования, касающиеся моделей и методов диагностирования цифровых систем, моделирования исправного поведения.

Ключевые слова: цифровые кубитные структуры, моделирование, диагностика и восстановление цифровых систем, тестирование.

Введение. Квантовые эмуляторы [1-4] на классических компьютерах достаточно эффективно применяются для решения задач, связанных с полным перебором вариантов решений на основе использования теории множеств. Множество элементов в компьютере всегда является упорядоченным, поскольку каждый бит, байт или другой компонент имеет свой адрес. Поэтому все теоретико-множественные операции, так или иначе, сводятся к полному перебору адресов примитивных элементов. Адресный порядок структур данных приемлем для задач, где компоненты моделей можно строго ранжировать, что дает возможность выполнять их анализ за один проход или одну итерацию. Для неупорядоченных данных вместо строгого порядка можно предложить процессор, где элементарной ячейкой служит образ или шаблон универсума из n примитивов, который генерирует $Q = 2^n$ всех возможных состояний такой ячейки в виде булеана или множества всех подмножеств. Прямое решение, ориентированное на создание такой ячейки, использует унитарное позиционное кодирование состояний примитивов, которое с помощью суперпозиции последних образует универсум примитивов, формирующих в пределе булеан или множество всех подмножеств [5].

n-кубит есть векторная форма унитарного кодирования универсума из n примитивов для задания булеана состояний 2^{2^n} с помощью 2^n двоичных переменных. При этом допускается суперпозиция в векторе 2^n состояний. Кубит (n-кубит) дает возможность использовать логические операции вместо

теоретико-множественных для существенного ускорения процессов синтеза и анализа дискретных систем. В дальнейшем изложении кубит отождествляется с n-кубитом или вектором. Поскольку квантовые вычисления связаны с анализом кубитных структур данных, то далее частично употребляется определение “квантовый” для идентификации технологий, использующих два свойства квантовой механики: параллелизм обработки и суперпозиция состояний.

1. Кубитный метод диагностирования цифровых систем (ЦС). Предлагается метод диагностирования функциональных нарушений и константных неисправностей в программных или аппаратных блоках, использующих “кубитные” или многозначные структуры данных для задания диагностической информации.

Модель объекта диагностирования представлена в форме графа ЦС, имеющей функциональные элементы, соединенные линиями связей. Среди них имеются ассерции – точки наблюдения или мониторинга, необходимые для верификации, тестирования и диагностирования неисправностей [2]. Диагностическая информация представлена компонентами: 1) тест проверки или диагностирования неисправностей заданного класса; в данном случае рассматриваются одиночные константные дефекты $\{\equiv 0, \equiv 1\}$ линий схемы; 2) таблица неисправностей, строки которой задают векторы проверяемых на каждом тестовом наборе дефектов, привязанных к линиям схемы; 3) матрица достижимостей, определяющая достижимость каждой ассерционной точки со стороны множества предшествующих линий [4]; 4) матрица состояния ассерционного механизма, или матрица экспериментальной проверки, задающая состояние каждой ассерции на тестовых наборах путем сравнения эталонной реакции в данной точке с реальным сигналом в процессе выполнения диагностического эксперимента [2,4].

Базовая модель диагностирования цифрового изделия, дискретного процесса или явления представлена компонентами, создающими 4 измерения в пространстве признаков:

$$\begin{cases} D_b = <S, A, F, T>, \\ D = \{<S, A>, <F, T>\}; \end{cases}$$

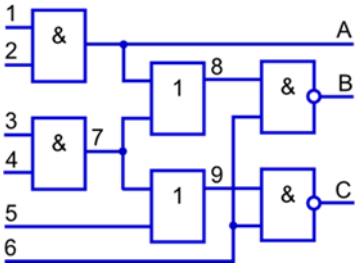
$$\begin{cases} V_b = (|S| \times |A| \times |F| \times |T|), \\ V = (|S| \times |A|) + (|F| \times |T|), \\ V_b >> V; \end{cases}$$

$$\begin{cases} S^* = f(S, A, T), \\ A^* = g(T, A), \\ F^* = h(S, A, F, T). \end{cases}$$

Существенно уменьшить объем диагностической информации можно путем понижения размерности пространства признаков за счет разделения базовой модели на два непересекающихся подмножества $< S, A >, < F, T >$. В этом случае оценка объема диагностической информации становится не мультипликативной, а аддитивной по отношению к мощности полученных в результате разбиения подмножеств без какого-либо уменьшения глубины диагностирования.

В процессе выполнения метода диагностирования создается двоичная матрица структурной активизации неисправностей, служащая маской для существенного уменьшения множества подозреваемых дефектов при совместном анализе таблицы неисправностей. При этом символы одиночных константных дефектов $\{0, 1, X, \varnothing\}$, $X = \{0, 1\}$ в ячейках таблицы неисправностей кодируются соответствующими состояниями кубита (10,01,11,00) многозначного алфавита Кантора $A^k = \{0, 1, X, \varnothing\}$, что дает возможность исключить из вычислительных процессов теоретико-множественные процедуры, заменив их на векторные логические операции.

Для рассмотрения сущности предлагаемого метода используется фрагмент цифровой схемы (рис. 1). Здесь имеются три ассерционные точки A,B,C для наблюдения за состоянием всех линий схемы в процессе тестирования (выполнения диагностического эксперимента) путем подачи пяти тестовых воздействий, заданных в таблице неисправностей F(T). Координаты данной таблицы задают проверяемые на тест-векторах неисправности 0 и 1, а также имеются состояния координат: $\varnothing$ (.) – отсутствие проверяемых дефектов и X – проверка на линии константы 0 и 1 одновременно. Правая часть таблицы есть матрица состояний ассерционного механизма в виде результатов сравнения эталонной и реальной реакций ЦУ на тестовые наборы. Значение “1” означает несравнение, “0” – совпадение упомянутых реакций.



T \ F	1	2	3	4	5	6	7	8	9	A	B	C	A_a	A_b	A_c
111101	0	0	0	0	.	0	0	0	0	0	1	1	1	0	0
010101	1	.	1	.	1	.	1	1	1	1	0	0	0	1	1
101001	.	1	.	1	1	.	1	1	1	1	0	0	0	0	0
000011	.	.	.	.	0	0	1	1	0	1	0	1	0	0	0
111110	0	0	.	.	.	1	.	.	.	0	0	0	1	1	1

Рис. 1. Фрагмент ЦС и таблица неисправностей

Для фрагмента ЦС (рис. 1) матрица достижимостей имеет следующий вид:

$S=\|S_{ij}\|$	1	2	3	4	5	6	7	8	9	A	B	C
1	1	1	.	.	.	.	.	.	.	1	.	.
2	1	1	1	1	.	1	1	1	.	.	1	.
3	.	.	1	1	1	1	1	.	1	.	.	1

Здесь выходы-ассерции A,B,C являются мониторами технического состояния объекта диагностирования. Каждый из них может иметь два значения: $A_{ij} \in \{0.1\}$, определяющие матрицу экспериментальной проверки $A=|A_{ij}|$ путем сравнения эталонных $T=|T_{ij}|$ и реальных $U=|U_{ij}|$ состояний наблюдаемых или выходных линий; $A_{ij}=T_{ij} \oplus U_{ij}$, формирующие маску возможных дефектов с помощью следующего выражения: $S_i=S(T_i)=(\bigvee_{A_{ij}=1} S_{ij}) \wedge (\overline{\bigvee_{A_{ij}=0} S_{ij}})$. Каждый тест-вектор (-сегмент) активизирует собственную структуру возможных дефектов, которая функционально зависит от маски, ассерций (состояния наблюдаемых выходов) и тестовых наборов: $S=f(S,A,T_i)$. Если предположить, что в матрице $S=|S_{ij}|$ состояния ассерционных выходов на первом тест-векторе равны $A_{1A}=0; A_{1B}=1; A_{1C}=1$, где значение “1” идентифицирует проявление дефекта в устройстве, то маска возможных дефектов, согласно функционалу $S_1=S(T_1)=(\bigvee_{A_{1j}=1} S_{1j}) \wedge (\overline{\bigvee_{A_{1j}=0} S_{1j}})$, будет иметь следующий вид:

$$S_1=S(T_1)=(S_2 \vee S_3) \wedge (\overline{S_1})=(111101110010 \vee 001111101001) \wedge (\overline{110000000100})=$$
$$=(111111111011) \wedge (001111111011)=(001111111011).$$

Полученная маска накладывается на первую строку таблицы неисправностей, что определяет множество подозреваемых дефектов $F_i=T_i \wedge S|_{i=1} \rightarrow F_1=T_1 \wedge S_1$, формирующих ассерционную выходную реакцию $A_{1(A,B,C)}=(011)$ устройства на первый тест-вектор:

неисправности	1	2	3	4	5	6	7	8	9	A	B	C
T_1	0	0	0	0	.	0	0	0	0	0	1	1
S_1	0	0	1	1	1	1	1	1	1	0	1	1
$F_1=T_1 \wedge S_1$	.	.	0	0	.	.	0	0	0	.	1	1

В соответствии с предложенной процедурой получения маски одной строки выполняется построение матрицы структурной активизации неисправностей S(T) на основе использования таблицы экспериментальной проверки $A=|A_{ij}|$, задающей состояния ассерционного механизма в процессе выполнения тестирования $S(T)=S \otimes A$:

$S=\|S_{ij}\|$	1	2	3	4	5	6	7	8	9	A	B	C
1	1	1	.	.	.	.	.	.	.	1	.	.
2	1	1	1	1	.	1	1	1	.	.	1	.
3	.	.	1	1	1	1	1	.	1	.	.	1

$\otimes \rightarrow$

$A=\|A_{ij}\|$	A	B	C
T1	1	0	0
T2	0	1	1
T3	0	0	0
T4	0	0	0
T5	1	1	1

=

S(T)	1	2	3	4	5	6	7	8	9	A	B	C
T1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0
T2	0	0	1	1	1	1	1	1	1	0	1	1
T3	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
T4	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
T5	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1

В целях формирования структур данных, удобных для компьютерной обработки, необходимо перевести символы таблицы неисправностей в двухразрядные коды в соответствии с правилами $\triangleright$-кодирования: $\triangleright = \{0=10, 1=01, X=11, \varnothing=00\}$, применение которых к таблице неисправностей F(T) дает следующий результат:

F(T)	1	2	3	4	5	6	7	8	9	A	B	C
T1	0	0	0	0	.	0	0	0	0	0	1	1
T2	1	.	1	.	1	.	1	1	1	1	0	0
T3	.	1	.	1	1	.	1	1	1	1	0	0
T4	.	.	.	.	0	0	1	1	0	1	0	1
T5	0	0	.	.	.	1	.	.	.	0	0	0

$\xrightarrow{\triangleright}$

F(T)	1	2	3	4	5	6	7	8	9	A	B	C
T1	10	10	10	10	00	10	10	10	10	10	01	01
T2	01	00	01	00	01	00	01	01	01	01	10	10
T3	00	01	00	01	01	00	01	01	01	01	10	10
T4	00	00	00	00	10	10	01	01	10	01	10	01
T5	10	10	00	00	00	01	00	00	00	10	10	10

После получения структурной матрицы S(T), предназначенной маскировать реальные дефекты в таблице неисправностей, и ее кодированной формы необходимо выполнить #-суперпозицию двух матриц: $F(T)=S(T)\#F(T)$, сводящуюся к выполнению #-операции над одноименными координатами $F_{ij}=\overline{F}_j \leftarrow (F_j=00)\vee(S_{ij}=0)$, что означает модификацию кодов координат таблицы F(T) при выполнении заданных условий. Иначе, данная операция сводится к инверсии ячеек матрицы кодов неисправностей, маскируемых нулевыми сигналами структурной матрицы активизации, а также всех нулевых кодов таблицы неисправностей. Таблица истинности данной #-операции в символьном и кодированном виде представлена ниже:

$\#=S_{ij}\setminus F_{ij}$	$\varnothing$	1	0	X
0	X	0	1	$\varnothing$
1	X	1	0	X

$\#=S_{ij}\setminus F_{ij}$	00	01	10	11
0	11	10	01	00
1	11	01	10	11

Таблица истинности скорректирована относительно инверсии состояния 00 в 11 при единичном значении сигнала активизации неисправности, потому что такой код (00) означает присутствие в схеме на линии пустого множества проверяемых дефектов, что невозможно. Но код 00 еще блокирует все вычисления конъюнкции по столбцу, превращая результат в 00. Инверсия кода дает возможность не маскировать при логическом умножении действительно присутствующие дефекты любых знаков. При этом предполагается, что невозможно тест-вектором проверить на одной линии схемы дефекты разных знаков.

Выполнение процедуры суперпозиции структурной матрицы с кодированной таблицей неисправностей $F(T) = S(T) \# F(T)$ дает следующий результат:

S(T)	1	2	3	4	5	6	7	8	9	A	B	C
T1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0
T2	0	0	1	1	1	1	1	1	1	0	1	1
T3	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
T4	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
T5	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1

$\overset{\#}{\rightarrow}$

F(T)	1	2	3	4	5	6	7	8	9	A	B	C
T1	10	10	10	10	00	10	10	10	10	10	01	01
T2	01	00	01	00	01	00	01	01	01	01	10	10
T3	00	01	00	01	01	00	01	01	01	01	10	10
T4	00	00	00	00	10	10	01	01	10	01	10	01
T5	10	10	00	00	00	01	00	00	00	10	10	10

=

=

F(T)	1	2	3	4	5	6	7	8	9	A	B	C
$\wedge$	10	10	01	01	11	01	01	01	01	10	10	10
	10	11	01	11	01	11	01	01	01	10	10	10
	11	10	11	10	10	11	10	10	10	10	01	01
	11	11	11	11	01	01	10	10	01	10	01	10
	10	10	11	11	11	01	11	11	11	10	10	10
$F(T) = \bigwedge_{i=1}^{n} F_i$	10	10	01	00	00	01	00	00	00	10	00	00
F =	0	0	1	.	.	1	.	.	.	0	.	.

На заключительной стадии диагностирования выполняется единственная и векторная операция логического умножения всех строк кодированной модифицированной таблицы истинности F(T) :

$$F(T) = (\bigvee_{A_i=1} F_i) \wedge (\overline{\bigvee_{A_i=0} F_i}) = (\bigwedge_{A_i=1} F_i) \wedge (\overline{\bigvee_{A_i=0} F_i}) = (\bigwedge_{A_i=1} F_i) \wedge (\bigwedge_{A_i=0} \overline{F}_i) = (\bigwedge_{i=1}^{n} F_i).$$

Это дает возможность точно определить все дефекты, присутствующие в объекте диагностирования, представленные в двух нижних строках приведенной выше кодированной таблицы неисправностей F(T): $F = \{1^0, 2^0, 3^1, 6^1, A^0\}$.

Модель процесса диагностирования ЦУ, содержащая функциональные преобразователи, связанные с выполнением следующих шагов, приведена на рис. 2.

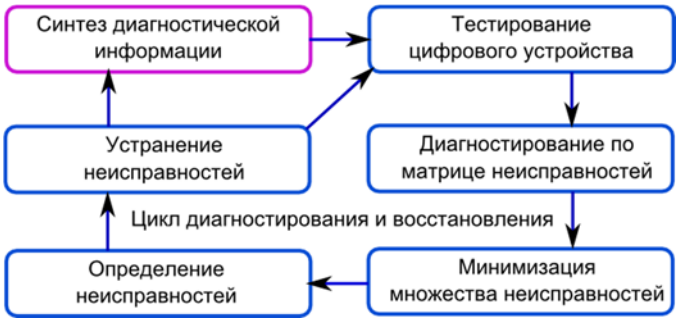


Рис. 2. Цикл диагностирования и восстановления логических блоков

Предложенный метод диагностирования дефектов заключается в использовании для получения диагноза единственной параллельной операции

логического умножения, что в сочетании со структурным маскированием неисправностей дает преимущества перед аналогами в части увеличения быстродействия и повышения глубины диагностирования.

2. Кубитное моделирование ЦС. В ЦС (рис. 3) традиционно используются структура взаимосвязанных элементов и кубические покрытия (таблицы истинности) логических элементов.

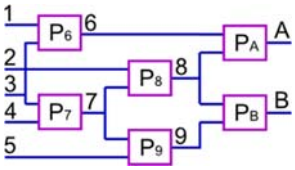


Рис. 3. Фрагмент ЦС

Цель предлагаемого метода кубитного моделирования – заменить таблицы истинности компонентов ЦУ векторами состояний выходов. Пусть функциональный примитив с номером P_6 имеет следующую таблицу истинности:

$P_6 =$

X_1	X_2	Y
0	0	1
0	1	1
1	0	1
1	1	0

Данное покрытие логического элемента можно трансформировать путем унитарного кодирования входных векторов на основе использования двухтактного алфавита [2-4]. Символы и их коды, предназначенные для описания автоматных переменных, представляют собой булеан на универсуме из четырех примитивов, что соответствует формату вектора, содержащего два кубита:

B*(Y)={Q=(1000), E=(0100), H=(0010), J=(0001), O={Q,H}=(1010), I={E,J}=(0101), A={Q,E}=(1100), B={H,J}=(0011), S={Q,J}=(1001, P={E,H}=(0110), C={E,H,J}=(1110), F={Q,H,J}=(1011), L={Q,E,J}=(1101), V={Q,E,H}=(1110), Y={Q,E,H,J} =(1111), U=(0000)}.

С помощью двухтактного алфавита любое покрытие функционального одновыходного примитива путем кодирования входных наборов и последующего объединения символов всегда можно представить двумя кубами или даже одним, учитывая, что кубы взаимно инверсны:

$$P_6 = \begin{array}{|c|c|}\hline 00 & 1 \\ 01 & 1 \\ 10 & 1 \\ 11 & 0 \\ \hline \end{array} = \begin{array}{|c|c|}\hline Q & 1 \\ E & 1 \\ H & 1 \\ J & 0 \\ \hline \end{array} = \begin{array}{|c|c|}\hline V & 1 \\ J & 0 \\ \hline \end{array} = \begin{array}{|c|c|}\hline 1110 & 1 \\ 0001 & 0 \\ \hline \end{array} \rightarrow \boxed{1\ 1\ 1\ 0}$$

Модель для анализа ЦС на основе использования кубитных структур данных может быть описана четырьмя компонентами:

$$F = < L, M, X, Q >,$$
$$L = (L_1, L_2, ..., L_j, ..., L_n);$$
$$M = (M_1, M_2, ..., M_j, ..., M_n);$$
$$X = (X_{n_x+1}, X_{n_x+2}, ..., X_{n_x+i}, ..., X_n);$$
$$Q = (Q_{n_x+1}, Q_{n_x+2}, ..., Q_{n_x+i}, ..., Q_n).$$

Здесь представлены соответственно: L – вектор идентификаторов эквипотенциальных линий схемы ЦС, который ввиду своей тривиальности может быть исключен из модели, но при этом необходимо иметь число входных переменных устройства и общее количество линий; M – вектор моделирования состояний всех линий схемы; X – упорядоченная совокупность векторов входных переменных каждого примитива схемы, привязанных к номерам выходов; Q – совокупность Q-покрытий примитивов, строго привязанных к номерам выходов и входным переменным примитивов; n – число линий в схеме; n_x – количество входных переменных.

В качестве примера кубитного задания модели ЦУ $F = < L, M, X, Q >$, представленного на рис. 4, ниже приведен вариант структурной таблицы описания схемы для анализа исправного поведения:

L	1	2	3	4	5	6	7	8	9	A	B
M	1	1	1	1	1	0	1	0	1	1	0
X	.	.	.	.	.	13	34	27	75	68	89
Q	.	.	.	.	.	1	0	1	1	1	1
	.	.	.	.	.	1	1	0	0	0	0
	.	.	.	.	.	1	1	0	0	1	1
	.	.	.	.	.	0	1	0	1	0	1

Метод кубитного моделирования исправного поведения сводится к определению значения выхода элемента по адресу, формируемому конкатенацией двоичных состояний входных переменных каждого примитива ЦС $M(Y_i) = Q_i[M(X_{i1} * X_{i2} ... * X_{ij} ... * X_{ik_i})]$. Здесь k_i – число входных линий в примитиве с номером i. Поскольку номера невходных линий вектора L однозначно идентифицируют по выходам обрабатываемые примитивы, то формула моделирования может быть приведена к циклу определения состояний всех невходных переменных:

$$M_i = Q_i[M(X_{i1} * X_{i2} ... * X_{ij} ... * X_{ik_i})] = Q_i[M(A_i)], \ i = \overline{n_x + 1, n}.$$

Вычислительная сложность предложенного Q-метода моделирования на основе кубитных функциональностей определяется процедурами формирования адреса – входного вектора, содержащего k_i переменных, для каждого i-го примитива $[(r + w) \times k_i]$, считыванием бита из квант-вектора по

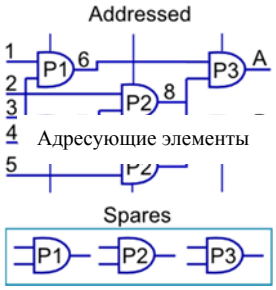
конкатенированному адресу и записью $(r+w)$ данного бита в вектор моделирования:

$$\eta = \sum_{i=n_x+1}^{n}\{[(r+w)\times k_i]+(r+w)\} = \sum_{i=n_x+1}^{n}[(r+w)\times(k_i+1)] = (r+w)\times \sum_{i=n_x+1}^{n}(k_i+1).$$

Таким образом, предложенный Q-метод интерпретативного исправного моделирования ЦС позволяет существенно повысить быстродействие и уменьшить объемы структур данных за счет замены таблиц истинности на Q-покрытия.

3. Восстановление работоспособности комбинационных устройств. В настоящее время восстановление работоспособности логических схем [5, 6] производится двумя способами. Первый заключается в реконфигурации структуры логических элементов в режиме offline, обеспечивающей возможность замены каждого из неисправных примитивов. Второй создает условия для замены неисправных элементов путем использования запасных логических компонентов и мультиплексоров для переадресации отказавших примитивов.

Структуры кубитных данных модифицируются в сторону дополнения строкой типов примитивов $F=<L,M,X,P,Q>, P=(P_1,P_2,...,P_i,...,P_m)$, задействованных при синтезе ЦС, если необходимо в процессе функционирования выполнять ремонт или восстанавливать работоспособность за счет введения запасных примитивов, которые так же, как и основные, реализуются на основе элементов памяти. На рис. 4 изображен пример схемной структуры из адресуемых и трех запасных элементов. Здесь же представлены структуры данных, соответствующие данной схеме с тремя дополнительными элементами:



Запасные элементы

L	1	2	3	4	5	6	7	8	9	A	B
M	1	1	1	1	1	0	0	1	1	1	0
X	.	.	.	.	.	13	34	27	75	68	89
P	.	.	.	.	.	1	2	3	4	5	6
Q	1	1	0	0	1	1	1	0	1	.	.
	1	1	1	1	0	0	1	1	0	.	.
	1	1	1	1	1	1	1	1	1	.	.
	0	0	0	0	0	0	0	0	0	.	.

Рис. 4. Пример схемной структуры из адресуемых и запасных элементов

Таблица (рис. 4) оперирует номерами структурных примитивов, что дает возможность заменить любой отказавший элемент исправным из ремонтного запаса путем изменения адресного номера в строке примитивов P. Ремонтные элементы в данной таблице начинаются со столбца номер 7.

В следующей таблице представлены строка типов логических элементов, а также адреса типов этих примитивов, отмеченные номерами:

L	1	2	3	4	5	6	7	8	9	A	B
M	1	1	1	1	1	0	0	1	1	1	0
X	.	.	.	.	.	13	34	27	75	68	89
P	.	.	.	.	.	1	1	2	2	3	3
Q	1	0	1	1	0	1	.	.	.	.	.
	1	1	0	1	1	0	.	.	.	.	.
	1	1	1	1	1	1	.	.	.	.	.
	0	0	0	0	0	0	.	.	.	.	.

Если кубитные модели схем не имеют запасных примитивов, то соответствующий формат таблиц будет иметь следующий вид:

L	1	2	3	4	5	6	7	8	9	A	B
M	1	1	1	1	1	0	0	1	1	1	0
X	.	.	.	.	.	13	34	27	75	68	89
P	.	.	.	.	.	1	1	2	2	3	3
Q	1	0	1	.	.	.	.	.	.	.	.
	1	1	0	.	.	.	.	.	.	.	.
	1	1	1	.	.	.	.	.	.	.	.
	0	0	0	.	.	.	.	.	.	.	.

Таким образом, квантовые структуры данных ориентированы на компактность описания функционалов цифрового изделия кубитными векторами, повышение быстродействия процедур моделирования за счет адресации состояний выходов примитивов, а также на восстановление работоспособности отдельных логических элементов.

Заключение. Усовершенствован метод диагностирования дефектов ЦС за счет использования единственной параллельной операции логического умножения, что в сочетании со структурным маскированием неисправностей дает преимущества перед аналогами в части компактности представления данных, увеличения быстродействия и повышения глубины диагностирования. Предложен новый Q-метод интерпретативного исправного моделирования ЦС, характеризующийся использованием компактных Q-покрытий вместо таблиц истинности, позволяющий существенно повысить быстродействие анализа за счет адресного формирования выходов функциональных примитивов и уменьшить объемы структур данных. Усовершенствована модель ЦС путем дополнения в структуру устройства избыточных ремонтных компонентов и управляющего автомата, ориентированного на последовательную обработку комбинационных примитивов, что дает возможность осуществлять процедуру переадресации отказавших примитивов в режиме штатного функционирования.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Michael A. Nielsen & Isaac L. Chuang.** Quantum Computation and Quantum Information. - Cambridge University Press, 2010.- 676 p.
2. Квантовые модели вычислительных процессов / **В.И. Хаханов, Мурад Али А., Е.И. Литвинова и др.** // Радиоэлектроника и информатика. - 2011. - № 3.- С. 35-40.
3. **Бондаренко М.Ф., Хаханов В.И., Литвинова Е.И.** Структура логического ассоциативного мультипроцессора // Автоматика и телемеханика. - 2012. - № 10. - С. 71-92.
4. **Vladimir Hahanov, Alexander Barkalov and Marian Adamsky.** Infrastructure intellectual property for SoC simulation and diagnosis service // Springer. - 2011. - P. 289-330.
5. **Hahanov V., Litvinova E., Gharibi W., Murad Ali Abbas.** Qubit models for SoC Synthesis Parallel and cloud computing. – USA, 2012. - Vol.1, iss 1. - P. 16-20.
6. Qubit Model for solving the coverage problem / **V.I. Hahanov, E.I. Litvinova, S.V. Chumachenko, et al** // Proc. of IEEE East-West Design and Test Symposium: IEEE. – USA, Kharkov, 14-17 September 2012. - 2012.- P.142 - 144.

Поступила в редакцию 10.01.2014.
Принята к опубликованию 12.05.2014.

ՀԱՇՎԻՉ ՍԱՐՔԵՐԻ ՔՎԱՆՏԱՅԻՆ ՄՈԴԵԼԱՎՈՐՈՒՄ ԵՎ ԹԵՍՏԱՎՈՐՈՒՄ

Ա.Ա. Բաղդադի, Վ.Ի. Հահանով, Վ.Շ. Մելիքյան, Ե.Ի. Լիտվինովա

Առաջարկվում են թվային համակարգչային սարքերի վերլուծության և սինթեզի գոյություն ունեցող միջոցների արագագործության բարձրացման նպատակով կուբիթային մոդելների, մեթոդների և ալգորիթմների իրականացման եղանակներ՝ տվյալների կառուցվածքների և հիշողության չափերի մեծացման հաշվին: Ներկայացված են թվային մոդելների և մեթոդների ախտորոշման, ճիշտ վարքագծի մոդելավորման արդյունքները:

Առանցքային բառեր. թվային կուբիթային կառուցվածքներ, մոդելավորում, թվային համակարգերի ախտորոշում և վերականգնում, թեստավորում:

QUANTUM MODELING AND TESTING OF DIGITAL UNITS

A.A. Baghdadi, V. I. Hahanov, V.Sh. Melikyan, E.I. Litvinova

Ways of improving the performance of quantum models, methods and algorithms for the existing means to analyze and synthesize digital computing devices by increasing the dimension of the data structures and memory are proposed. The investigation results of the design theory for computer products, as well as models and methods for quantum diagnosis of digital systems, qubit modeling fault-free behavior, analysis of digital devices are presented.

Keywords: digital qubit structures, modeling, diagnostics and restoration of digital systems, testing.

УДК 621.52 +511.52

МЕТОДЫ ОПРЕДЕЛЕНИЯ КОМПЛЕКСНЫХ ОДНОПАРАМЕТРИЧЕСКИХ ОБОБЩЕННЫХ ОБРАТНЫХ МАТРИЦ МУРА–ПЕНРОУЗА

С.О. Симонян[1], Г.В. Адамян[1], А.С. Симонян[2], Л.В. Празян [1]

[1] Государственный инженерный университет Армении (Политехник)
[2] Иджеванский филиал ЕГУ, Иджеван, Армения

Предложены аналитические и численно–аналитические методы определения комплексных однопараметрических обобщенных обратных матриц Мура–Пенроуза. Рассмотрен модельный пример.

Ключевые слова: комплексная однопараметрическая матрица, обобщенная обратная матрица, аналитическое решение, дифференциальные преобразования, численно–аналитическое решение.

Введение. Для определения однопараметрических обобщенных обратных матриц $X(t)=A^{+}(t) \in R^{nxm}$ Мура–Пенроуза [1,2] при однопараметрических матрицах $A(t) \in R^{mxn}$ (параметр t может быть временем, оператором Лапласа ($S\sim\frac{d}{dt}$) или другим параметром) на основе дифференциальных преобразований Пухова [3] в работе [4] был предложен дифференциальный аналог (Д–аналог) простейшего метода с двумя разновидностями (явные последовательные рекуррентные вычислительные схемы), а в работе [5] – матрично–векторные представления этих схем (параллельные вычислительные схемы). В настоящей работе рассматриваются комплексные однопараметрические матрицы $A(t) \in C^{mxn}$ и соответствующие аналитические, а также численно–аналитические вычислительные схемы определения однопараметрических обобщенных обратных матриц Мура-Пенроуза, удовлетворяющих условиям

$$A(t)\cdot X(t)\cdot A(t)=A(t)\ , \tag{1}$$

$$X(t)\cdot A(t)\cdot X(t)=X(t), \tag{2}$$

$$[A(t)\cdot X(t)]^{*} = A(t)\cdot X(t) \tag{3}$$

$$[X(t)\cdot A(t)]^{*} = X(t)\cdot A(t), \tag{4}$$

где символ $*$ − знак комплексного сопряжения.

Итак, комплексную однопараметрическую матрицу $A(t)_{mxn}$ представим в виде

$$A(t)_{\ mxn} = B(t)_{\ mxn} + j\cdot C(t)_{mxn}\ , \tag{5}$$

а соответствующую ей обобщенную обратную матрицу - в виде

$$X(t)_{nxm} = A^{+}(t)_{nxm} = G(t)_{nxm} + j \cdot H(t)_{nxm}\,, \qquad (6)$$

где $B(t)$ и $G(t)$ – матрицы действительных частей; $C(t)$ и $H(t)$ – матрицы мнимых частей матриц $A(t)$ и $X(t)$ соответственно; $j = \sqrt{-1}$ – мнимая единица. Пусть существуют дифференциальные преобразования однопараметрических матриц $B(t)$, $C(t)$ и $G(t)$, $H(t)$, т.е.

$$B(K) = \frac{H^K}{K!} \cdot \frac{\partial^K B(t)}{\partial t^K}\Big|_{t=t_v},\ K = \overline{0,\infty} \doteq B(t) = \mathcal{H}_1\,(t, t_v, H, B(K), K = \overline{0,\infty}), \qquad (7)$$

$$C(K) = \frac{H^k}{K!} \cdot \frac{\partial^K C(t)}{\partial t^K}\Big|_{t=t_v},\ K = \overline{0,\infty} \doteq C(t) = \mathcal{H}_2\,(t, t_v, H, C(K), K = \overline{0,\infty}), \qquad (8)$$

$$G(K) = \frac{H^K}{K!} \cdot \frac{\partial^K G(t)}{\partial t^K}\Big|_{t=t_v},\ K = \overline{0,\infty} \doteq G(t) = \mathcal{H}_3(t, t_v, H, G(K), K = \overline{0,\infty}), \qquad (9)$$

$$H(K) = \frac{H^K}{K!} \cdot \frac{\partial^K H(t)}{\partial t^K}\Big|_{t=t_v},\ K = \overline{0,\infty} \doteq H(t) = \mathcal{H}_4(t, t_v, H, H(K), K = \overline{0,\infty}), \qquad (10)$$

где левые части – прямые преобразования; правые части – обратные преобразования; $K = \overline{0,\infty}$ - целочисленный аргумент; $B(K)$, $C(K)$ и $G(K)$,$H(K)$, $K = \overline{0,\infty}$ - матричные дискреты матричных оригиналов $B(t)$, $C(t)$ и $G(t)$, $H(t)$ соответственно с размерами mxn; t_v – центр аппроксимации; $\mathcal{H}_1(\cdot), \mathcal{H}_2(\cdot)$ и $\mathcal{H}_3(\cdot), \mathcal{H}_4(\cdot)$ – матричные функции, восстанавливающие оригиналы-матрицы $B(t)$, $C(t)$ и $G(t)$, $H(t)$ соответственно; символ $\doteq$ - знак перехода из области оригиналов в область D – изображений и наоборот [3].

Математический аппарат. Воспользуемся подходом, предложенным в [4]. Представим аналитические и численно–аналитические решения рассматриваемой задачи.

<u>Аналитическое решение (1– й вариант)</u>. Потребуем, чтобы имело место простейшее условие

$$A(t) \cdot X(t) = E_{mxm} \qquad (11)$$

или с учетом (5) и (6):

$$[\,B(t) + j \cdot C(t)] \cdot [\,G(t) + j \cdot H(t)] = [B(t) \cdot G(t) - C(t) \cdot H(t)] + j \cdot [C(t) \cdot G(t) + \\ + B(t) \cdot H(t)] = E_{mxm} + j \cdot [0]_{mxm}\,. \qquad (12)$$

Из (12), очевидно, получим следующую систему матричных уравнений с подлежащими определению неизвестными матрицами $G(t)$ и $H(t)$:

$$\begin{cases} B(t) \cdot G(t) - C(t) \cdot H(t) = E_{mxm}\,, \\ C(t) \cdot G(t) + B(t) \cdot H(t) = [0]_{mxm} \end{cases} \qquad (13)$$

или в матрично–блочно–столбцевом представлении:

$$\left[\begin{array}{c|c} B(t) & -C(t) \\ \hline C(t) & B(t) \end{array}\right] \cdot \left[\begin{array}{c} G(t) \\ H(t) \end{array}\right] = \left[\begin{array}{c} E \\ 0 \end{array}\right]. \qquad (14)$$

Из (14), естественно, имеем аналитическое решение

$$\left[\begin{array}{c} G(t) \\ H(t) \end{array}\right]_{2nxm} = \left[\begin{array}{c|c} B(t) & -C(t) \\ \hline C(t) & B(t) \end{array}\right]^{+}_{2nx2m} \cdot \left[\begin{array}{c} E \\ 0 \end{array}\right]_{2mxm}. \qquad (15)$$

<u>Аналитическое решение (2 –й вариант)</u> . Потребуем, чтобы имело место простейшее условие

$$X(t) \cdot A(t) = E_{nxn} \tag{16}$$

или, с учетом (5) и (6):

$$[\,G(t) + j \cdot H(t)] \cdot [\,B(t) + j \cdot C(t)] = [G(t) \cdot B(t) - H(t) \cdot C(t)] + j \cdot [\,G(t) \cdot C(t) + H(t) \cdot B(t)] = E_{nxn} + j \cdot [0]_{nxn}\,. \tag{17}$$

Аналогично из (17) получим следующую систему матричных уравнений с подлежащими определению неизвестными матрицами *G(t)* и *H(t)*:

$$\begin{cases} G(t) \cdot B(t) - H(t) \cdot C(t) = E_{nxn}\,, \\ G(t) \cdot C(t) + H(t) \cdot B(t) = [0]_{nxn} \end{cases} \tag{18}$$

или в матрично–блочно–строчном представлении:

$$[G(t) \vdots H(t)] \cdot \left[\begin{array}{c:c} B(t) & C(t) \\ \hdashline -C(t) & B(t) \end{array}\right] = [E \vdots 0]\,. \tag{19}$$

Отсюда имеем аналитическое решение

$$[G(t) \vdots H(t)]_{nx2m} = [E \vdots 0]_{nx2n} \cdot \left[\begin{array}{c:c} B(t) & C(t) \\ \hdashline -C(t) & B(t) \end{array}\right]^{+}_{2nx2m}\,. \tag{20}$$

Замечание 1. Нахождение матриц *G(t)* и *H(t)* в соответствии с аналитическими решениями (15) и (20) и, следовательно, неизвестной обобщенной обратной матрицы *X(t)* практически возможно при весьма малых размерах матрицы *A(t)* и ее простых элементах из–за вычислительных трудностей нахождения функциональных псевдообратных матриц, входящих в соотношения (15) и (20). Ввиду этого обстоятельства, оказывается, в общем случае намного целесообразнее использование численно–аналитических вычислительных схем определения *X(t)* на основе дифференциальных преобразований [3], на которых и остановимся далее.

<u>Численно–аналитическое решение (1 –й вариант).</u> Систему матричных уравнений (13) из области оригиналов переведем в область дифференциальных изображений. Получим:

<u>при *K = 0*:</u>

$$\begin{cases} B(0) \cdot G(0) - C(0) \cdot H(0) = E_{mxm} \cdot \delta(0), \\ C(0) \cdot G(0) + B(0) \cdot H(0) = [0]_{mxm}, \end{cases} \tag{21}$$

где $\delta(0)$ =1, если *K =0*; $\delta(K)$ =*0*, если *K*$\geq$ 1 – тейлоровская единица [3]. Отсюда имеем

$$\left[\begin{array}{c:c} B(0) & -C(0) \\ \hdashline C(0) & B(0) \end{array}\right] \cdot \left[\begin{array}{c} G(0) \\ \hdashline H(0) \end{array}\right] = \left[\begin{array}{c} E \\ \hdashline 0 \end{array}\right],$$

откуда

$$\left[\begin{array}{c} G(0) \\ \hdashline H(0) \end{array}\right]_{2nxm} = \left[\begin{array}{c:c} B(0) & -C(0) \\ \hdashline C(0) & B(0) \end{array}\right]^{+}_{2nx2m} \cdot \left[\begin{array}{c} E \\ \hdashline 0 \end{array}\right]_{2mxm}; \tag{22}$$

<u>при *K =1*:</u>

$$\begin{cases} B(0) \cdot G(1) + B(1) \cdot G(0) - C(0) \cdot H(1) - C(1) \cdot H(0) = 0, \\ C(0) \cdot G(1) + C(1) \cdot G(0) + B(0) \cdot H(1) + B(1) \cdot H(0) = 0, \end{cases}$$

откуда

$$\begin{bmatrix} G(1) \\ H(1) \end{bmatrix}_{2nxm} = \begin{bmatrix} B(0) & -C(0) \\ C(0) & B(0) \end{bmatrix}^{+}_{2nx2m} \cdot \begin{bmatrix} -B(1)\cdot G(0) + C(1)\cdot H(0) \\ -C(1)\cdot G(0) - B(1)\cdot H(0) \end{bmatrix}_{2mxm} =$$

$$= \begin{bmatrix} B(0) & -C(0) \\ C(0) & B(0) \end{bmatrix}^{+}_{2nx2m} \cdot \begin{bmatrix} -B(1) & C(1) \\ -C(1) & -B(1) \end{bmatrix}_{2mx2n} \cdot \begin{bmatrix} G(0) \\ H(0) \end{bmatrix}_{2nxm}; \qquad (23)$$

<u>при *K = 2*:</u>

$$\begin{cases} B(0)\cdot G(2) + B(1)\cdot G(1) + B(2)\cdot G(0) - \\ -C(0)\cdot H(2) - C(1)\cdot H(1) - C(2)\cdot H(0) = 0, \\ C(0)\cdot G(2) + C(1)\cdot G(1) + C(2)\cdot G(0) + \\ +B(0)\cdot H(2) + B(1)\cdot H(1) + B(2)\cdot H(0) = 0, \end{cases}$$

откуда

$$\begin{bmatrix} G(2) \\ H(2) \end{bmatrix}_{2nxm} = \begin{bmatrix} B(0) & -C(0) \\ C(0) & B(0) \end{bmatrix}^{+}_{2nx2m} \times$$

$$\times \begin{bmatrix} -B(1)\cdot G(1) - B(2)\cdot G(0) + C(1)\cdot H(1) + C(2)\cdot H(0) \\ -C(1)\cdot G(1) - C(2)\cdot G(0) - B(1)\cdot H(1) - B(2)\cdot H(0) \end{bmatrix}_{2mxm} =$$

$$= \begin{bmatrix} B(0) & -C(0) \\ C(0) & B(0) \end{bmatrix}^{+}_{2nx2m} \times \left[\begin{bmatrix} -B(2) & C(2) \\ -C(2) & -B(2) \end{bmatrix}_{2mx2n} \cdot \begin{bmatrix} G(0) \\ H(0) \end{bmatrix}_{2nxm} + \right.$$

$$\left. + \begin{bmatrix} -B(1) & C(1) \\ -C(1) & -B(1) \end{bmatrix}_{2mx2n} \cdot \begin{bmatrix} G(1) \\ H(1) \end{bmatrix}_{2nxm} \right]; \qquad (24)$$

…

<u>при *K = K*:</u>

$$\begin{cases} B(0)\cdot G(K) - C(0)\cdot H(K) = -\sum_{l=1}^{K} B(l)\cdot G(K-l) + \sum_{l=1}^{K} C(l)\cdot H(K-l), \\ C(0)\cdot G(K) + B(0)\cdot H(K) = -\sum_{l=1}^{K} C(l)\cdot G(K-l) - \sum_{l=1}^{K} B(l)\cdot H(K-l), \end{cases}$$

откуда

$$\begin{bmatrix} G(K) \\ H(K) \end{bmatrix}_{2nxm} = \begin{bmatrix} B(0) & -C(0) \\ C(0) & B(0) \end{bmatrix}^{+}_{2nx2m} \times$$

$$\times \begin{bmatrix} -\sum_{l=1}^{K} B(l)\cdot G(K-l) + \sum_{l=1}^{K} C(l)\cdot H(K-l) \\ -\sum_{l=1}^{K} C(l)\cdot G(K-l) + \sum_{l=1}^{K} B(l)\cdot H(K-l) \end{bmatrix}_{2mxm} = \begin{bmatrix} B(0) & -C(0) \\ C(0) & B(0) \end{bmatrix}^{+}_{2nx2m} \times$$

$$\times \left[\begin{bmatrix} -B(K) & C(K) \\ -C(K) & -B(K) \end{bmatrix}_{2mx2n} \cdot \begin{bmatrix} G(0) \\ H(0) \end{bmatrix}_{2nxm} + \begin{bmatrix} -B(K-1) & C(K-1) \\ -C(K-1) & -B(K-1) \end{bmatrix}_{2mx2n} \times \right.$$

$$\left. \times \begin{bmatrix} G(1) \\ H(1) \end{bmatrix}_{2nxm} + \cdots + \begin{bmatrix} -B(1) & C(1) \\ -C(1) & -B(1) \end{bmatrix}_{2mx2n} \begin{bmatrix} G(K-1) \\ H(K-1) \end{bmatrix}_{2nxm} \right]_{2mxm} =$$

$$= \left[\begin{array}{c|c} B(0) & -C(0) \\ \hline C(0) & B(0) \end{array}\right]^{+}_{2nx2m} \times$$

$$\times \left[\sum_{l=1}^{K} \left[\begin{array}{c|c} -B(l) & C(l) \\ \hline -C(l) & -B(l) \end{array}\right]_{2mx2n} \cdot \left[\begin{array}{c} G(K-l) \\ \hline H(K-l) \end{array}\right]_{2nxm}\right], K \geq 1 . \qquad (25)$$

<u>Численно–аналитическое решение (2 –й вариант)</u>. Теперь систему матричных уравнений (18) из области оригиналов переведем в область дифференциальных изображений. Получим:

<u>при *K = 0*:</u>

$$\begin{cases} G(0) \cdot B(0) - H(0) \cdot C(0) = E_{nxn} \cdot \delta(0), \\ G(0) \cdot C(0) + H(0) \cdot B(0) = [0]_{nxn} . \end{cases}$$

Отсюда имеем

$$[G(0) \vdots H(0)] \cdot \left[\begin{array}{c|c} B(0) & C(0) \\ \hline -C(0) & B(0) \end{array}\right] = [E \vdots 0],$$

откуда

$$[G(0) \vdots H(0)]_{nx2m} = [E \vdots 0] \cdot \left[\begin{array}{c|c} B(0) & C(0) \\ \hline -C(0) & B(0) \end{array}\right]^{+}_{2nx2m} ; \qquad (26)$$

<u>при *K = 1*:</u>

$$\begin{cases} G(0) \cdot B(1) + G(1) \cdot B(0) - H(0) \cdot C(1) - H(1) \cdot C(0) = 0, \\ H(0) \cdot B(1) + H(1) \cdot B(0) + G(0) \cdot C(1) + G(1) \cdot C(0) = 0, \end{cases}$$

откуда

$$[G(1) \vdots H(1)]_{nx2m} = [-G(0) \cdot B(1) + H(0) \cdot C(1) \vdots$$

$$\vdots \; -H(0) \cdot B(1) - G(0) \cdot C(1)]_{nx2n} \cdot \left[\begin{array}{c|c} B(0) & C(0) \\ \hline -C(0) & B(0) \end{array}\right]^{+}_{2nx2m} =$$

$$= [G(0) \vdots H(0)]_{nx2m} \cdot \left[\begin{array}{c|c} -B(1) & -C(1) \\ \hline C(1) & -B(1) \end{array}\right]_{2mx2n} \cdot \left[\begin{array}{c|c} B(0) & C(0) \\ \hline -C(0) & B(0) \end{array}\right]^{+}_{2nx2m} ; \qquad (27)$$

<u>при *K = 2*:</u>

$$\begin{cases} G(0) \cdot B(2) + G(1) \cdot B(1) + G(2) \cdot B(0) - \\ -H(0) \cdot C(2) - H(1) \cdot C(1) - H(2) \cdot C(0) = 0, \\ H(0) \cdot B(2) + H(1) \cdot B(1) + H(2) \cdot B(0) + \\ +G(0) \cdot C(2) + G(1) \cdot C(1) + G(2) \cdot C(0) = 0, \end{cases}$$

откуда

$$[G(2) \vdots H(2)]_{nx2m} =$$

$$[-G(0) \cdot B(2) - G(1) \cdot B(1) + H(0) \cdot C(2) + H(1)C(1) \vdots$$

$$\vdots - G(0) \cdot C(2) - G(1) \cdot C(1) - H(0) \cdot B(2) - H(1) \cdot B(1)]_{nx2n} \times$$

$$\times \left[\begin{array}{c|c} B(0) & C(0) \\ \hline -C(0) & B(0) \end{array}\right]^{+}_{2nx2m} = \left[[G(0) \vdots H(0)]_{nx2m} \cdot \left[\begin{array}{c|c} -B(2) & -C(2) \\ \hline C(2) & -B(2) \end{array}\right]_{2mx2n} + \right.$$

$$\left. +[G(1) \vdots H(1)]_{nx2m} \cdot \left[\begin{array}{c|c} -B(1) & -C(1) \\ \hline C(1) & -B(1) \end{array}\right]_{2mx2n}\right] \cdot \left[\begin{array}{c|c} B(0) & C(0) \\ \hline -C(0) & B(0) \end{array}\right]^{+}_{2nx2m} ; \qquad (28)$$

…

<u>при $K = K$:</u>

$$\begin{cases} G(K)\cdot B(0) - H(K)\cdot C(0) = -\sum_{l=0}^{K-1} G(l)\cdot B(K-l) + \sum_{l=0}^{K-1} H(l)\cdot C(K-l)\ , \\ G(K)\cdot C(0) + H(K)\cdot B(0) = -\sum_{l=0}^{K-1} G(l)\cdot C(K-l) - \sum_{l=0}^{K-1} H(l)\cdot B(K-l)\ , \end{cases}$$

откуда

$$[G(K) \vdots H(K)]_{nx2m} =$$

$$= \left[-\sum_{l=0}^{K-1} G(l)\cdot B(K-l) + \sum_{l=0}^{K-1} H(l)\cdot C(K-l) \quad \vdots \right.$$

$$\left. \vdots \quad -\sum_{l=0}^{K-1} G(l)\cdot C(K-l) - \sum_{l=0}^{K-1} H(l)\cdot B(K-l) \right]_{nx2n} \times$$

$$\times \left[\begin{array}{c:c} B(0) & C(0) \\ \hdashline -C(0) & B(0) \end{array}\right]^{+}_{2nx2m} = \left[[G(1) \vdots H(1)]_{nx2m} \cdot \left[\begin{array}{c:c} -B(K-1) & -C(K-1) \\ \hdashline C(K-1) & -B(K-1) \end{array}\right]_{2mx2n} + \right.$$

$$+ [G(2) \vdots H(2)]_{nx2m} \left[\begin{array}{c:c} -B(K-2) & -C(K-2) \\ \hdashline C(K-2) & -B(K-2) \end{array}\right]_{2mx2n} + \cdots +$$

$$\left. + [G(K) \vdots H(K)]_{nx2m} \cdot \left[\begin{array}{c:c} -B(0) & -C(0) \\ \hdashline C(0) & -B(0) \end{array}\right]_{2mx2n} \right] \cdot \left[\begin{array}{c:c} B(0) & C(0) \\ \hdashline -C(0) & B(0) \end{array}\right]^{+}_{2nx2m} =$$

$$= \left[\sum_{l=0}^{K-1} [G(K-l) \vdots H(K-l)]_{nx2m} \cdot \left[\begin{array}{c:c} -B(l) & -C(l) \\ \hdashline C(l) & -B(l) \end{array}\right]_{2mx2n} \right] \times$$

$$\times \left[\begin{array}{c:c} B(0) & C(0) \\ \hdashline -C(0) & B(0) \end{array}\right]^{+}_{2nx2m}, K \geq 1\ . \qquad (29)$$

Замечание 2. Нахождение матричных дискрет *G(0), H(0); G(1), H(1); G(2), H(2); …; G(K), H(K)* в соответствии с матрично-блочно-столбцевыми представлениями (22)-(25) или с матрично-блочно-строчными представлениями (26)-(29) и, следовательно, неизвестной обобщенной обратной матрицы *X(t)* практически не затруднено ни размерами этой матрицы и ни сложностью её элементов. Единственной более или менее сложной вычислительной процедурой является определение псевдообратной блочной матрицы, содержащей начальные матричные дискреты *B(0), C(0)* (см. (22) или (26)). Все остальные вычисления по определению матричных дискрет *G(0),H(0); G(1),H(1); G(2),H(2); … ; G(K),H(K)* осуществляются численно, последовательно

и рекуррентно, без каких-либо вычислительных затруднений. Что касается определения неизвестной матрицы *X(t)*, то её элементы, естественно, могут быть восстановлены в соответствии с (9) и (10) - любыми обратными матричными дифференциальными преобразованиями.

Модельный пример. Предположим, что задана комплексная однопараметрическая матрица

$$A(t) = \begin{bmatrix} (t-1+j\cdot(t^2+1)) & t^2 & (-5\cdot t + j\cdot(3\cdot t-2)) \\ j\cdot t & (t+1+j\cdot 5) & -j\cdot 2\cdot t \end{bmatrix},$$

и нужно определить её обобщённую обратную матрицу *X(t)*. Матрицу *A(t)* представим в виде суммы двух матриц, т.е. *A(t) = B(t) + j·C(t)*. Тогда при $t_v = 0$ и $H = 1$ получим следующие матричные дискреты:

$$B(0) = \begin{bmatrix} -1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}, C(0) = \begin{bmatrix} 1 & 0 & -2 \\ 0 & 5 & 0 \end{bmatrix};$$

$$B(1) = \begin{bmatrix} 1 & 0 & -5 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}, C(1) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 3 \\ 1 & 0 & -2 \end{bmatrix};$$

$$B(2) = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, C(2) = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix};$$

$$B(K) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix},\ C(K) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix};\ K \geq 3.$$

Далее, в соответствии с (22) при вычислениях с точностью до $\varepsilon = 10^{-3}$ имеем

$$\begin{bmatrix} G(0) \\ \hline H(0) \end{bmatrix} = \left[\begin{array}{ccc|ccc} -1 & 0 & 0 & -1 & 0 & 2 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & -5 & 0 \\ \hline 1 & 0 & -2 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 \end{array}\right]^{+} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ \hline 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} =$$

$$= \begin{bmatrix} -0.167 & 0 & 0.167 & 0 \\ 0 & 0.038 & 0 & 0.192 \\ 0 & 0 & -0.333 & 0 \\ -0.167 & 0 & -0.167 & 0 \\ 0 & 0.192 & 0 & 0.038 \\ -0.333 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ \hline 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -1.167 & 0 \\ 0 & 0.038 \\ 0 & 0 \\ \hline -0.167 & 0 \\ 0 & -0.192 \\ 0.333 & 0 \end{bmatrix},$$

а матричные дискреты матриц $G(t)$ и $H(t)$, вычисленные с применением схемы (23)-(25), при $K = \overline{1,2}$ таковы:

$$G(1) = \begin{bmatrix} 0.111 & 0 \\ 0 & 0.035 \\ -0.611 & 0 \end{bmatrix},\ G(2) = \begin{bmatrix} 1.101 & 0.038 \\ -0.338 & -0.004 \\ -1.481 & -0.064 \end{bmatrix};$$

$$H(1)=\begin{bmatrix} -0.500 & 0 \\ 0.167 & 0.014 \\ 0.389 & 0 \end{bmatrix},\ H(2)=\begin{bmatrix} -0.380 & -0.026 \\ 0.188 & 0.006 \\ -0.722 & -0.012 \end{bmatrix}.$$

Следовательно, матричными дискретами $X(K),\ K=\overline{0,2}$ обобщенной обратной матрицы $X(t)$ будут

$$X(0)=\begin{bmatrix} (-0.167-j0.167) & 0 \\ 0 & (-0.038-j0.192) \\ j0.333 & 0 \end{bmatrix},$$

$$X(1)=\begin{bmatrix} (0.111-j0.5) & 0 \\ j0.167 & (0.035+j0.014) \\ (-0.611+j0.389) & 0 \end{bmatrix},$$

$$X(2)=\begin{bmatrix} (1.101-j0.38) & (0.038-j0.026) \\ (-0.338+j0.188) & (-0.004+j0.006) \\ (-1.481-j0.722) & (-0.064-j0.012) \end{bmatrix}.$$

Тогда при использовании обратных дифференциальных преобразований Маклорена при $K=\overline{0,2}$ получим следующую обобщенную обратную матрицу:

$$X(t)=\left[\begin{array}{c:c} (1{,}101\cdot t^2+0{,}111\cdot t-0{,}167)+j\cdot(-0{,}38\cdot t^2-0{,}5\cdot t-0{,}167) & (0{,}038\cdot t^2)+j\cdot(-0{,}26\cdot t^2) \\ (-0{,}338\cdot t^2)+j\cdot(0{,}188\cdot t^2+0{,}167\cdot t) & -(0{,}004\cdot t^2+0{,}035\cdot t+0{,}038)+j\cdot(0{,}006\cdot t^2+0{,}014\cdot t-0{,}192) \\ (-1{,}481\cdot t^2-0{,}611\cdot t)+j\cdot(-0{,}722\cdot t^2+0{,}389\cdot t+0{,}333) & (-0{,}064\cdot t^2)+j\cdot(-0{,}012\cdot t^2) \end{array}\right].$$

Эта матрица лишь с погрешностью до $\Delta_{max}=10^{-2}$ (максимальная абсолютная погрешность) удовлетворяет условию (3) (в остальных условиях (1), (2) и (4) $\Delta_{max}<10^{-2}$). При использовании бóльшего количества матричных дискрет ($K=\overline{0,10}$) эта погрешность достигает $\Delta_{max}=10^{-4}$ (в условии (3)), а при $K=\overline{0,99}$ имеем $\Delta_{max}=10^{-12}$ (также в условии (3)).

Замечание 3. Программа была составлена на языке C++ с использованием библиотек Eigen [6] и Qt [7]**.**

Заключение. Предложены аналитические и достаточно простые численно-аналитические методы определения комплексных обобщённых обратных матриц. Численно-аналитические методы легко реализуемы средствами современных информационных технологий.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Бадалян Л.А.** Разработка методов определения псевдообратных нестационарных матриц и автоматизация вычислительных процедур: Автореф. дис. ... к.т.н. – Ереван, 2007. – 21 с.
2. **Гантмахер Ф.Р.** Теория матриц. – М.: Физматлит, 2010. – 560 с.
3. **Пухов Г.Е.** Дифференциальные преобразования функций и уравнений. – Киев: Наукова думка, 1984. – 420 с.
4. **Симонян А.С.** Разработка численно-аналитических методов определения параметрических обобщённых обратных матриц Мура-Пенроуза и автоматизация вычислительных процедур: Автореф. дис. ... к.т.н. – Ереван, 2013. – 24 с.
5. **Симонян С.О.** Матрично-векторные представления некоторых вычислительных методов определения параметрических обобщённых обратных матриц // Известия НАН РА и ГИУА. Сер. ТН. – 2013. – Т. 66, № 4. – С. 370-378.
6. Eigen 3.2.1 http://eigen.tuxfamily.org/index.php?title=Main_Page
7. **Маке Шлее** Qt4.8 Профессиональное программирование на C++. - СПб.: “БХВ-Петербург”, 2012. - 912 с.

Поступила в редакцию 10.01.2014.
Принята к опубликованию 12.05.2014.

ՄՈՒՐ-ՊԵՆՐՈՈՒԶԻ ԿՈՄՊԼԵՔՍ ՄԻԱՊԱՐԱՄԵՏՐԱԿԱՆ ՄԱՏՐԻՑՆԵՐԻ ԸՆԴՀԱՆՐԱՑՎԱԾ ՀԱԿԱԴԱՐՁՆԵՐԻ ՈՐՈՇՄԱՆ ՄԵԹՈԴՆԵՐ

Ս.Հ. Սիմոնյան, Գ.Վ. Ադամյան, Ա.Ս. Սիմոնյան, Լ.Վ. Պռազյան

Առաջարկվել են Մուր-Պենրոուզի կոմպլեքս միապարամետրական ընդհանրացված հակադարձ մատրիցների որոշման անալիտիկ և թվա-անալիտիկ մեթոդներ: Դիտարկվել է մոդելային օրինակ:

Առանցքային բառեր. կոմպլեքս միապարամետրական մատրից, ընդհանրացված հակադարձ մատրից, անալիտիկ լուծում, դիֆերենցիալ ձևափոխություններ, թվա-անալիտիկ լուծում:

METHODS FOR DETERMINING COMPLEX ONE-PARAMETRIC GENERALIZED-INVERSE MATRICES OF MOOR-PENROSE

S.H. Simonyan, G.V. Adamyan, A.S. Simonyan, L.V. Prazyan

Analytical and numerical-analytical methods for determining Moor-Penrose’s complex one-parametric generalized-inverse matrices are proposed. A model example is considered.

Keywords: complex one-parametric matrix, generalized-inverse matrix, analytical solution, differential transformations, numerical-analytical solution.

УДК 621.52+511.52

АНАЛИЗ ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТИ МЕТОДАМИ ПАРАМЕТРИЧЕСКОГО ЛИНЕЙНОГО ПРОГРАММИРОВАНИЯ, ОСНОВАННЫМИ НА ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫХ ПРЕОБРАЗОВАНИЯХ

Л.С. Гюльзадян

Государственный инженерный университет Армении (Политехник)

На практическом примере рассматриваются вопросы чувствительности оптимального решения к определенным изменениям исходной модели. Проведен анализ чувствительности с использованием методов решения параметрических задач линейного программирования, основанных на дифференциальных преобразованиях Г.Е. Пухова.

Ключевые слова: анализ чувствительности, параметрические задачи линейного программирования, дифференциальные преобразования, симплекс-преобразования, вариации коэффициентов целевой функции и правых частей ограничений.

Введение. В ряде практических задач наряду с нахождением оптимального решения наиболее часто возникает необходимость определения интервала чувствительности к изменениям тех или иных параметров исходной модели. На основе подходов для решения параметрических задач линейного программирования (ЛП), изложенных в [1-3], в данной работе анализируется чувствительность оптимального решения к вариациям коэффициентов целевой функции, правых частей ограничений, а также коэффициентов ограничений.

Теоретические основы. На практике как только условия, в соответствии с которыми была построена модель, изменяются, информация, ассоциированная со статическим оптимальным решением, обычно сразу же теряет актуальность. Параметрический анализ модели на чувствительность позволяет получать полную картину возможных изменений оптимального решения в результате изменений исходной модели [4].

После нахождения оптимального решения вполне логично проанализировать следующие вопросы:

1. Насколько можно увеличить запас некоторого ресурса для улучшения полученного оптимального значения целевой функции?
2. Насколько можно снизить запас некоторого ресурса при сохранении полученного оптимального значения целевой функции?

3. Увеличение объема какого из ресурсов наиболее выгодно? Какому из ресурсов стоит отдать предпочтение при вложении дополнительных средств?
4. В каких пределах допустимо изменение коэффициентов целевой функции? Каков диапазон изменения того или иного коэффициента целевой функции, при котором не происходят изменения оптимального решения? Насколько следует изменить тот или иной коэффициент целевой функции, чтобы сделать некоторый недефицитный ресурс дефицитным или наоборот?

Выше указаны типичные ситуации, которые можно исследовать путем анализа моделей на чувствительность. Эти ситуации можно рассматривать как по отдельности, так и в различных комбинациях. Каждая из них может сделать текущее оптимальное решение недопустимым или неоптимальным.

К недопустимости решения может привести только изменение запасов ресурсов и(или) добавление новых ограничений, к неоптимальности – изменение целевой функции и(или) включение в модель нового вида производственной деятельности.

Для полного представления о потенциальных возможностях анализа моделей на чувствительность рассмотрим каждый из перечисленных вопросов на конкретном примере.

Практический пример. Формовщик имеет один литьевой станок и два различных штампа. Из-за различий в ряде полостей и продолжительности циклов с помощью первого штампа можно производить 100 штук 6-унцевых бокалов за 6 часов, в то время как второй штамп позволяет производить такое же количество 10-унцевых бокалов за 5 часов. Формовщик работает только по расписанию 60 часов производства за неделю и всю продукцию хранит на собственном складе емкостью 15000 кубических футов. Производство 6-унцевых бокалов требует 10 кубических футов для хранения и приносит прибыль 5 долл. США за бокал, но их спрос не превышает 800 штук за неделю. Для 10-унцевых бокалов требуется 20 кубических футов из-за специальной упаковки, прибыль составляет 4,5 долл. США за штуку. Предположим, что, кроме этих двух разновидностей бокалов, формовщик получил заказ на производство фужеров, которое требует 1000 кубических футов для хранения, 8 часов за производство 100 штук и приносит 6 долл. США за штуку прибыли [5].

Математическая модель задачи имеет следующий вид:

$$z = 5x_1 + 4{,}5x_2 + 6x_3 \to \max_{x_1, x_2, x_3} \quad \text{(прибыль в сотнях долл. США)},$$

$$\begin{cases} 6x_1 + 5x_2 + 8x_3 \le 60 & (\text{объем производства}), \\ 10x_1 + 20x_2 + 10x_3 \le 150 & (\text{вместимость склада}), \\ x_1 \le 8 & (\text{спрос на 6 - унцевые бокалы}), \\ x_1 \ge 0, x_2 \ge 0, x_3 \ge 0, \end{cases}$$

где x_1 - количество 6-унцевых бокалов в сотнях; x_2 - количество 10-унцевых бокалов в сотнях; x_3 - количество фужеров в сотнях.

Решение задачи симплекс-методом представлено в табл. 1.

Таблица 1

Решение задачи

I_B	X_B	a_1	a_2	a_3	a_4	a_5	a_6
1	6,42857	1	0	1,57143	0,285714	-0,0714286	0
2	4,28571	0	1	-0,285714	-0,142857	0,0857143	0
6	1,57143	0	0	-1,57143	-0,285714	0,0714286	1
Δ	-51,42857	0	0	-0,57143	-0,7854173	-0,02857143	0

Теперь проанализируем эффекты изменения разных элементов исходной задачи на оптимальное решение.

1. <u>Вариации коэффициентов целевой функции.</u> Рассмотрим вопрос о том, насколько могут изменяться коэффициенты целевой функции, не влияя на значения базисных переменных оптимального решения. Для наглядности будем исследовать изменение коэффициентов по отдельности, оставляя другие коэффициенты и правые части статическими. Предположим, коэффициенты переменных $x_3 / x_2 / x_1$ увеличились на t:

1. $c_3(t)x_3$: $\quad z = 5x_1 + 4.5x_2 + (6+t)x_3 \to \max\limits_{x_1, x_2, x_3}$.
2. $c_2(t)x_2$: $\quad z = x_1 + (4.5+t)x_2 + 6x_3 \to \max\limits_{x_1, x_2, x_3}$.
3. $c_1(t)x_1$: $\quad z = (5+t)x_1 + 4.5x_2 + 6x_3 \to \max\limits_{x_1, x_2, x_3}$.

Применяя предложенный в [1] метод, основанный на дифференциальных преобразованиях [6-9], получаем решение, приведенное в табл. 2.

Очевидно, что если в настоящее время производство фужеров не является привлекательным, то в случае снижения вклада с 6 долл. США за штуку их производство тем более невыгодно. В то же время есть определенный уровень вклада, при котором производство фужеров становится привлекательным.

Далее рассмотрим, что произойдет, когда изменится коэффициент базисной переменной. Например, если вклад 6-унцевых бокалов значительно уменьшится, то их производство остановится, и наоборот. При значительном увеличении вклада 6-унцевых бокалов в итоге можно производить только их.

Таблица 2

Анализ чувствительности

I_B	X_B	a_1			a_2			a_3			a_4			a_5			a_6		
1	6,4286	1			0			1,57143			0,285714			-0,0714286			0		
2	4,2857	0			1			-0,285714			-0,142857			0,0857143			0		
6	1,5714	0			0			-1,57143			-0,285714			0,0714286			1		
$c_3(t)x_3$	К	0	1	2	0	1	2	0	1	2	0	1	2	0	1	2	0	1	2
	Дискреты	0	0	0	0	0	0	0,57143	-1	0	0,785714	0	0	0,28571	0	0	0	0	0
	Оригиналы	0			0			$0,571429-t$			0,7855714			0,285714			0		
	t	$t \le 0,571429$																	
$c_2(t)x_2$	К	0	1	2	0	1	2	0	1	2	0	1	2	0	1	2	0	1	2
	Дискреты	0	0	0	0	0	0	0,57143	-1	0	0,785714	0	0	0,28571	0	0	0	0	0
	Оригиналы	0			0			$0,571429-0,285714t$			$0,785714-0,142857t$			$0,0285714-0,0857143t$			0		
	t	$t \le 0,333333$																	
$c_1(t)x_1$	К	0	1	2	0	1	2	0	1	2	0	1	2	0	1	2	0	1	2
	Дискреты	0	0	0	0	0	0	0,57143	1,57143	0	0,785714	0,285714	0	0,02857	-0,07143	0	0	0	0
	Оригиналы	0			0			$0,571429+1,57143t$			$0,785714+0,285714t$			$0,785714+0,285714t$			0		
	t	$-0,363636 \le t \le 0,4$																	

Согласно табл. 2, вариации коэффициентов в нижеприведенных пределах не могут повлиять на оптимальное решение исходной задачи:

1. $-\infty < c_3 \le 6,571429$.
2. $-\infty < c_2 \le 4,8333333$.
3. $4,636364 \le c_1 \le 5,4$.

Метод также позволяет с легкостью определить новый базис при достижении какого-либо из коэффициентов экстремального значения и продолжить анализ уже для нового оптимального решения задачи.

2. <u>Вариации в правых частях ограничений.</u> Теперь обратимся к вопросу влияния изменений правых частей на оптимальное решение. Решение для нижерассмотренных случаев приведено в табл. 3:

1. $b_1(t)$: $6x_1 + 5x_2 + 8x_3 + x_4 = 60 + t$.
2. $b_2(t)$: $10x_1 + 20x_2 + 10x_3 + x_5 = 150 + t$.
3. $b_3(t)$: $x_1 + x_6 = 8 + t$.

Таблица 3

Анализ чувствительности

X_B		x_1			x_2			x_6		
$b_1(t)$	K	0	1	2	0	1	2	0	1	2
	Дискреты	6,42857	0,285714	0	4,28571	-0,14285	0	1,57143	-0,285714	0
	Оригиналы	$6{,}42857 + 0{,}285714t$			$4{,}28571 - 0{,}142857t$			$1{,}57143 - 0{,}285714\,t$		
	t	$-22{,}5 < t \le 30$								
$b_2(t)$	K	0	1	2	0	1	2	0	1	2
	Дискреты	6,42857	-0,07142	0	4,28571	0,0857143	0	1,57143	0,0714286	0
	Оригиналы	$6{,}42857 - 0{,}071428\,t$			$4{,}28571 + 0{,}0857143\,t$			$1{,}57143 + 0{,}0714286\,t$		
	t	$-22 < t \le 90$								
$b_3(t)$	K	0	1	2	0	1	2	0	1	2
	Дискреты	6,42857	0	0	4,28571	0	0	1,57143	1	0
	Оригиналы	6,42857			4,28571			$1{,}57143 + t$		
	t	$-\infty < t \le -1{,}57143$								

Текущее решение остается допустимым в случае изменения правых частей в пределах:

1. $37{,}5 \le b_1 \le 90$.
2. $128 \le b_2 \le 240$.
3. $6{,}42857 \le b_3 < \infty$.

Это означает, что любое изменение ресурса, выходящее за рамки указанного интервала (уменьшение или увеличение запасов ресурса), приведет к недопустимости решения и новой совокупности базисных переменных. Также запасы ресурса можно снизить до их минимальных значений без какого-либо убытка. Дальнейший параметрический анализ позволит определить тот ресурс, которому нужно отдать предпочтение при увеличении/уменьшении запасов.

3. Вариации коэффициентов ограничений. Метод, представленный в [3], дает возможность проанализировать изменение как коэффициентов ограничений, так и их различных комбинаций вместе с коэффициентами целевой функции и правых частей ограничений.

Например, попробуем определить, насколько можно уменьшить или увеличить время производства 6-унцевых бокалов:

$$(6+t)x_1 + 5x_2 + 8x_3 + x_4 = 60 .$$

Применяя упомянутый метод, получаем следующий результат:

$$-0{,}444452 \le t \le 0{,}533333 .$$

$$5{,}555548 \le a_{11} \le 6{,}533333 .$$

Выводы. На практическом примере проведен анализ чувствительности оптимального решения к определенным изменениям исходной модели с использованием методов решения параметрических задач линейного программирования, основанных на дифференциальных преобразованиях Г.Е. Пухова. Проиллюстрировано одно из преимуществ данного подхода: возможность проанализировать изменение как коэффициентов ограничений, так и их различных комбинаций вместе с коэффициентами целевой функции и правых частей ограничений.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Гюльзадян Л.С.** К решению одного класса параметрических задач линейного программирования // Вестник ГИУА. - Ереван, 2011. - Вып. 14, том 2. - С. 130-137.
2. **Գյուլզադյան Լ.Ս.** Նպատակային ֆունկցիայի պարամետրական գործակիցներով գծային ծրագրավորման խնդիրների լուծման եղանակ՝ հիմնված դիֆերենցիալ ձևափոխությունների վրա // ՀՊՃՀ ԼՐԱԲԵՐ. Գիտական հոդվածների ժողովածու. - Երևան, 2012. - Մաս 1. - էջ 341-347:
3. **Аветисян А.Г., Гюльзадян Л.С.** Метод решения задач параметрического линейного программирования, основанный на дифференциальных преобразованиях // Известия ТПУ. Математика и Механика. Физика. - Томск, 2014. - Т. 324, № 2. – С. 25-30.
4. **Таха Х.** Введение в исследование операций. - М.: Мир, 2005. – 912 с.
5. Introduction to Optimization taught at MIT 15.053**:** Sensitivity analysis [Online resourse]. – URL: http://web.mit.edu/15.053/www/AMP-Chapter-03.pdf
6. **Пухов Г.Е**. Дифференциальные преобразования функций и уравнений. - Киев: Наукова думка, 1980. - 419 с.
7. **Пухов Г.Е.** Дифференциальные преобразования и математическое моделирование физических процессов.- Киев: Наукова думка, 1986. - 158 с.

8. **Пухов Г.Е.** Дифференциальные спектры и модели. – Киев: Наукова думка, 1990. - 230 с.
9. **Симонян С.О. Аватисян А.Г.** Прикладная теория дифференциальных преобразований. - Ереван: Издательство ГИУА “Чартарагет”, 2010. - 361 с.

Поступила в редакцию 15.01.2014.
Принята к опубликованию 12.05.2014.

ՊԱՐԱՄԵՏՐԱԿԱՆ ԳԾԱՅԻՆ ԾՐԱԳՐԱՎՈՐՄԱՆ ՄԵԹՈԴՆԵՐՈՎ ԶԳԱՅՆՈՒԹՅԱՆ ՎԵՐԼՈՒԾՈՒԹՅՈՒՆ՝ ՀԻՄՆՎԱԾ ԴԻՖԵՐԵՆՑԻԱԼ ՁԵՎԱՓՈԽՈՒԹՅՈՒՆՆԵՐԻ ՎՐԱ

Լ.Ս. Գյուլզադյան

Գործնական օրինակով դիտարկված են նախնական մոդելի որոշակի փոփոխությունների նկատմամբ օպտիմալ լուծման զգայնությանը վերաբերող մի շարք հարցեր: Վերլուծությունն իրագործված է Պուխովի դիֆերենցիալ ձևափոխությունների վրա հիմնված պարամետրական գծային ծրագրավորման խնդիրների լուծման եղանակներով:

Առանցքային բառեր. զգայնության վերլուծություն, գծային ծրագրավորման պարամետրական խնդիրներ, դիֆերենցիալ ձևափոխություններ, սիմպլեքս ձևափոխություններ, նպատակային ֆունկցիայի գործակիցների և սահմանափակումների ազատ անդամների փոփոխություններ:

SENSITIVITY ANALYSIS BY THE METHODS OF PARAMETRIC LINEAR PROGRAMMING BASED ON DIFFERENTIAL TRANSFORMS

L.S. Gyulzadyan

A number of issues related to the optimal solution sensitivity to certain variations of the initial model are considered on a practical example, and analysis is carried out by the methods of parametric linear programming based on Pukhov’s differential transforms.

Keywords: sensitivity analysis, parametric LP problems, differential transforms, simplex transforms, variations in coefficients of objective function and right-hand sides of constraints.

UDC 530.15

A TOOL FOR AN EFFICIENT REPAIR AND REPLACEMENT OF THE USED AND SPOILED MEDICAL IT EQUIPMENT

R.G. Kirakossian

State Engineering University of Armenia (Polytechnic)

An interactive applied automated system, a tool for an efficient repair and replacement of spare parts, and recycling of the used and spoiled medical IT equipment in the health sector of the developing countries is developed. The given tool for an efficient repair and replacement combines the approaches of the system analysis and synthesis of technological and organization schemes of the used and spoiled medical equipment in the health sector of the developing countries as a secondary source of components, spare parts and tiles.

Keywords: tool, closed loop supply chain, repair and replacement, used and spoiled medical IT equipment, interactive applied automated system, solution method, efficient management.

1. Introduction and research problem. Most medical IT equipment in developing countries is old and spoiled (for example in Armenia, more than 55%), is out-dated and needs restoration, overhauling, refurbishing, remanufacturing, upgrading and utilization. The given process, besides purely engineering and economic efficient management, also provides actions for information safety. From sustainability, technological, economic and informational safety standpoints, the utilization, recovery, repair and old tile and part recycling process of old and spoiled medical IT equipment represents a great problem for developing countries, which needs to be coped with.

To achieve this goal, an efficient tool to be applied can be an interactive applied automated system (IAAS) for repair and replacement of the used and spoiled medical IT equipment that focuses on structures designed to extend the life cycles of this equipment via a secondary use including blocks of specific tasks. This repair of the parts and recycling of the used and spoiled medical IT equipment are concerned with IAAS for efficient replacement and repair of the components, spoiled parts, spare parts and tiles (known as cores) from the medical centers and hospitals, transformation of these cores into medical equipment which satisfy the original quality and other standards.

This repair of spoiled parts and component recycling aspects of the used and spoiled medical IT equipment in developing countries are concerned with IAAS for efficient replacement and repair of components and spare parts from the consumers, transformation of these cores into medical IT equipment which satisfy the original

quality and other standards, and management of the flow of restoration, upgraded and remanufactured medical IT equipment to service centers and the final customers, for example medical centers and hospitals.

The aim of the article is to work out a tool (IAAS) for an efficient repair and replacement of spare parts and recycling of the used and spoiled medical IT equipment in the health sector of developing countries.

2. A method for efficient repair and replacement of the used and spoiled medical IT equipment. Many researches from USA, West Europe and other scientific and technological centers show, that the efficient management of the product recovery and recycling are potential sources of secondary components, spare parts and tiles for remanufacturing and repair of an economically expedient process. In industrialized countries, such as the USA, Japan, Canada, Germany, Austria, Holland, Sweden and other countries, on the basis of application of new structure and methods of recovery and recycling products receive additional components, parts and tiles for remanufacturing, restoration and repair of old and spoiled IT equipment. For example, in researches [1, 2], the need for managerial support systems are cited, and the need for product/part recovery and recycling systems recognizing the inherent uncertainties contained in such a system is mentioned. In [3 - 5] the problem of working out and developing recycling logistic structures (method) as a big part of Closed Loop Supply Chain (CLSC) for an efficient repair and replacement of the required supporting product/part recovery systems is recognized. The basis of the recoverable product/part recovery system is the reproduction and restoration of old/new product for recycling in the market. In [5, 6], it is cited that remanufacturing is the transformation of the used and spoiled parts into units, which satisfy exactly the same quality and other standards of new units or products.

In most sections of this chain, the used and spoiled medical IT equipment (also known as cores) is returned by or collected from customers. But the return of the used and spoiled medical IT equipment can also come from production facilities and service centers within the supply chain (production defectives, by-products). In cases with internal returns, recovery is often referred to as rework. Combinations of different recovery and recycling types of the used and spoiled medical IT equipment are also possible. It is often not easy to decide which the best medical IT equipment repair, recovery and recycling strategy is. Moreover, for a number of reasons, it is difficult to plan and control operations in efficient management of the used and spoiled medical IT equipment recovery and recycling with account of the information safety and ecological factor.

In Fig. 1, based on CLSC, a structure of a worked out method for an efficient repair and replacement of the used and spoiled medical IT equipment recovery and recycling in developing countries is introduced including strategies to increase the life of the old equipment. These strategies consist of restoration and repair.

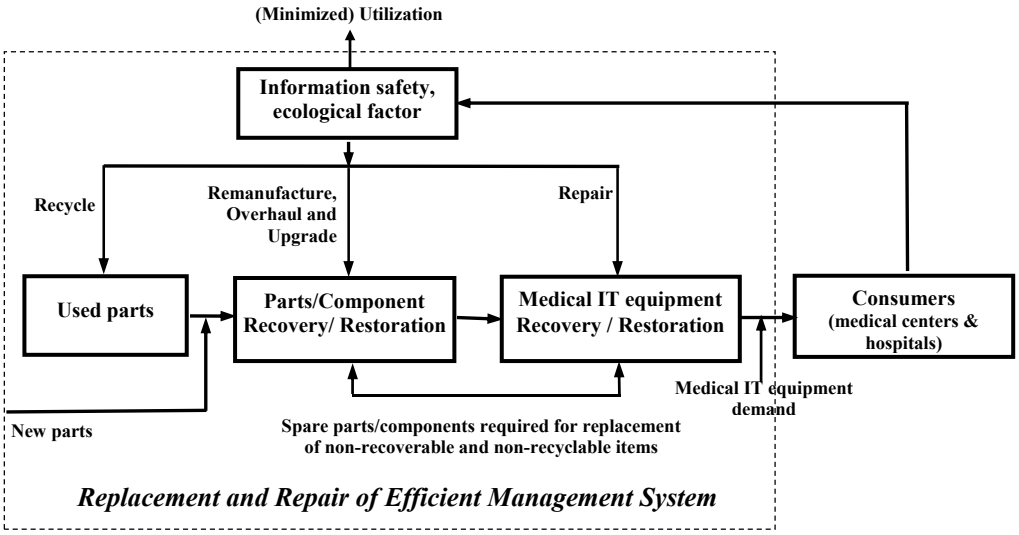


Fig. 1. CLSC for an efficient repair and replacement of the used and spoiled medical IT equipment

3. A tool for an efficient repair and replacement of the used and spoiled medical IT equipment. The worked out tool (IAAS) for an efficient replacement and repair of the used and spoiled medical IT equipment repair, recovery and recycling consists of the following main parts (Fig. 2): **Core of IAAS, Dynamic Database, PRINT Subsystem**.

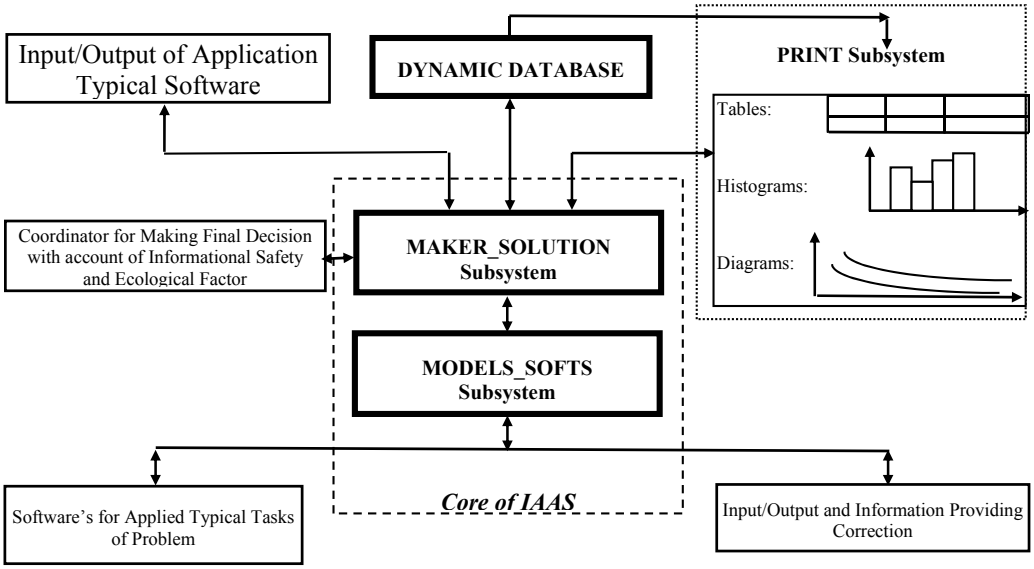


Fig. 2. The IAAS for an efficient repair and replacement of the used and spoiled medical IT equipment

The **Core of IAAS** as a tool for an efficient repair and replacement of the used and spoiled medical IT equipment by the CLSC method (Fig. 1). The Core of IAAS consists of two integrated sequential subsystems: **MAKER_SOLUTION** and **MODELS_SOFTS**.

The subsystem **MAKER_SOLUTION** is intended for engaging, modifying and deleting the application software's, standard programs and other software systems at the exe files level in IAAS. It is also intended for joining various mathematical models, applied and standard softwares and program systems of efficient distribution of repair, recovery and recycling of the used and spoiled medical IT equipment taking into account the information safety. The whole information about the new softwares, standard software and other applied program systems has been installed in PATET.INI file which is in the Windows catalogue. This subsystem gives an opportunity to create new means, and to modify available initial data of application of mathematical model softwares, to put together the initial data of various composition and to launch the selected software, to look over the results. Working in this subsystem is intended to be organized in a dialogue form and regime with DMP in a network.

The **MODELS_SOFTS** subsystem is intended for solving typical tasks for CLSC efficient replacement and repair of the old and spoiled medical IT equipment. To solve these typical tasks, mathematical models and softwares are developed by the ground efficient methodology, operations research (OR) methods, statistics methods and mathematical programming [6].

The **MODELS_SOFTS** subsystem is intended for developing application softwares with mathematical models and at the exe files level included in the core of IAAS of an efficient replacement and repair of the old and spoiled medical IT equipment. In **MODELS_SOFTS** subsystem, softwares with mathematical models and methods for solving the following typical tasks are included.

1. A mathematical model of balance as a secondary source of components, parts and tiles for the used and spoiled medical IT equipment repair, recovery and recycling.
2. Methods of mathematical statistics for defining the dependencies of transport costs of the secondary resources of the used and spoiled medical IT equipment (from the provider to the service center) and the remanufacturing (restoration, overhauling and upgrading) medical IT equipment (from the service center to the consumer) on the transportation distance, remanufacturing and repair specific cost prices of the recovery and recycling medical IT equipment, total cost prices of remanufacturing and repair, or the recovery and recycling of medical IT equipment, capital investments in the recovery and recycling of medical IT equipment.

3. Methods of efficient management theory, the graph theory and OR (selection theory methods of mathematical program problems; methods of decision-making for solving typical tasks of the considered problem.
4. The processing of mathematical (mono and multi criteria static and dynamic) models, solution methods based on OR and control theory, and softwares based on C++ to solve the typical tasks of the considered problem.

The developed IAAS is an open system and we intend to extend the number of mathematical models, methods and softwares for the solution of other applied tasks for an efficient management of the used and spoiled medical IT equipment repair, recovery and recycling.

The **Dynamic Database** is intended for inputting, modifying and deleting various following dynamic information: technological, economic and safety data of the repair, recovery and recycling of the used and spoiled medical IT equipment. However, the collection, systematization, introduction, processing of the given dynamic database has definite difficulties, connected with the existence of a large number of various indices, heterogeneity (uniformity, similarity of data base on processing technologies of utilization for used and spoilt medical IT equipment, not simultaneous input (installation)) of recovery and recycling works, development of information on different organizations (service centers) and so on.

Creating a dynamic database for IAAS of CLSC efficient replacement and repair of the old and spoiled medical IT equipment in the health sector of the country is based on My SQL and Java with the friendly interface and makes it possibe to work in a network.

The **PRINT** subsystem is intended for organizing the printing of the information from the dynamic database of IAAS, intermediate and final results in a way convenient for the user. The existence of this subsystem gives an additional opportunity to the user working with the core of IAAS of efficient destribution and dynamic database to realize the printing regime from the system without the corresponding regimes of Windows and without spending additional time.

Conclusions. The worked out IAAS includes and unites the dynamic database, applied methods and mathematical models of optimal management, typical dynamic approaches of the system analysis and optimal synthesis of technological and organization low-technology schemes of medical IT equipment recovery and recycling at the level of health sector in Armenia as a secondary source of components, tiles and spare parts with account of information safety.

The results of the research are as follows:

1. Based on CLSC, a method for an efficient repair and replacement of the used and spoiled medical IT equipment recovery and recycling in

developing countries is developed including the strategies to increase the old equipment life based on restoration and repair.

2. The architecture of IAAS, as a tool for efficient repair and replacement of the used and spoiled medical IT equipment by the CLSC method and the possibility to work in a network is developed.
3. The Core of IAAS consists of two integrated subsystems based on C++ for:
    - engaging, modifying and deleting the application softwares and standard program systems for an efficient distribution of repair, recovery and recycling of the used and spoiled medical IT equipment (**MAKER_SOLUTION**);
    - application softwares with mathematical models of an efficient replacement and repair of the old and spoiled medical IT equipment (**MODELS_SOFTS**).
4. The **dynamic database** of IAAS is based on My SQL and Java with the friendly interface for an efficient repair and replacement of the used and spoiled medical IT equipment.

The correctness of the obtained conclusions is provided by the accepted research methodology, the mathematical and technological basis of scientific and practical results. The practical results of research have been presented and passed to the following Armenian organizations: "Armenian Association of Professionals of Traditional and Alternative Medicine", "Department of Rehabilitation and Traditional Medicine Institute Surgery after Mikayelian", "Professional and Entrepreneurial Orientation Union" and Department "Computer Systems and Networks" of State Engineering University of Armenia.

REFERENCES

1. **Teunter R.H., Vlachos D.** On the necessity of a disposal option for returned items that can be remanufactured // International Journal of Production Economics. - 2002. - Vol. 75, № 3. - P. 257-266.
2. **Van der Laan E., Salomon M., Dekker R.** Production remanufacturing and disposal: A numerical comparison of alternative control strategies // Int. J. Prod. Econ. - 1996. - 45. - P. 489-498.
3. **Pochampally K.K., Nukala S., Gupta S.M.** Strategic Planning Models for Reverse and Closed-Loop Supply Chains // CRC Press, Boca Raton. - Florida, USA, 2009. - 185 p.
4. **Schultmann F., Engels B., Rentz O.** Closed-loop supply chains for spent batteries // Interfaces. - Nov.-Dec. 2003. - Vol. 33, № 6. - P. 71.
5. **Tuma A.** Optimization of the account of the used personal property for the purpose of increase of factor of recycling: The report of the research project from the Bavarian ground department of environment for period Dec. 2005 - Jan. 2007 (University of Augsburg, Germany). - 2007. - 199 p.

6. **Kirakossian R.G., Hartl R.F., Kirakossian G.T.** A mathematical model and method to optimal secondary recycling of spoilt IT-communication equipment in developing countries // Proceeding of State Engineering University of Armenia “Modelling, Optimazation, Control”. – 2011. - Issue 14, vol. 1. - P. 116-127.

Received on 14.04.2014.
Accepted for publication on 12.05.2014.

ՕԳՏԱԳՈՐԾՎԱԾ ԵՎ ԱՆՍԱՐՔ ԲԺՇԿԱԿԱՆ ՏՏ ՍԱՐՔԱՎՈՐՈՒՄՆԵՐԻ ԱՐԴՅՈՒՆԱՎԵՏ ՎԵՐԱՆՈՐՈԳՄԱՆ ԵՎ ՓՈԽԱՐԻՆՄԱՆ ԳՈՐԾԻՔ

Ռ.Գ. Կիրակոսյան

Օգտագործված և անսարք բժշկական ՏՏ սարքավորումների արդյունավետ վերանորոգման և փոխարինման համար որպես գործիք մշակվել է երկխոսային կիրառական ավտոմատացված համակարգ: Գործիքը՝ որպես զարգացող երկրների առողջապահության սեկտորում օգտագործված և անսարք բժշկական ՏՏ սարքավորումների արդյունավետ վերանորոգման և փոխարինման բաղադրիչների, պահեստամասերի ու հանգույցների երկրորդային աղբյուր, միավորում է տեխնոլոգիական և կազմակերպչական սխեմաների համակարգային վերլուծության մոտեցումներն ու սինթեզը:

Առանցքային բառեր. գործիք, մատակարարումների շղթայի փակ հանգույց, վերանորոգում և փոխարինում, օգտագործված և անսարք բժշկական ՏՏ սարքավորումներ, երկխոսային կիրառական ավտոմատացված համակարգ, լուծման մեթոդ, արդյունավետ ղեկավարում:

ИНСТРУМЕНТ ДЛЯ ЭФФЕКТИВНОГО РЕМОНТА И ЗАМЕНЫ ИСПОЛЬЗОВАННОГО И ИСПОРЧЕННОГО МЕДИЦИНСКОГО ИТ-ОБОРУДОВАНИЯ

Р.Г. Киракосян

Разработана интерактивная прикладная автоматизированная система для эффективного ремонта и замены запасных частей и вторичного использования старого и испорченного медицинского ИТ-оборудования в сфере здравоохранения развивающихся стран. Данный инструмент эффективного ремонта и замены объединяет подходы системного анализа и синтеза технологических и организационных схем использованного и испорченного медицинского ИТ-оборудования в секторе здравоохранения развивающихся стран в качестве вторичного источника компонентов, запасных частей и узлов.

Ключевые слова: инструмент, замкнутый контур цепочки поставок, ремонт и замена, использованное и испорченное медицинское ИТ-оборудование, интерактивная прикладная автоматизированная система, метод решения, эффективное управление.

ЭЛЕКТРОНИКА

УДК 536.5 (35)

АНАЛОГО-ЦИФРОВОЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ ТЕМПЕРАТУРНОГО КОЭФФИЦИЕНТА ПЛАТИНОВОГО ТЕРМОПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ СОПРОТИВЛЕНИЯ

Л.К. Бегоян

Государственный инженерный университет Армении (Политехник)

Предлагается структурная схема построения аналого-цифрового преобразователя температурного коэффициента платинового термопреобразователя сопротивления. Приведены формулы для расчета параметров схемы.

Ключевые слова: платиновый термопреобразователь сопротивления, температурный коэффициент, сигма-дельта аналого-цифровой преобразователь.

Введение. Платиновые термопреобразователи сопротивления (ПТС) нашли широкое применение при точных измерениях температуры в диапазоне от минус 200 до 660 ℃ (для технических ПТС) и 1100 ℃ (для образцовых ПТС). Измерение температуры основано на измерении сопротивления ПТС при данной температуре. При этом ПТС подключается по мостовой схеме (уравновешенной или неуравновешенной), или через ПТС пропускается стабильный постоянный либо переменный ток и измеряется падение напряжения на ПТС. При высокоточных измерениях применяется второй способ. Сопротивление ПТС зависит от температуры нелинейно и выражается функцией Каллендар Ван-Дюзена [1]:

$$R_\theta = R_0 W_\theta = R_0[1 + A\theta + B\theta^2 + C(\theta - 100)\theta^3]\,, \qquad (1)$$

где R_0 – сопротивление ПТС при температуре θ=0 ℃; A,B,C – постоянные коэффициенты (для диапазона измерений θ≥0 ℃, C=0).

В [1] приведены формулы расчета температуры по значению W_θ. Для диапазона измерения θ≥0 ℃ вычисления производятся по формуле

$$\theta = \frac{\sqrt{A^2 - 4B\left(1 - \frac{W_\theta}{R_0}\right)} - A}{2B} = -\frac{A}{2B}\left(1 - \sqrt{1 - \frac{4B}{A^2}(1 - W_\theta)}\right) \quad \text{для } \theta \geq 0\,℃,$$

$$\theta = \sum_{i=1}^{4} D_i \left(\frac{R_\theta}{R_0} - 1\right)^i = \sum_{i=1}^{4} D_i (W_\theta - 1)^i \quad \text{для } \theta < 0\,℃, \qquad (2)$$

где D_i - постоянные коэффициенты [1].

Методы исследования. Из (2) следует, что погрешность измерения температуры зависит только от погрешности измерения W_θ. В [1] приведены значения W_θ с 5-ю значащими цифрами, однако расчеты показали, что для получения высокой точности ($\Delta\theta \leq 0{,}002$ °C) необходимо иметь значения W_θ с 6-ю значащими цифрами. В таблице приведены значения W_θ для термопреобразователей сопротивления с коэффициентами α_1=0,00385 °C^{-1} и α_2=0,00391 °C^{-1}.

Таблица

Расчетные значения температур по формулам (2)

θ, °C	W_θ		$\theta_{расч.}$ °C	
	α_1=0,00385 °C^{-1}	α_2=0,00391 °C^{-1}	α_1	α_2
-200	0,18520	0,17244	-199,998	-199,999
-100	0,60256	0,59639	-100,000	-100,000
-50	0,80306	0,80000	-50,000	-50,000
0	1	1	0	0
10	1,03902	1,03963	9,987	10,000
20	1,07793	1,07915	19,999	20,000
30	1,11673	1,11854	30,000	30,000
40	1,15541	1,15783	40,000	40,000
50	1,19397	1,19699	49,999	50,000
100	1,38505	1,39106	99,998	100,000
200	1,75856	1,77044	199,999	200,000
400	2,47092	2,49414	399,999	399,999
600	3,13708	3,17112	599,998	599,999
700	3,45283	3,49209	699,998	699,999
800	3,75704	3,80138	799,998	799,999

Из таблицы следует, что цену единицы младшего разряда выходного кода аналого-цифрового преобразователя (АЦП) температурного коэффициента ПТС целесообразно брать равной q_w=0,00001. При этом погрешность квантования при измерении температуры в диапазоне -200 °C$\leq\theta\leq$800 °C будет не более 0,002 °C. В данном диапазоне выходному коду АЦП будет соответствовать диапазон чисел $17244 \leq Nx \leq 380138$. Следовательно, количество разрядов АЦП должно быть $n \geq 19$.

Результаты исследования и их обсуждение. В настоящее время в цифровых средствах измерения широкое распространение получили сигма-дельта АЦП (СД АЦП), которые имеют высокую точность, помехозащищенность и последовательный кодовый выход. Основными параметрами СД АЦП являются количество разрядов (полное и без “дрожания”), уровень шумов, динамический диапазон, опорное напряжение. Лучшими

характеристиками обладают СД АЦП фирм Analog Devices, Texas Instruments. Фирма Analog Devices в своих спецификациях приводит разрешение “от пика до пика”, которое соответствует числу разрядов без “дрожания” или числу разрядов, свободных от шума. При этом “дрожащие” разряды отбрасываются. Обычно пиковое значение шумового сигнала принимается равным 6,6$U_{шум}$ (где $U_{шум}$ - действующее значение шумового сигнала, которое зависит от частоты работы внутреннего фильтра и установленного коэффициента усиления).

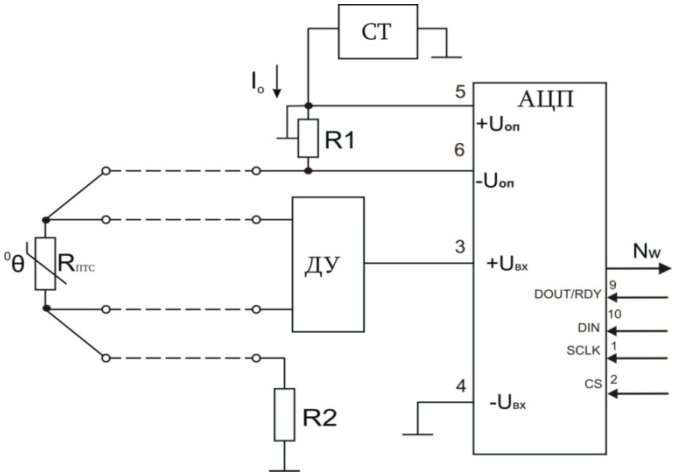


Рис. Структурная схема АЦП температурного коэффициента ПТС

В качестве СД АЦП целесообразно использовать микросхему AD7791, количество разрядов без “дрожания” или разрешение “от пика до пика” которой равно 19,5 (n=24), с одним дифференциальным входом, $U_{шум}$=1,1 *мкВ* при частоте преобразования 9,5 *Гц*, опорное напряжение, которое можно выбрать от 0,1 до 2,5 *В*, напряжение смещения нуля 3 *мкВ,* его температурный дрейф 10 *нВ/°С,* выходному коду соответствует число [2]

$$N=2^n U_{вх}/U_{оп}, \qquad (3)$$

где $U_{оп}$ - опорное напряжение СД АЦП; $U_{вх}$ - входное напряжение СД АЦП; n=24 - количество двоичных разрядов.

Младшему разряду n-разрядного двоичного кода СД АЦП соответствует напряжение $q = U_{оп}/2^n$.

Для СД АЦП типа AD7791 (n=24, $U_{оп}$=2,5 *В*) получим

$$q = 2{,}5 * 10^6 \text{мкВ}/2^{24} = 0{,}149 \text{ мкВ}.$$

Выбирая количество разрядов без “дрожания” или количество разрешения “от пика до пика” равным $n_{р\text{-}р}$=19, младшему разряду двоичного кода без “дрожания” будет соответствовать напряжение

$$q_{p-p} = 2^5 q = 32 * 0{,}149 \text{ мкВ} = 4{,}768 \text{ мкВ}. \quad (4)$$

Для динамического диапазона получим

$$D = \frac{U_{оп}}{q_{p-p}} = 2{,}5 * 10^6 \frac{\text{мкВ}}{4{,}768\text{мкВ}} = 2{,}03732 * 10^6. \quad (5)$$

Максимальному значению температурного коэффициента ПТС W_m=380138 будет соответствовать входное напряжение СД АЦП, равное

$$U_{вхm} = q_{p-p} W_m = 4{,}768 * 380138 \text{ мкВ} = 1{,}8125 \text{ мкВ}.$$

Структурная схема АЦП приведена на рисунке. АЦП состоит из СД АЦП, дифференциального усилителя (ДУ), стабилизатора измерительного тока I_0 (СТ), резистора R1 (для получения опорного напряжения СД АЦП), резистора R2. Через ПТС проходит стабильный постоянный ток, и падение напряжения на нем усиливается ДУ с коэффициентом усиления $K_{ДУ}$. Выходное напряжение ДУ подается на измерительный вход СД АЦП. Входное и опорное напряжения СД АЦП определяются выражениями

$$U_{вх} = R_0 I_0 W_\theta K_{ДУ}, \quad U_{оп} = I_0 R_1. \quad (6)$$

При токе I_0=1 *мА*, $U_{оп}$=2,5 *В* получим R_1=2,5 *кОм*. Тогда число, соответствующее выходному коду СД АЦП без “дрожания”, будет

$$N_w = 2^{n_{p-p}} * \frac{R_0}{R_1} K_{ДУ} W_\theta = W_\theta / q_w . \quad (7)$$

При количестве разрядов выходного кода СД АЦП без “дрожания”, равном n_{p-p} =19, получим

$$N_w = 524288 \frac{R_0}{R_1} K_{ДУ} W_\theta = \frac{W_\theta}{q_w} = 10^5 W_\theta . \quad (8)$$

Из (8) получим

$$K_{ДУ} = 10^{-5} R_1 / 524288 R_0 . \quad (9)$$

Для R_1=2,5 *кОм* и R_0=100 *Ом* получим $K_{ДУ}$=4,768.

Температурный коэффициент ПТС можно представить в виде

$$W_\theta = q_w N_w = 10^{-5} N_w . \quad (10)$$

Выводы. Предложенная схема позволяет с высокой точностью измерять температурный коэффициент ПТС, что дает возможность построить на ее базе автоматизированную систему поверки ПТС и точный цифровой термометр.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. ГОСТ 6651-2009. Термопреобразователи сопротивления. Общие технические требования и методы испытаний. – 27 с.
2. AN615R-Руководство по применению СД АЦП фирмы Analog Devices http://www.analog.com

Поступила в редакцию 14.12.2013.
Принята к опубликованию 12.05.2014.

ՊԼԱՏԻՆԵ ԴԻՄԱԴՐՈՒԹՅԱՆ ՋԵՐՄԱԿԵՐՊԱՓՈԽԻՉԻ ՋԵՐՄԱՍՏԻՃԱՆԱՅԻՆ ԳՈՐԾԱԿՑԻ ԱՆԱԼՈԳԱԹՎԱՆՇԱՆԱՅԻՆ ԿԵՐՊԱՓՈԽԻՉ

Լ.Կ. Բեգոյան

Առաջարկվում է պլատինե դիմադրության ջերմակերպափոխիչի ջերմաստիճանային գործակցի անալոգաթվանշանային կերպափոխիչի կառուցվածքային սխեմա: Բերված են սխեմայի պարամետրերի հաշվարկման բանաձևերը:

Առանցքային բառեր. պլատինե դիմադրության ջերմակերպափոխիչ, ջերմաստիճանային գործակից, սիգմա-դելտա անալոգաթվանշանային կերպափոխիչ:

AN ANALOG-TO-DIGITAL CONVERTER FOR TEMPERATURE COEFFICIENT IN A PLATINUM THERMOTRANSDUCER OF RESISTANCE

L.K. Begoyan

A block diagram for designing an analog-to-digital converter for temperature coefficient in a platinum thermotransducer of resistance is proposed. Formulae for calculating the diagram parameters are introduced.

Keywords: platinum thermotransducer of resistance, temperature coefficient, sigma-delta analog-to-digital converter.

УДК 621.382

О ВОЗМОЖНОСТИ СОЗДАНИЯ ИНЖЕКЦИОННЫХ ДЕТЕКТОРОВ ИОНИЗИРУЮЩЕГО ИЗЛУЧЕНИЯ

С.Х. Худавердян, В.Е. Арустамян, Ж.Г. Дохолян, К.Б. Гарибян

Государственный инженерный университет Армении (Политехник)

Исследованы высокочувствительные датчики видимого и рентгеновского излучения на основе теллурида кадмия. Показано, что механизм инжекционного усиления фототока можно реализовать не только в видимом, но и в рентгеновском областях излучения. Полученная чувствительность исследуемых детекторов позволяет регистрировать радиационный фон Земли.

Ключевые слова: ионизация, фотодетектор, фотогенерация, дозовая чувствительность.

Введение. До сих пор существующие полупроводниковые детекторы работают, в основном, либо при обратном смещении поверхностно-барьерных и диффузионных $p-n$ переходов, либо как однородные детекторы (подобно фоторезисторам). Отсюда и вытекает соответствующее ограничение в чувствительности.

Принцип создания фотодиодных структур с высокой чувствительностью к видимому излучению, основанный на инжекционном усилении [1], вполне может быть реализован и в рентгеновской области спектра.

Известно, что глубина эффективного поглощения излучения из области мягкого рентгена в теллуриде кадмия вплоть до энергии квантов 40…50 *кэВ* не превышает 100 *мкм* [2, 3], а собственный свет поглощается на глубине ~ 2 *мкм* [4] от поверхности. Следовательно, оптимальные размеры детектора (длина диодной структуры и соотношение толщин различных ее областей) могут быть несколько другими в зависимости от энергии регистрируемых квантов. Однако принцип регистрации, основанный на модуляции проводимости и инжекционном усилении, в основном останется прежним, с некоторыми особенностями, которые могут быть обусловлены следующими причинами:

1. Вследствие большой проникающей способности рентгеновского излучения генерация электронно-дырочных пар может происходить и в базовой области, а не только в передней части высокоомной прослойки и области $p-n$ перехода. Поэтому, чтобы эффективно регистрировать глубоко проникающее излучение, необходимо либо создать достаточно “толстую” высокоомную

прослойку, либо, если это технологически трудно реализовать, выбрать базовую область высокоомной. При этом происходит модуляция проводимости базовой области за $p-n$ переходом, которая при освещении собственным светом остается в темноте, и модуляция ее проводимости осуществляется в результате перераспределения напряжения и инжекции неосновных носителей.

2. Генерированные носители являются “горячими”, поэтому увеличивается вероятность рекомбинации по Оже-механизму. В условиях продольного режима облучения изменение механизма рекомбинации существенно для распределения неравновесных носителей по длине образца. В условиях инжекционного усиления это может сильно повлиять на выходные характеристики диодной структуры.

3. Если в обычном диоде с $p-n$ переходом, работающим при обратном смещении, рабочая длина детектора по порядку величины равна $L = L_n + d_{p-n} + L_p$, где L_n, L_p - диффузионные длины неосновных носителей, d_{p-n} - ширина $p-n$ перехода, то для диодных структур при прямом смещении в режиме инжекционного усиления эта длина будет больше. Это обусловлено тем, что области, выходящие за пределы $L_n + d_{p-n} + L_p$, играют при этом активную роль, которая еще больше увеличивается, если там происходит генерация неравновесных носителей квантами рентгеновского излучения.

1. О механизме образования свободных носителей при облучении фотонами большой энергии. При облучении диодной структуры фотонами большой энергии в объеме полупроводника возникают фото- и комптоновские электроны. Комптон-эффект проявляется уже при энергиях фотонов приблизительно 10 *кэВ*. Плотность потока этих вторичных электронов с глубиной X увеличивается от нуля вблизи поверхности до максимальной величины на глубине, равной пробегу X_e электрона с энергией, близкой к энергии падающего фотона. При $X \succ X_e$ плотность потока вторичных электронов с глубиной начинает убывать, так же как и плотность потока фотонов, т.е. по закону $I_x = I_0 \exp(-\chi X)$, где χ – коэффициент ослабления.

Образовавшиеся электроны теряют свою энергию на ионизацию, возбуждение атомов полупроводника и тормозное излучение. Некоторая доля энергии, которая мала по сравнению с ионизационными потерями, передается атомам вещества, приводя к возникновению радиационных дефектов. В результате в объеме диода образуется некоторое число электронов и дырок, концентрация которых зависит от интенсивности излучения и их времени жизни. Для однородного полупроводника, зная среднюю энергию w, необходимую для образования одной пары носителей, которая представляет собой отношение полных ионизационных потерь к числу возникших пар

неравновесных носителей, можно по числу измеренных экспериментально пар носителей найти поглощенную в объеме полупроводника энергию E_n:

$$E_n = wN.$$

Для теллурида кадмия: $w = 4{,}65 эВ$ [3, 5, 6].

В случае облучения диодной структуры в режиме инжекционного усиления для определения поглощенной энергии необходимо знать коэффициент инжекционного усиления, который можно определить следующим образом:

$$\Upsilon = \left.\frac{S_i}{S_{iR}}\right|_{V_R = V} = \left.\frac{\left(\partial I / \partial W\right)_V}{\left(\partial I_R / \partial W_{V_R}\right)}\right|_{V_R = V}, \qquad (1)$$

где S_i – дифференциальная дозовая чувствительность диода; S_{iR} - дифференциальная дозовая чувствительность “сопряженного детектора”, т.е. детектора той же геометрии, что и диода, изготовленного из того же исходного материала, но с неинжектирующими контактами; W – мощность дозы излучения (или интенсивность излучения).

2. Объект исследования. Рассматривались диодные структуры (рис. 1) на основе n-CdTe с толщиной ~800 *мкм* и ρ ~ $10^7 \ldots 10^8$ *Ом·см*. Высокоомная область p-типа толщиной ~ 3,5 *мкм* создавалась путем термодиффузии серебра при T=850 *K* в атмосфере аргона в течение 1,5 *мин*. Тыловой контакт $п^+$-типа к диодным структурам был создан в процессе отжига пленки индия. Для измерения параметров полученных структур использовалась установка, содержащая источники рентгеновского излучения – молибденовая, алюминиевая, медная, железная трубки, электрометр TR-1501, источник постоянного напряжения.

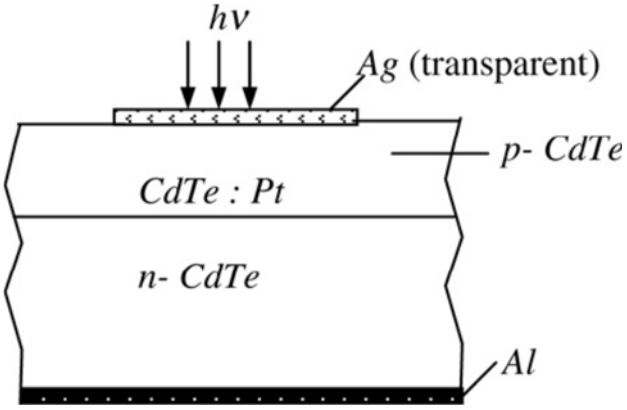


Рис. 1. Структура датчика на основе теллурида кадмия

3. Вольт-амперные характеристики (ВАХ) диодов при рентгеновском облучении. Приведены результаты исследования свойств диодных структур при рентгеновском (молибденовом) облучении. Измерения дозы рентгеновского облучения проводились дозиметром, находившимся на том же расстоянии от источника, что и диоды при исследовании их свойств. Это позволило не учитывать потери рентгеновских квантов в воздухе в промежутке между источником и приемной поверхностью диодов. При измерении считалось, что серебряный контакт целиком пропускает рентгеновские кванты (толщина пленки $Ag \leq 0{,}1$ *мкм*), так как для двойного ослабления потока рентгеновского излучения необходим слой серебра толщиной 23 *мкм* [7]. Исследования проводились в токовом режиме работы.

На рис. 2 приведена зависимость отношения фототока к току короткого замыкания $\left(I_{ф} / I_{кз}\right)$ от напряжения смещения.

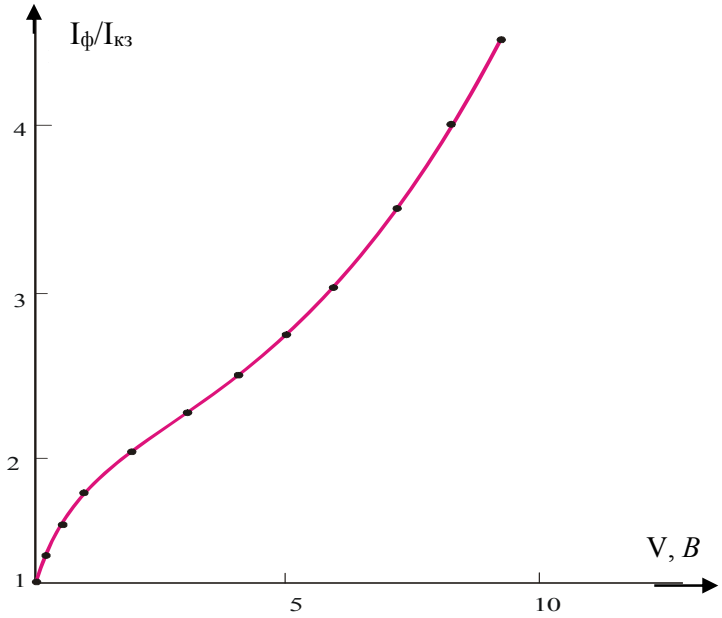


*Рис. 2. Относительный рост фототока при увеличении напряжения смещения для диодов при обратном смещении (P ~ 5,1*10^{-2} р/с)*

Начальный резкий рост говорит о существовании в области объемного заряда глубоких центров рекомбинации [8]. Потери фотоносителей, обусловленные этими центрами, уменьшаются с увеличением смещения. Диапазон напряжений от 1 до 6 *В* (в зависимости от мощности дозы)

соответствует фотодиодному режиму работы, а после 6 B, когда начинается линейный рост фототока на ВАХ, – фоторезистивному.

Анализ ВАХ в полулогарифмическом масштабе (рис. 3) выявил начальный экспоненциальный участок, соответствующий диапазону изменения токов на порядок и более в зависимости от мощности облучения (рис. 3, кривые 1 и 2).

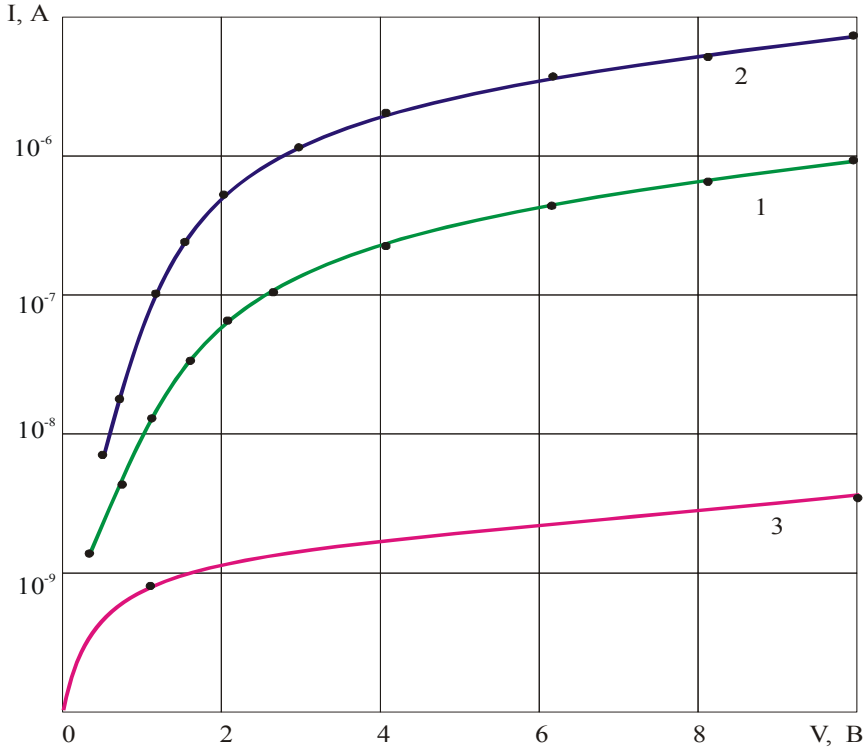


Рис. 3. Прямые ветви ВАХ диодов при мощностях дозы Р/с:
*1 – 1,8*10^{-4}; 2 – 5,1*10^{-2}; 3 – 0*

Расчетные значения константы C составляют 16 и 12 для мощностей 1,1*10^{-4} и 5,1*10^{-2} *Р/с*, а соответствующие времена жизни неосновных носителей оказались равными 8*10^{-5} и 10^{-4} *с*. То есть, аналогично механизму работы диодов, при освещении собственным светом здесь также модуляция проводимости $n-$ базы сопровождается дополнительным $C-$ механизмом. Следует отметить, что с учетом отношения энергии квантов рентгеновского (17 *кэВ*) и собственного излучения (1,5 *эВ*), а также энергии образования электронно-дырочных пар (4,65 *эВ* [3]) квантовая эффективность при

рентгеновском облучении при $R = 1{,}8 * 10^{-4} \frac{p}{c}$ оказалась равной ~ $3*10^6$, что намного больше, чем при освещении собственным светом.

Объяснить эти результаты можно, предположив, что в отличие от излучения из области собственного поглощения, когда светом модулируется проводимость только прослойки, большая часть рентгеновских квантов поглощается в глубине полупроводника (в $n-$ области). Это приводит к снижению сопротивления части $n-$ базы и дополнительному перераспределению напряжения между $p-n$ переходом и высокоомными $p-$ и $n-$ областями. Вследствие этого в приборе увеличиваются усиливающие возможности усиления за счет более интенсивной реализации положительной обратной связи, особенно при малых мощностях дозы, так как при больших происходит увеличение вероятности поглощения рентгеновских квантов у противоположного от поверхности контакта и, стало быть, увеличивается вероятность потери вторичных электронов и снижения эффективности регистрации.

4. Дозовая чувствительность диодов при рентгеновском облучении. Спектральную дозовую чувствительность детектора определяют по отношению

$$S_{i\nu} = I / P,$$

где I – ток на выходе детектора, а P – мощность дозы излучения, измеряемая в месте расположения детектора.

Дозовая чувствительность $S_{i\nu}$ диодов уменьшалась как при прямом, так и при обратном смещении. Такое поведение обусловлено сублинейной зависимостью тока от мощности дозы.

Дозовая чувствительность диодов как при прямом, так и при обратном смещении росла с увеличением напряжения. В диапазоне прикладываемых к диоду напряжений от 0,1 до 20 B дозовая чувствительность изменялась на 2…3 порядка величины и достигала значения 10^{-2} $A / P * c$ при прямом смещении. При обратном смещении дозовая чувствительность на 1,5…2 порядка меньше, чем при прямом ($V = 10$ B).

Зависимость квантовой эффективности γ от напряжения при прямом смещении для диодов (рис. 4) рассчитана по формуле

$$\gamma = \frac{I - I_T}{q * N},$$

где I – ток при рентгеновском облучении диода; I_T – темновой ток; q – заряд электрона; N – число электронно-дырочных пар, рожденных рентгеновским излучением в единицу времени.

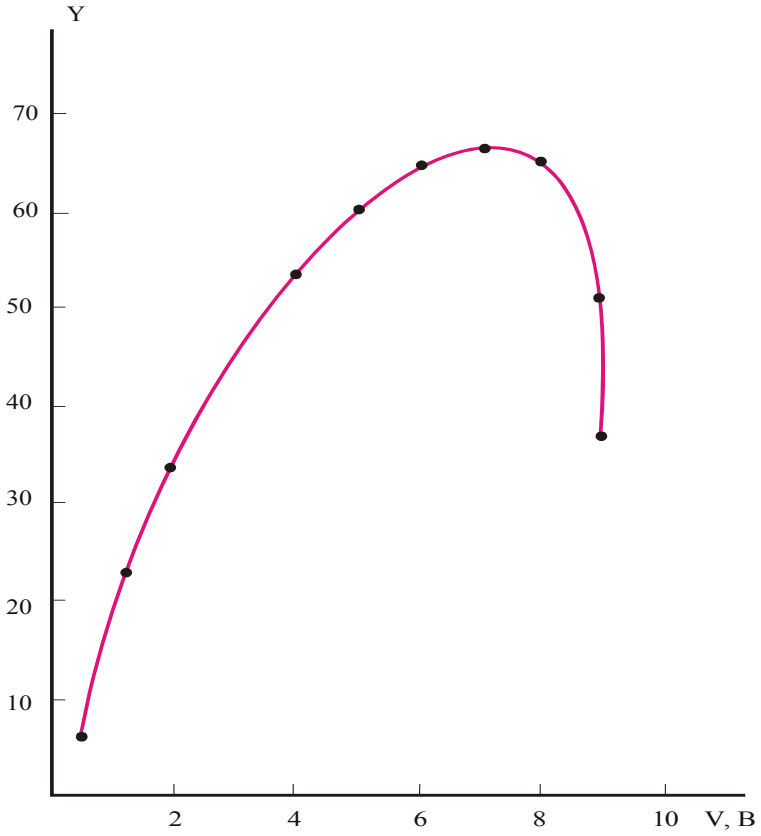


Рис. 4. Зависимость коэффициента инжекционного усиления от смещения

Наблюдался сверхлинейный рост квантовой эффективности с увеличением напряжения. При больших напряжениях смещения сверхлинейная зависимость $\gamma(V)$ переходила в линейную. В этом диапазоне напряжений ($V \geq 10B$) ток через диод ограничивается промодулированным сопротивлением базовой области.

Оценим коэффициент фоторезистивного усиления, который определяется выражением [1]

$$G \approx \frac{\tau}{t_{пр}} = \frac{\mu_n V \tau_n}{l^2},$$

где τ_n – время жизни основных носителей; $t_{пр}$ – время пролета свободных носителей через базовую область; l – длина пролета (толщина образца). При

напряжении $V = 10\ B$, времени жизни электронов $\tau_n \sim 10^{-5} c$ [4] и подвижности $\mu_n = 600\ \frac{см^2}{B * c}$ получаем для диодов $G \approx 10$.

В случае фоторезистивного эффекта при $\mu_n = 600\ см^2 / B*c$ и мощности дозы 6,5*10^{-2} P / c, при которой в однородном теллуриде кадмия рождается 1*10^9 пар носителей в фоторезисторе толщиной 200 *мкм* и напряжении 10 *В*, протекал бы ток, равный [1]

$$I = qn\mu ES \sim 3*10^{-6}\ A.$$

Коэффициент инжекционного усиления рассчитывался согласно определению (1). За ВАХ сопряженного фоторезистора принималась линейная характеристика, совпадающая с характеристикой диода на омическом участке при малых напряжениях, когда инжекция еще мала. Как следует из приведенной зависимости, инжекционное усиление растет с увеличением приложенного напряжения в прямом направлении вплоть до напряжения $V = 7B$, при котором наблюдается максимум. В максимуме токовая чувствительность в 65 раз больше, чем токовая чувствительность сопряженного фоторезистора. Снижение коэффициента инжекционного усиления при $V \succ 7B$ можно объяснить ограничением тока сопротивлением базовой области и сопротивлением прослойки.

5. Пороги и обнаружительная способность диодов при рентгеновском облучении. Оценка пороговой чувствительности проводилась по аналогии с ее оценкой для фотоприемников с использованием формул

$$\Phi_{пор} = \frac{\sqrt{I_ш^{\ 2}}}{S_{iv}}\ ,\ D* = \frac{\sqrt{S}}{\Phi_{пор}}.$$

Так как токовые шумы у диодов типа в пределах напряжения смещения до 15 B (+ на Ag электроде) были меньше, чем 10^{-12} A, а $S_{iv} \approx 5*10^{-3}$ и 3*10^{-4} $A / P / c$ соответственно, то оценочные пороговые чувствительности при прямом смещении составляли 10^{-4} и 10^{-3} $мкР / c$ соответственно. Обнаружительные способности при этом были равны 10^3 $см * c / мкР$ и 100 $см * c / мкР$. При обратном смещении для диодов эти величины составляли 10^{-2} $мкР / c$ и 10 $см * c / мкР$.

Средняя радиоактивность воздуха в слое у поверхности Земли равна 4*10^{-3} $мкР / c$, из них 2/3 (~ 10^{-3} $мкР / c$) составляет фон Земли [9]. Максимальная радиоактивность среды, в которой еще допускается работа человека, составляет 0,9 $мкР / c$. Фотоотклик у прямо смещенных диодов при такой дозе был в 3…5 раз больше, чем темновые токи при $V = 10\ B$.

Следовательно, созданные образцы способны измерять дозы намного меньшие, чем дозы, представляющие опасность для человеческой жизни. Предельная регистрационная способность у них соизмерима с фоном Земли.

6. О взаимосвязи чувствительности в собственной и рентгеновской областях спектра. При выявлении взаимосвязи механизмов работы диодов в собственной и рентгеновской областях спектра надо учесть последствия, возникающие из-за поглощения разных по энергии квантов. Квант собственного света порождает в лучшем случае одну пару носителей заряда. Квант же рентгеновского излучения способен в этом случае создать в веществе вторичные рентгеновские кванты с меньшей энергией, а также горячие электроны [6]. Как те, так и другие тратят свою энергию на повторную ионизацию и на тепловые колебания решетки. Последние ионизирующим излучением обуславливают примерно в три раза большую среднюю энергию образования электронно-дырочных пар, чем ширина запрещенной зоны. Цикл повторной ионизации продолжается до тех пор, пока последняя рожденная частица не перестанет быть способной на ударную ионизацию. В результате воздействия ионизирующего излучения из одного кванта с энергией больше 5 $кэВ$ возникает 10^3 и более электронно-дырочных пар.

Коэффициент усиления, рассчитанный по формуле (1), при $V = 10\ В$ был равен ~ 100. Квантовая эффективность при облучении светом из области собственного поглощения и рентгеновскими лучами малой интенсивности ($P \sim 1{,}8 * 10^{-5}\ \frac{р}{с}$ Р) в том же электрическом поле с учетом $w = 4{,}65\ эВ$ составляла ~ 10^2 и ~ 10^3.

Таким образом, у диодов усиление существует как на свету, так и при рентгеновском облучении, причем в последнем случае оно значительно увеличивается с уменьшением интенсивности облучения. Такая разница в чувствительности при облучении собственным светом и рентгеновскими лучами у диодов заключается в поглощении рентгеновских квантов в основном в глубине $n-$ базы в пределах 50 $мкм$ от контакта, что приводит к перераспределнию напряжения между оставшейся высокоомной $n-$ областью и приконтактной (также высокоомной) $p-$ областью. Это увеличивает падение напряжения в приконтактной области, и, следовательно, увеличивается инжекция из контакта.

При освещении из области собственного поглощения кванты поглощаются, в основном, в приконтактной $p-$ области, понижая ее сопротивление и уменьшая падение напряжения на ней, что приводит к уменьшению доли инжекции. С увеличением интенсивности рентгеновского облучения увеличивается также число поглощенных квантов в приконтактной

области. Как и в случае освещения собственным светом, это может привести к уменьшению инжекции. Одновременно увеличивается длина пробега вторичных электронов и уменьшается эффект модуляции проводимости $n-$ базы. Увеличивается также число центров, ответственных за уменьшение времени жизни носителей заряда. Все это вместе приводит к уменьшению чувствительности приборов к рентгеновскому облучению.

Сравнение параметров детекторов на основе разных материалов приведено в таблице.

Таблица

Исх. матер. толщ. базы	Светочув. площадь, *мм²*	Излучение	Дозовая чувстви-тельн., *мкА/Р/ч*	Порог чувстви-тельности (оценочный), *мкР/с*	Мощ-ность дозы при изме-рении чувстви-тельности	Рабо-чее напря-жение, *В*	Инер-ционн-ость
n-CdTe d =800 *мкм*	1x1	Рентген.	100	10^{-5}	0,1 *мкР/с*	5...10	10^{-3}*с*
Монокрис-талл CdS [10]	5x10	γ-излучение	2	-	1 *мкР/с*	100	10 *мин*
p-i-n Si [10]	3x3	γ-излучение	0,3	-	1-200 *Р/мин*	0 ... 3	Нес-колько секунд
Монокрис-талл CdS [10]	2x1	Рентген	2	-	-	100	-

Преимущества инжекционных детекторов на основе CdTe в быстродействии и в чувствительности неоспоримы.

Выводы

1. Созданы диодные структуры на основе теллурида кадмия, обладающие высокой чувствительностью в рентгеновской области спектра.

2. Исследованы свойства диодных структур под действием рентгеновского облучения в токовом режиме работы. Экспериментально доказано осуществление в них инжекционного усиления тока под действием облучения при прямом смещении.

3. При рентгеновском облучении модулируется не только потенциальный барьер, но и базовая область (т.к. глубина проникновения рентгеновских квантов

в теллуриде кадмия 10…50 *мкм* при энергиях квантов до 20 *кэВ*), а $p-n$ переход расположен на расстоянии нескольких микрон от облучаемого контакта. Поэтому для реализации эффективного инжекционного усиления базовая область в рентгеновских датчиках должна быть достаточно высокоомной. В этом состоит существенное отличие рентгеновских датчиков от фотодиодов. В фотодиодных структурах базовая область остается “незасвеченной”, и удельное сопротивление ее должно быть мало для того, чтобы уменьшение сопротивления прослойки при освещении в результате перераспределения напряжения в структуре приводило к увеличению падения напряжения на $p-n$ переходе и, в конечном итоге, к дополнительной инжекционной модуляции сопротивления прослойки.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Викулин И.М., Стафеев В.И.** Физика полупроводниковых приборов. - М.: Радио и связь, 1990. – 264 с.
2. **Jager H., Thiel R.** X-ray escape variations in diodes made from doubly traveling solvent grown p-type CdTe // Revue de Phisique appliqué.- 1977.- V.12.- P. 293 - 296.
3. Полупроводниковые детекторы. http://profbeckman.narod.ru/radiometr.files/L2_2.pdf
4. **Иванов В.И.** Курс дозиметрии. - М.: Энергоатомиздат, 1988.- 400 с.
5. **Aoki Toru, Maslyanchuk O.L., Kosyachenko L.A. Gnatyuk V.A.** Reasons of low charge collection efficiency in CdTe-based x/γ detectors with ohmic contacts // Proc. SPIE 8852, Hard X-Ray, Gamma-Ray, and Neutron Detector Physics, September 26, 2013.- 2013.-XV.- C. 88521.
6. **Limousin O.** New trends in CdTe detectors for X and γ - ray applications // Overview, Third International Conference on “New developments in photodetection”. - Beaune, France, 2002. - P. 35.
7. **Миркин Л.И.** По рентгеноструктурному анализу поликристаллов: Справочник.- М.: Энергоатомиздат, 2012.- 869 с.
8. **Бузанова Л.К., Глиберман А.Я.** Полупроводниковые фотоприемники.- М.: Энергия, 1976.- 63 с.
9. **Шкловский И.С.** Вселенная Жизнь. Разум.- М.: Наука, 1976.- 543 с.
10. Ultraviolet Photodetectors, Boston Electronics Corporation.

Поступила в редакцию 10.02.2014.
Принята к опубликованию 12.05.2014.

ԻՈՆԱՑՆՈՂ ՃԱՌԱԳԱՅԹՆԵՐԻ ԻՆԺԵԿՑԻՈՆ ԴԵՏԵԿՏՈՐՆԵՐԻ ՍՏԱՑՄԱՆ ՀՆԱՐԱՎՈՐՈՒԹՅԱՆ ՄԱՍԻՆ

Ս.Խ. Խուդավերդյան, Վ.Ե. Առուստամյան, Ժ.Գ.Դոխոլյան, Կ.Բ.Ղարիբյան

Հետազոտվել են տեսանելի և ռենտգենյան ճառագայթների՝ կադմիումի թելուրի հիմքով բարձր զգայնությամբ տվիչներ: Ցույց է տրվել, որ ֆոտոհոսանքի ինժեկցիոն ուժեղացման մեխանիզմը կարելի է իրականացնել ճառագայթման ոչ միայն տեսանելի, այլև ռենտգենյան միջակայքերում: Հետազոտվող դետեկտորների ստացված զգայնությունը թույլ է տալիս գրանցելու երկրագնդի ճառագայթման ֆոնը:

Առանցքային բառեր. իոնացում, ֆոտոդետեկտոր, ֆոտոգեներացիա, դոզային զգայնություն:

THE POSSIBILITY OF CREATING INJECTION DETECTORS OF IONIZING RADIATION

S.Kh. Khudaverdyan, V.E. Arustamyan, J.G. Dokholyan, K.B. Gharibyan

Highly sensitive sensors of visible and X-ray radiation on the basis of cadmium telluride are investigated. It is shown that the mechanism of the injection photocurrent gain can be realized not only in the visible, but also in the fields of x-ray radiation. The resulting sensitivity of the tested detectors allows to register the radiation background of the Earth.

Keywords: ionization, photodetector, photogeneration, dose sensitivity.

УДК 621.382

СРАВНИТЕЛЬНАЯ ОЦЕНКА РАССЕИВАЕМОЙ МОЩНОСТИ НАКОПИТЕЛЕЙ КМОП СТАТИЧЕСКИХ ОПЕРАТИВНЫХ ЗАПОМИНАЮЩИХ УСТРОЙСТВ

О.А. Петросян[1], Н.Б. Авдалян[2], Г.Ш. Меликян[1]

[1] Государственный инженерный университет Армении (Политехник)
[2] ЗАО “Синопсис Армения”

При разработке сверхбольших интегральных схем комплементарных металл-окисел-полупроводник (КМОП) запоминающих устройств оценка рассеиваемой мощности является неотъемлемой частью их проектирования. Проведен сравнительный анализ рассеиваемой мощности накопителей на основе различных схемотехнических решений построения запоминающих ячеек при использовании библиотеки с технологическими нормами SAED EDK в 28 *нм*.

Ключевые слова: запоминающая ячейка, накопитель, рассеиваемая мощность, моделирование.

Введение. При проектировании сверхбольших интегральных схем (СБИС) запоминающих устройств (ЗУ) важное значение имеет оценка рассеиваемой мощности (особенно статической) элементной базы запоминающих ячеек (ЗЯ) и накопителей на их основе, особенно на ранних стадиях проектирования. При этом актуальной задачей является сравнительный анализ рассеиваемой мощности накопителей на основе различных схемотехнических решений построения ЗЯ при использовании библиотеки с технологическими нормами SAED EDK в 28 *нм*.

Рассеиваемая мощность состоит из двух составляющих: статической $P_{ст}$ и динамической $P_{дин}$ (рис. 1) [1]. Динамическая мощность рассеивается в активном режиме, т.е. при переключениях логических элементов (ЛЭ). Статическая мощность не зависит от активности внутренней логики и рассеивается в пассивном режиме или в режиме ожидания.

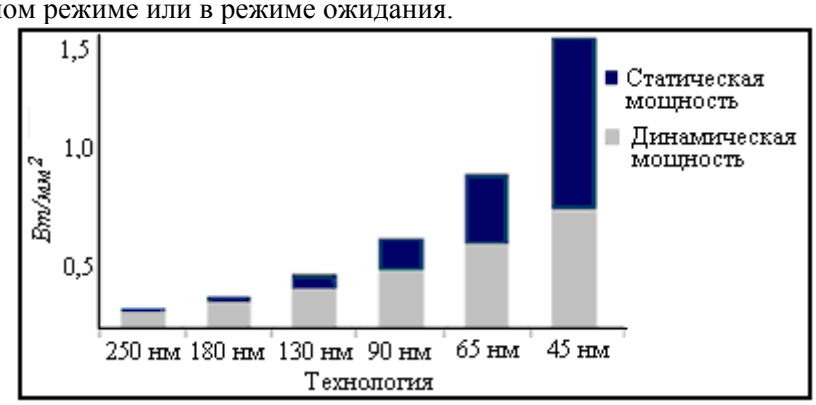


Рис. 1. Уровень потребления мощности при масштабировании технологии

Из рис. 1 видно, что при масштабировании технологии статическая составляющая мощности становится соизмеримой с динамической мощностью.

Статическая рассеиваемая мощность. Эта мощность обусловлена токами утечки: током обратно смещенного *p* - *n* перехода, подпороговым током и туннельным током через подзатворный диэлектрик (рис. 2,3) [2,3]. Каждый механизм является доминирующим в разных областях структуры (рис. 3) [3].

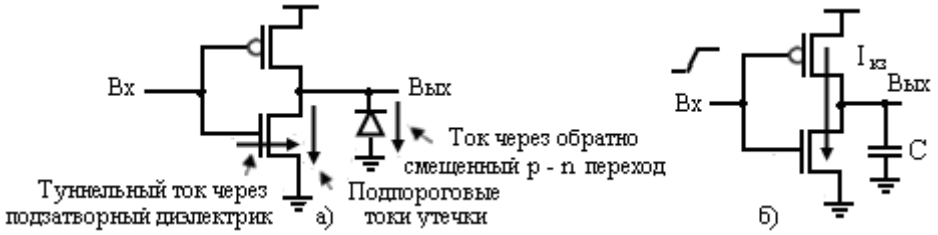


Рис. 2. Направления токов утечки для статической (а) и динамической (б) мощностей

Статическая мощность не является функцией тактовой частоты, в то время как рассеиваемая мощность, наоборот, представляет линейную функцию от тактовой частоты:

$$P_{рас}\left(F_{тч}\right) = A\,F_{тч} + P_{ст}\ , \qquad (1)$$

где A - коэффициент, не зависящий от тактовой частоты.

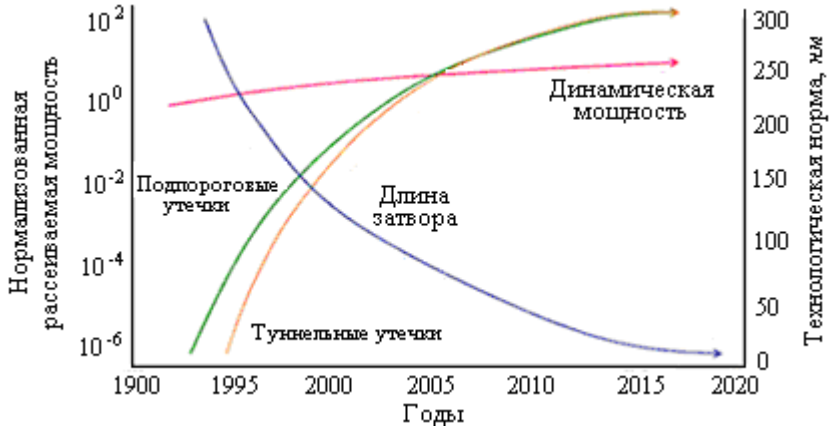


Рис.3. Тенденции развития динамической и статической рассеиваемых мощностей

Ток утечки обратно смещенного p - n перехода. Этот ток возникает тогда, когда на вход ЛЭ приложен низкий логический уровень напряжения и выход ЛЭ - сток *n* МОП транзистора подключается к шине питания (рис. 2). В результате между стоком и подложкой возникает обратно смещенный *p* - *n* переход, через который течет ток утечки [1]:

$$J = A\frac{EV_{pn}}{E_g^{1/2}}exp\left(-B\frac{E_g^{1/2}}{E}\right),$$

где $A = \sqrt{2m^* q^3}/4\pi^3 h^2$, $B = 4\sqrt{2m^*}/3hq$; m^* - эффективная масса электрона; E_g - ширина запрещенной зоны; V_{pn} - напряжение обратно смещенного *p - n* перехода; E - напряженность электрического поля; *q* - заряд электрона; *h* - постоянная Планка.

Ток подпороговой утечки. Этот ток возникает тогда, когда *n* МОП транзистор закрыт, разница напряжений между его стоком и истоком равна напряжению питания и через канал протекает ток [1,3]:

$$I_{sub} = \mu \cdot C_{ox} \cdot \varphi_T^2 \cdot e^{1,8} \cdot \frac{W}{L} \cdot e^{\frac{V_{GS}-V_{th}}{n\varphi_T}}\left(1 - e^{\frac{V_{DS}}{\varphi_T}}\right), \quad (2)$$

где μ - подвижность носителей заряда; C_{OX} - емкость подзатворного окисла; φ_T - термический потенциал; *W, L* - ширина и длина канала транзистора; V_{GS} - напряжение затвор-исток; V_{th} - пороговое напряжение транзистора; *n* - технологически зависимый параметр; V_{DS} - напряжение сток-исток.

Туннельный ток через подзатворный диэлектрик. Этот ток возникает тогда, когда носители заряда проходят через подзатворный диэлектрик вследствие туннельного эффекта, и определяется следующим выражением [1,3]

$$I_{ox} = W \cdot L \cdot A \cdot \left(\frac{V_{ox}}{t_{ox}}\right)^2 exp\left(\frac{-B\left(1-\left(1-V_{ox}/\varphi_{ox}\right)^{3/2}\right)}{V_{ox}/\varphi_{ox}}\right),$$

где $A = q^3/16\pi^2 h\phi_{ox}$; $B = 4\pi\sqrt{2m_{ox}}\phi_{ox}^{3/2}/3hq$; m_{ox} - эффективная масса туннелированных частиц; ϕ_{ox} - высота туннельного барьера; t_{ox} - толщина окисла.

Динамическая рассеиваемая мощность. Эта мощность состоит из двух основных компонентов: ЛЭ, необходимого для перезарядки выходных емкостей, и внутренней мощности, которая включает в себя:

- потребление, обусловленное током короткого замыкания, который протекает через ЛЭ, когда при его переключении открыты оба p-МОП и n-МОП транзистора (рис. 2);

- мощность, необходимую для перезарядки внутренних емкостей ЛЭ.

Динамическая потребляемая мощность определяется выражением

$$P_{дин} = \left(C_{эф}V_{dd}^2 F_{тч}\right) + \left(t_{внЛЭ}V_{dd}I_{втп}F_{тч}\right), \quad (3)$$

где $C_{эф}$ - эффективная емкость устройства; V_{dd} - напряжение питания; $F_{тч}$ - тактовая частота; $t_{впЛЭ}$ - время переключения ЛЭ; $I_{втп}$ - эффективная величина внутреннего тока переключения (сумма тока короткого замыкания и тока, необходимого для перезарядки внутренних емкостей).

Первое слагаемое в (3) выражает мощность переключения, второе - внутреннюю мощность. Из (3) следует, что $P_{дин}$ пропорциональна $F_{тч}$.

Схемотехнические решения снижения статической рассеиваемой мощности. Снижение статической рассеиваемой мощности на схемотехническом уровне заключается в управлении пороговым напряжением МОП транзисторов, типовой КМОП структуры (рис. 4а) в зависимости от рабочего режима [3-6].

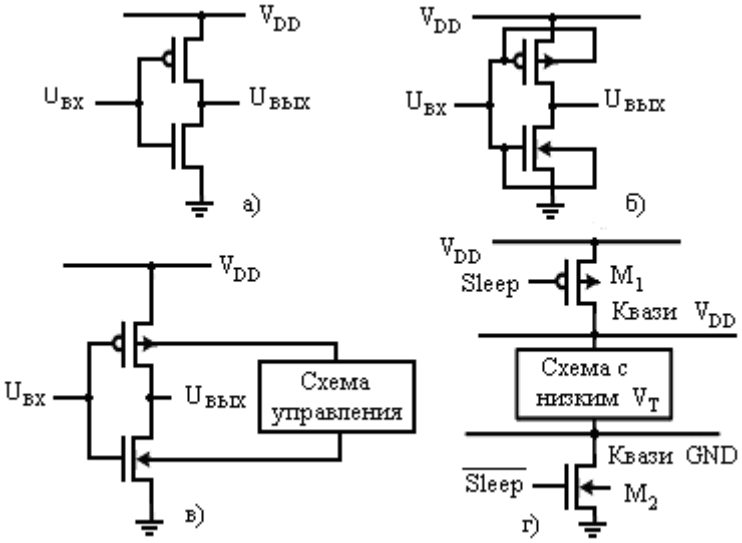


Рис. 4. Схемотехнические решения снижения статической мощности:
а - типовой инвертор, б - инвертор с дополнительными электродами, в - инвертор со схемой управления, г - инвертор с квазишинами питания

В ЛЭ (рис. 4б) подложки p-МОП и n-МОП транзисторов подключены к затворам. В случае, когда на входе имеется напряжение логической единицы (V_{dd}), пороговое напряжение ($V_{пор}$) уменьшается, и, следовательно, увеличивается ток, перезаряжающий нагруженную емкость, что приводит к повышению быстродействия. В случае, когда на входе имеется напряжение логического нуля (0 *В*), $V_{пор}$ *n*-МОП транзистора не меняется, обеспечивая малые токи утечки. Таким образом, обеспечивается автоматическое изменение $V_{пор}$ МОП транзисторов.

В ЛЭ (рис. 4в) подложки *p*-МОП и *n*-МОП транзисторов подключены к схеме управления, обеспечивая управление $V_{пор}$ транзисторов смещением подложки благодаря использованию эффекта влияния подложки. В активном

режиме на подложку *p*-МОП транзистора подается напряжение питания V_{dd}, а на подложку *n*-МОП транзистора - 0 *В*, обеспечивая таким образом низкое $V_{пор}$. В пассивном режиме на подложки *p*- и *n*- канальных МОП транзисторов подаются напряжения $2V_{dd}$ и $-V_{dd}$ соответственно, и в результате $V_{пор}$ увеличивается. Таким образом, в пассивном режиме уменьшается статическая рассеиваемая мощность, а в активном режиме повышается быстродействие.

В ЛЭ рис. 4г используются транзисторы с разным $V_{пор}$ - малым (транзисторы блока) и большим (транзисторы М1 и М2). Транзисторы с малым $V_{пор}$ обеспечивают высокое быстродействие, а транзисторы с высоким $V_{пор}$ отключают схему в те моменты времени, когда она должна находиться в пассивном режиме сигналами sleep и инверсный sleep. Sleep-режим работы существенно уменьшает статическую рассеиваемую мощность из-за больших токов утечки у транзисторов с малым значением $V_{пор}$. Недостатками этого ЛЭ является дополнительная емкость, привносимая транзисторами М1 и М2, что уменьшает быстродействие, а также появление дополнительных помех в цепях питания (емкость виртуальной шины “земли” намного больше реальной земли).

Сравнительная оценка рассеиваемой мощности накопителей ЗУ. Статические оперативные ЗУ являются источником статической рассеиваемой мощности, т.к. не все ЗЯ находятся в активном режиме (рис. 5). Для хранения одного бита информации необходима одна ЗЯ, состоящая из двух инверторов и двух транзисторов - 6Т ЗЯ. Проведем сравнительный анализ применения ЛЭ, представленных на рис. 5, для построения ЗЯ.

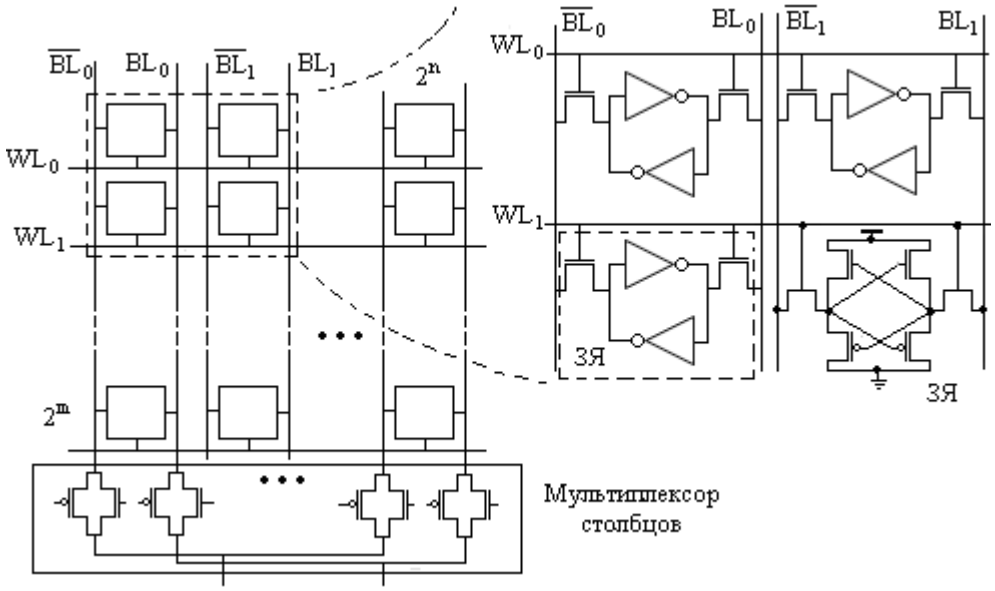


Рис. 5. Электрическая схема накопителя ЗУ

Результаты моделирования ЛЭ, приведенных на рис. 4а,б, при использовании библиотеки с технологическими нормами SAED EDK в 28 *нм* представлены в табл.1.

Таблица 1

Значения статических и динамических токов ЛЭ

ЛЭ (рис. 4а)		ЛЭ (рис. 4б)	
статический ток	динамический ток	статический ток	динамический ток
4,57 *нА*	10,597 *нА*	2,95 *нА*	14,76 *нА*

Из таблицы видно, что в статическом режиме ток ЛЭ, приведенного на рис. 4б, меньше, чем ток ЛЭ, приведенного на рис. 4а, а динамический ток больше, чем ток ЛЭ, приведенного на рис. 4а. Таким образом, ЛЭ, приведенный на рис. 4б, нецелесообразно использовать для построения накопителя ЗУ, поскольку, как видно из электрической схемы ЗЯ (рис. 5), оба инвертора ЗЯ всегда находятся в активном режиме, что может привести к существенному повышению динамического тока ЗЯ.

Рассмотрим возможность применения инверторов, приведенных на рис. 4в,г, для построения ЗЯ. В результате моделирования ЗЯ, построенных на основе ЛЭ (рис. 4в,г), согласно рис. 6, полученные зависимости статических и динамических токов от температуры приведены на рис. 7-8.

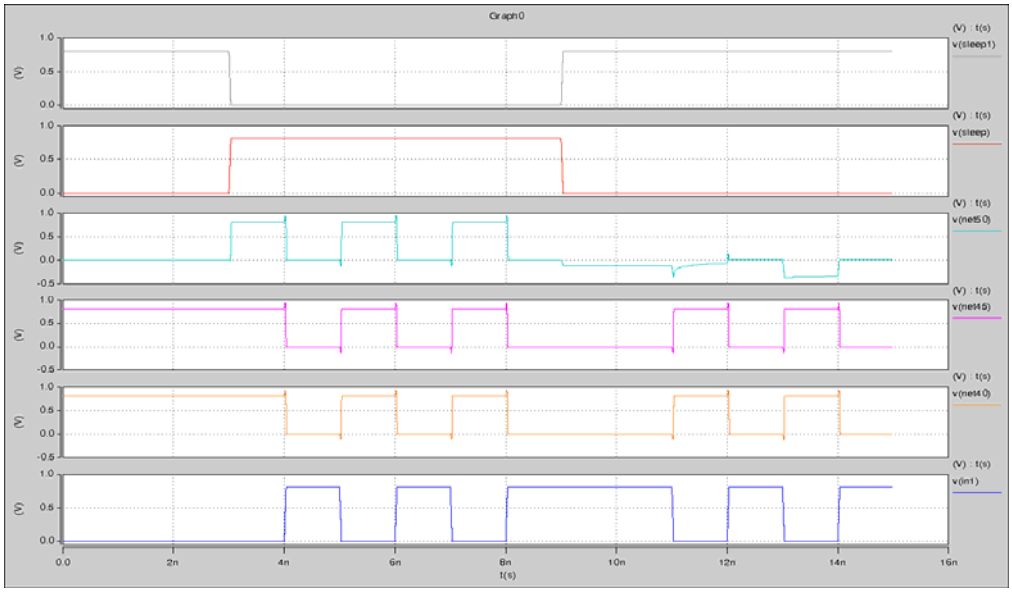


Рис. 6. Временные диаграммы для определения статических и динамических токов

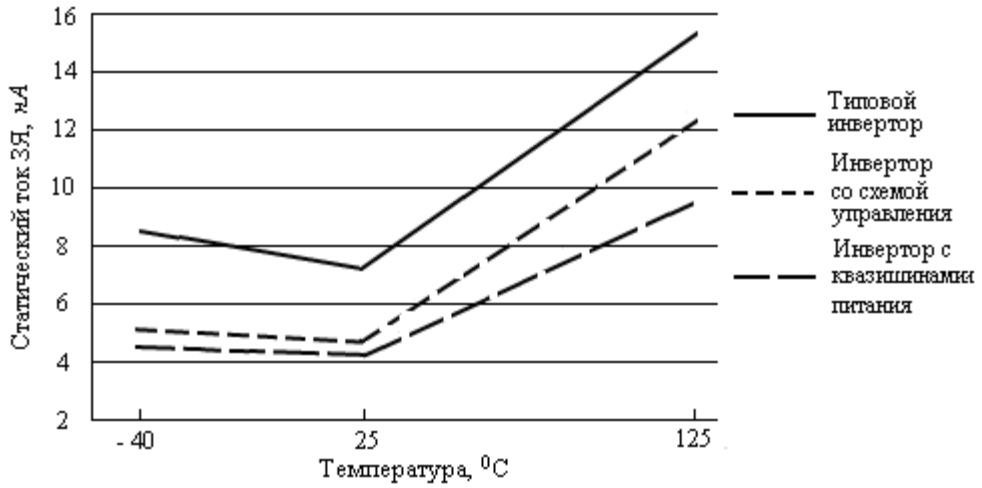


Рис. 7. Зависимости статических токов ЗЯ от температуры

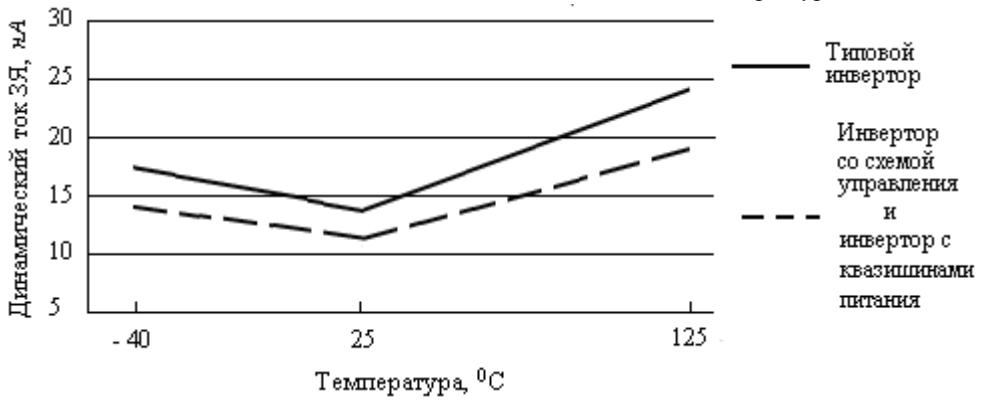


Рис. 8. Зависимости динамических токов ЗЯ от температуры

На основе электрической схемы накопителя статической оперативной ЗУ проведено моделирование при информационной емкости 4 и 2 *кбайт*, температурах - 40, 25 и 125 ^0C и напряжении питания 0,9 *В* с использованием ЗЯ, построенных на основе применения инверторов, приведенных на рис. 4а, в, г. Накопители с информационной емкостью 4 и 2 *кбайт* состояли из 4-х байтовых секций с 8-ю битовыми шинами. В табл. 2 приведены результаты моделирования для накопителя 4 *кбайт*. Как видно из таблицы, статические и динамические токи накопителя с информационной емкостью в 2 *кбайт* почти в два раза меньше аналогичных значений, полученных для 4 *кбайт*.

Таблица 2

Значения статических и динамических токов накопителей

Температура, ^{0}C	Типовой инвертор		Инвертор с управляемым пороговым напряжением		Инвертор с шинами квазипитания	
	статический ток, *А*	динамический ток, *А*	статический ток, *А*	динамический ток, *А*	статический ток, *А*	динамический ток, *А*
- 40	$3{,}233\cdot10^{-4}$	$8{,}071\cdot10^{-4}$	$2{,}554\cdot10^{-4}$	$6{,}860\cdot10^{-4}$	$2{,}004\cdot10^{-4}$	$6{,}457\cdot10^{-4}$
25	$1{,}681\cdot10^{-4}$	$4{,}092\cdot10^{-4}$	$1{,}412\cdot10^{-4}$	$3{,}560\cdot10^{-4}$	$1{,}093\cdot10^{-4}$	$3{,}355\cdot10^{-4}$
125	$4{,}421\cdot10^{-4}$	$6{,}477\cdot10^{-4}$	$3{,}625\cdot10^{-4}$	$5{,}570\cdot10^{-4}$	$2{,}829\cdot10^{-4}$	$5{,}246\cdot10^{-4}$

Используя приведенные в табл. 2 результаты, можно с достаточной точностью оценить статические и динамические рассеиваемые мощности для накопителей как с большой, так и с малой информационной емкостью, ЗЯ которых построены на основе инверторов, приведенных на рис. 4а, в и г.

Выводы

1. Дан анализ рассеиваемой мощности КМОП СБИС и приведены механизмы их компонентов.

2. В результате анализа схемотехнических решений снижения статической рассеиваемой мощности, а также их моделирования получены зависимости статических и динамических токов от температуры для технологических норм SAED EDK в 28 *нм*.

3. Накопители с информационной емкостью в 4 *кбайт* на основе ЗЯ с управляемым пороговым напряжением и ЗЯ с квазишинами питания обеспечивают меньшую статическую (16 и 35%) и соответственно меньшую динамическую (16 и 35%) мощности, чем ЗЯ на основе типовых инверторов.

4. Полученные результаты позволяют произвести выбор схемотехнического решения ЗЯ для построения накопителей ЗУ с малой рассеиваемой мощностью.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Yuanlin Lu.** Power and performance optimization of static CMOS citcuits with variation.- Auburn, Alabama, August, 2007. - 142 p.
2. Leakage Current: Moore's Law Meets Static Power /**Nam Sung Kim** et al // Authorized licensed use limited to: Rice University. Downloaded on January 26, 2009 at 17:14 from IEEE Xplore. Restrictions apply, 2009. - P. 68-75.

3. Leakage Current Mechanisms and Leakage Reduction Techniques in Deep-Submicrometer CMOS Circuits / **K. Roy** et al // Proceedings of IEEE.- New York, Feb. 2003. - V.91, n.2.- P. 305-327.
4. **Мурашко И.А.** Методы оценки рассеиваемой мощности в цифровых КМОП схемах // Доклады БГУИР. - 2007.- № 1 (17). - С. 100-108.
5. **Белоус А.И., Мурашко И.А., Сякерский В.С.** Методы минимизации энергопотребления при проектировании КМОП БИС // Технология и конструирование в электронной аппаратуре.- 2008. - №2. - С. 39-44.
6. **Кременецкая Я.А.** Физические ограничения в микро-наноэлектронике и их влияние на развитие информационных технологий // Вісник ДУІКТ. - 2012. - Т.10, № 4. - С. 100-103.

Поступила в редакцию 20.01.2014.
Принята к опубликованию 12.05.2014.

ԿՄՕԿ ՍՏԱՏԻԿ ՕՊԵՐԱՏԻՎ ՀԻՇՈՂ ՍԱՐՔԵՐԻ ԿՈՒՏԱԿԻՉՆԵՐԻ ՑՐՄԱՆ ՀԶՈՐՈՒԹՅԱՆ ՀԱՄԵՄԱՏԱԿԱՆ ԳՆԱՀԱՏՈՒՄԸ

Օ.Հ. Պետրոսյան, Ն.Բ. Ավդալյան, Գ.Շ. Մելիքյան

ԿՄՕԿ ստատիկ օպերատիվ հիշող սարքերի գերմեծ ինտեգրալ սխեմաները մշակելիս ցրման հզորության գնահատումը նրանց նախագծման անխզելի մասն է: SAED EDK 28 *նմ* տեխնոլոգիական նորմերով կատարվել է կուտակիչների ցրման հզորության համեմատական գնահատում՝ հիշող տարրերի կառուցման տարբեր սխեմատեխնիկական լուծումների հիման վրա:

Առանցքային բառեր. հիշող տարր, կուտակիչ, ցրման հզորություն, մոդելավորում:

A COMPARATIVE ESTIMATION OF THE DISSIPATED POWER OF THE STATIC RANDOM ACCESS MEMORY CMOS STORAGE

O.H. Petrosyan, N.B. Avdalyan, G.Sh. Melikyan

When designing VLSI CMOS memory devices, power dissipation rating is an integral part of their design . A comparative analysis of the dissipated power drives based on various circuit solutions of designing memory cells by using the library with technological standards SAED EDK 28 *nm* is carried out.

Keywords: memory cell , array, power dissipation, modeling.

UDC 541.124.2

EQUIVALENT CIRCUIT AND OPTIMIZATION OF IMPEDANCE CHARACTERISTICS OF AN ELECTROLYTE CONDUCTIVITY SENSOR

V.V. Buniatyan[1], C.A. Huck[2], A.S. Poghossian [2], M.J. Schoening[2], L.G. Rustamyan[1], H.H. Hovnikyan[1]

[1] *State Engineering University of Armenia (SEUA)*
[2] *FH Aachen, University of Applied Sciences, Institute of Nano- and Biotechnologies, Campus Jülich*

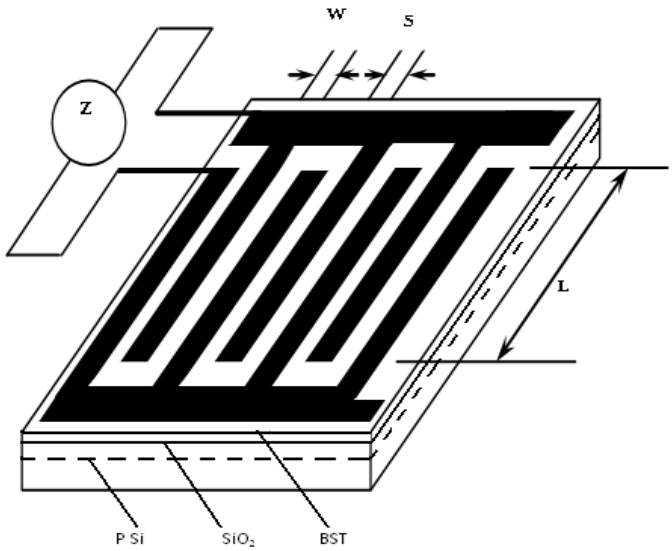
A new construction of a miniaturised contactless electrolyte conductivity sensor based on Pt interdigitated electrodes is proposed. High dielectric permittivity perovskite-oxide films of different composition have been first used as a covering insulator material on metallic electrodes. An equivalent circuit of the sensor is composed and the impedance characteristics are theoretically calculated and experimentally investigated. The operation frequency range and the sensor parameter bilateral dependencies where the sensor exhibits pure active resistance is obtained and evaluated analytically.

Keywords: contactless**,** electrolyte conductivity, perovskite-oxide film, interdigitated electrode.

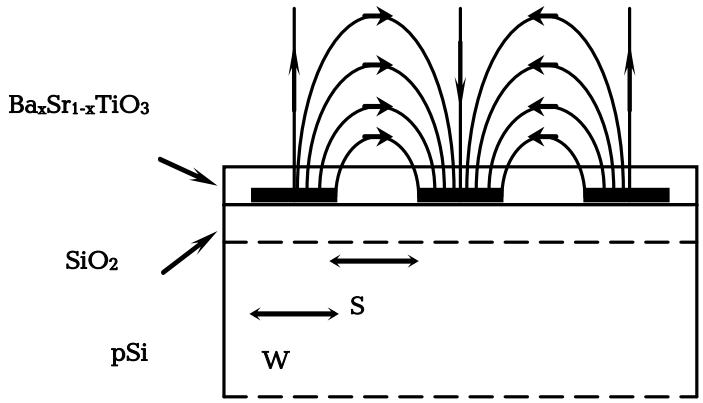
Introduction. The motivation and description of a new type of contactless electrolyte conductivity (EC) sensor operation principle based on Pt interdigitated electrodes covered with high dielectric permittivity perovskite-oxide (BST- Barium Strontium Titanate) nano-films have been examined by us earlier [1].

Taking into account the factors mentioned in [1,2], the aim of the present paper is to study and investigate the equivalent circuit of the structure proposed (Fig. 1), as well as to establish the bilateral dependencies between the sensor impedance components and the frequency range of operation in order to optimize the sensor characteristics in the future.

Modeling and experiments. By using conventional Si-and thin-film technology, p – Si – SiO_2 – Pt (interdigitated electrodes)-BST structures with different thicknesses of BST have been fabricated (Fig. 2). As the processes in the electrochemical cell with a conductometric interdigitated transducers are mostly simulated by equivalent schemes and experimentally studied by the impedance–spectroscopy method [3-10], we have composed a structure corresponding to the equivalent scheme for the transducers proposed.



a)



b)

Fig. 1. (a) Impression of an interdigitated electrode pair, W, L, S –are the electrode width, their length and the interelectrode space, respectively. (b) Cross section of the device on p-Si substrate with SiO_2 on top of which metallic (Pt) electrodes are deposited. The whole device is covered with an insulating $Ba_xSr_{1-x}TiO_3$ film

The structures have been tested* as an EC sensor by using the impedance–spectroscopy measurement method (using an impedance analyzer Zahner Elektrik-IM 5d and Zahner-3). The measurement conditions are:

- all conductivity measurements are performed at 25 °C in standard conductivity solutions,

- the sensor is rinsed with distillated water and dried with N_2 before being used.

Potentiostat: Open circuit potential (OCP), 20 mV in a frequency range of 1 *Hz* – 1 *MHz*.

The results of measurements are shown in Fig. 3.

#sensor	BST	electrodes
#10136-C1*	50 *nm*	2 elec
#10135-C2*	100 *nm*	2 elec
#10134-C3*	150 *nm*	2 elec

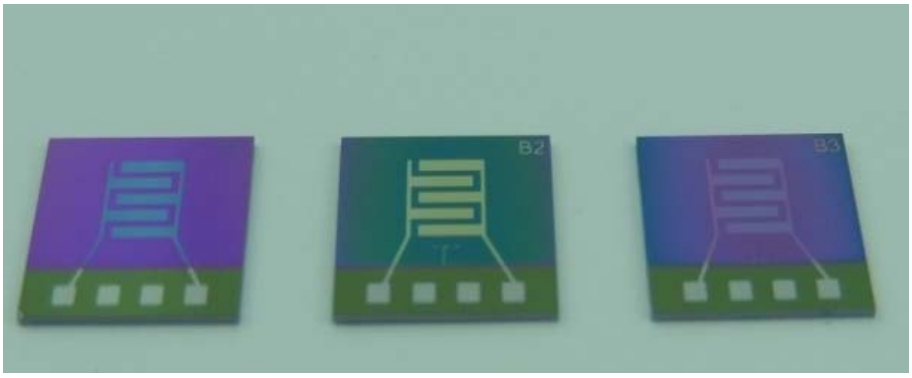


Fig. 2. An EC sensor configuration with different BST thicknesses

An electrical model of the proposed sensor structure is shown in Fig. 4. The metal (Pt) electrodes are covered with an insulating ferroelectric layer (BST). This insulating layer behaves electrically as a capacitor C_f, whose value depends on its thickness and the area of the covered metal electrode. The double layer (conditioned by Stern layer and a diffusive layer according to Gouy-Chapman model [8-10]) adds an extra capacitor C_{dl} in the series with an insulating layer capacitor.

---

* Measurements have been carried out at the Institute of Nano- and Biotechnologies (Aachen University of Applied Sciences, Germany).

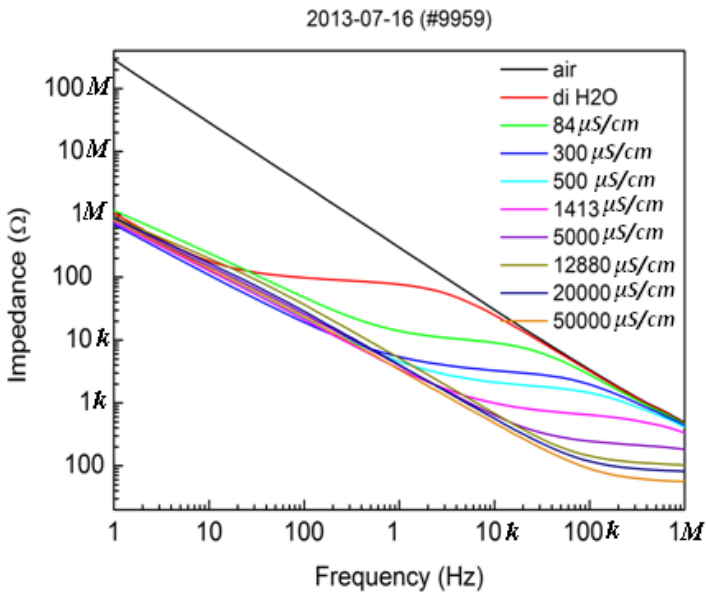
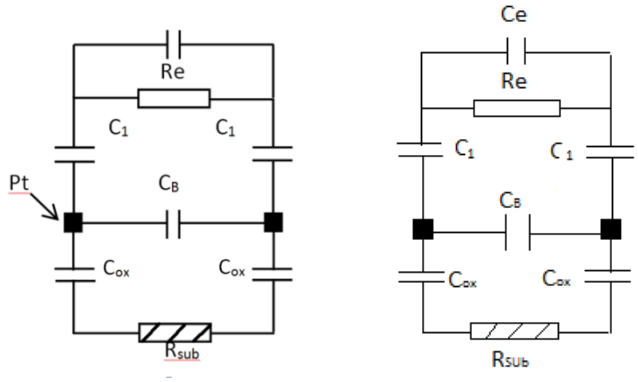
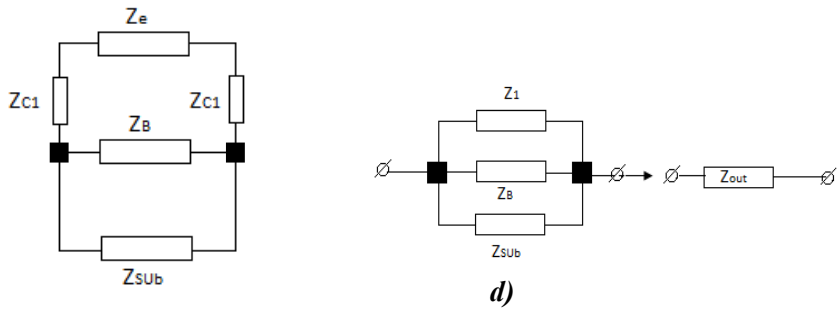


Fig. 3. Impedance-frequency characteristics of an EC sensor for different concentrations of electrolyte (NaCl)

These two capacitors form the "electrode impedance". The conductive and dielectric contribution of the liquid is represented by resistor R_e and capacitor C_e (placed in parallel), respectively. Their values are linked to the spacing between the metal electrodes, the area of the electrodes and their geometry. At low measurement frequencies, the dielectric contribution of the liquid is negligible. The SiO_2 insulator layer conditioned capacitance and p - Si-substrate active resistance are denoted as C_{ox} and R_{sub} respectively. The parasitic capacitance between the two Pt electrodes is C_B.



a) ***b)***



c) *d)*

Fig. 4. An electrical model of the contactless two electrode detector, including the respective measurement setup: (Pt) metal electrode (C_{ox}, C_f, C_B, C_{dl}, C_e, and R_e are the capacitance of the insulating layer, the ferroelectric film capacitance, the lateral capacitance between Pt electrodes, the double-layer capacitance, the capacitance of the liquid, and the resistance of the liquid, respectively (a) and the simplified equivalent circuits (b,c,d)

In Fig.4:

$$C_1 = \frac{C_f C_{dl}}{C_f + C_{dl}}, \quad Z_e = \frac{R_e}{1 + j\omega\tau_e} = \frac{R_e}{1 + (\omega\tau_e)^2} - j\frac{\omega R_e \tau_e}{1 + (\omega\tau_e)^2},$$

$$\tau_e = R_e C_e,$$

$$Z_1 = Z_e + 2Z_{C1}, \; Z_{C1} = \frac{1}{j\omega C_1}, \quad Z_B = \frac{1}{j\omega C_e},$$

$$Z_{sub} = R_{sub} + \frac{2}{j\omega C_{ox}}, \; Z_{out} = \frac{Z_1 Z_B Z_{sub}}{Z_B Z_{sub} + Z_1 Z_{sub} + Z_1 Z_B}, \; Z_{out} = R_{out} + jX_{out},$$

$$Z_1 = \frac{1}{\beta}\left\{R_e - j\omega\left[\frac{2\beta + R_e\omega^2 C_1}{\omega^2 C_1}\right]\right\},$$

$$\beta = 1 + (\omega\tau_e)^2$$

$$Z_{out} = \frac{\{\omega^2(R_S\beta_1 C_{ox} + 2R_e C_1) + j\omega(\gamma_2 R_e R_S - 2\beta_1)\}}{\{\omega^2 a_2 + j\omega b_2\}},$$

ω is the angular frequency, $a_1 = \omega(R_S\beta_1 C_{ox} + 2R_e C_1)$, $b_1 = (\gamma_2 R_e R_S - 2\beta_1)$,

$$a_2 = \omega[2\beta C_1 + \beta_1 C_{ox} + C_B(2\beta_1 - \gamma_2 R_e R_S)], \quad b_2 = [R_S\beta\gamma_2 + R_e\gamma_2 + \\ +\omega^2 C_B(\beta_1 R_S C_{ox} + 2R_e C_1)],$$

$$\beta_1 = 2\beta + \omega^2 R_e C_1 \tau_e, \; \gamma_1 = \omega^2 C_B \beta, \gamma_2 = \omega^2 C_{0X} C_1.$$

The output impedance is introduced in the form:

$$Z_{out} = \frac{a_1+jb_1}{a_2+jb_2} = \frac{(a_1+jb_1)(a_2-jb_2)}{a_2^2+b_2^2} = \frac{(a_1a_2+b_1b_2)}{a_2^2+b_2^2} + j\frac{(b_1a_2-a_1b_2)}{a_2^2+b_2^2} = R_{out} + +jX_{out}\,, \quad (1)$$

$$Z_{out} = \frac{a_1+jb_1}{a_2+jb_2} = \frac{a_1a_2+b_1b_2}{a_2^2+b_2^2} + j\frac{b_1a_2-a_1b_2}{a_2^2+b_2^2}\,,$$

$$R_{out} = \frac{a_1a_2+b_1b_2}{a_2^2+b_2^2}\,, \qquad X_{out} = \frac{b_1a_2-a_1b_2}{a_2^2+b_2^2}\,. \quad (2)$$

As the impedance spectroscopy (Bode plot) measurements of the EC sensor have a schematic view presented in Fig. 3 and Fig. 5, we can admit that in the frequency range of $0 < f < f_1$, $|X_{out}|$→has a capacitance character and is larger than that of R_{out}, which corresponds to f_{min}. In the frequency range of $f_1 < f < f_2$, the sensor mainly exhibits an active resistance which is an important precondition for designing electrolyte conductivity sensors. The frequency range (band) where impedance has mainly a resistive character corresponds to the regime of $Z_{out} \equiv R_{out}$.

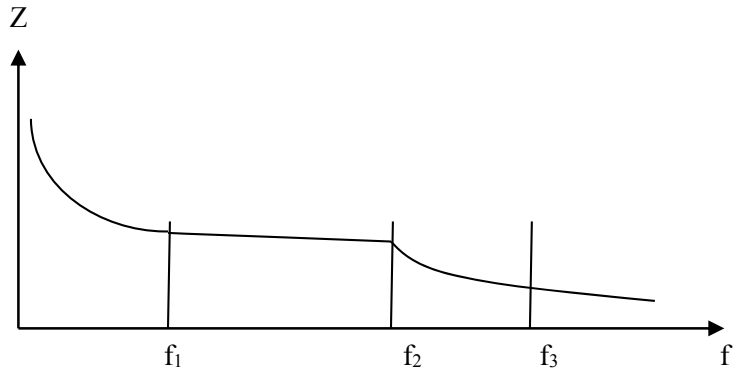


Fig. 5. A scheme of Z-f dependence

In this regime

$$R_{out}\Big|_{\substack{C_{0x\to 0}\\ R_S\to 0\\ C_B\to 0}} \Rightarrow \frac{a_1}{a_2} \Rightarrow \frac{2\omega R_eC_1}{2\omega C_1(1+\omega^2{\tau_e}^2)} = \frac{R_e}{(1+\omega^2{\tau_e}^2)} \Rightarrow$$

$$\Rightarrow \frac{R_e}{1+\frac{2{\tau_e}^2}{R_eC_1\tau_e-2{\tau_e}^2}} \Rightarrow \frac{R_e}{1+\frac{2\tau_e}{R_eC_1-2\tau_e}} (|X_{out}| \to \frac{b_1}{a_2} \to 0)$$

and, neglecting the R_S, C_B, C_{ox} and after substituting the corresponding parameters for (Eq.2), one can obtain a quadratic equation in respect of ω:

$$\omega^2 - \omega\left(\frac{2\tau_f}{4\tau_e^2+2\tau_f\tau_e}\right) + \frac{4}{(4\tau_e^2+2\tau_f\tau_e)} = 0, \quad (3)$$

where $\tau_f = C_1R_e$, $\tau_e = R_eC_e$, and

$$\omega_{1,2} = \frac{\tau_f}{2(2\tau_{e+}^2\tau_f\tau_e)}\left\{1 \pm \sqrt{1 - \frac{2[2\tau_{e+}^2\tau_f\tau_e]}{\tau_f^2}}\right\},$$

or $$f_{1,2} \cong \frac{\tau_f}{4\pi R_e C_e(2\tau_e+\tau_f)}\left\{1 \pm \sqrt{1 - \frac{2\tau_e}{\tau_f^2}(2\tau_e + \tau_f)}\right\}. \quad (4)$$

If:

a) $\tau_f \gg 2\tau_e$, $f_1 \cong \frac{1}{2\pi R_e C_e}$, which coincides with the results, obtained in [2], and when

b) $f_2 \cong \frac{\tau_f}{4\pi R_e C_e(\tau_f+2\tau_e)}$ and, as $\tau_f \gg \tau_e, C_1 \gg C_e$, $f_2 \cong \frac{1}{4\pi R_e C_e}$.

In the common case, from equations: $Z_{out} \equiv R_{out}$, $|X_{out} \to 0|$, $(C_{ox} \to 0$, $C_B \to 0$, $R_S \to 0$, $\gamma_2 \to 0)$
for ω we can obtain:

$$\omega_{op} \cong \frac{2C_1\beta+C_{0X}[2R_e^2C_1^2+\beta]}{C_1C_{0X}\beta R_{cl}} \quad \text{or} \quad \omega = \left\{\frac{1}{4(R_eC_1-2\tau_e)\tau_e}\right\}. \quad (5)$$

We can present the frequency dependence on the sensor parameters as:

$$f_{|Z\to R_e|} \cong \frac{1}{4\pi R_e C_e\sqrt{\frac{C_f}{C_f+C_e}}} \cong \frac{1}{4\pi R_e C_{de}\sqrt{\frac{C_f}{C_f+C_{de}}}}. \quad (6)$$

Conclusions. As it is known [2] that the double layer capacitance decreases significantly with decreasing electrolyte concentration, we have assumed that for low electrolyte concentrations and any certain conditions and frequencies, C_f can be higher than C_{dl} and C , and hence the existence of C_f can shift the frequency band to a lower frequency range, where the impedance of the sensor shows dominantly an active resistive character.

The above mentioned relationship comes also from equation (6).

If we neglect the ferroelectric film capacitance, the value of the frequency corresponding to an active resistance origin [see (4), (6)] coincides with the results obtained in [2]. Thus, by varying the composition and geometry of ferroelectric films (that is C_f), it is possible to control the frequency band and sensitivity of sensor where the impedance of the structure becomes active. Due to the use of the chip technology, portability, simplicity and low costs, in the future, such devices can successfully be implemented in drug and food industry, in medical practices (blood conductivity, capillary electrophoresis).

We predict that the high dielectric permittivity, low dielectric losses, low leakage current, tunable features, good electrical, thermal and mechanical stability and high corrosion-resistant properties of perovskite-oxide thin-films will lead to a decrease in the electrode-electrolyte impedance at certain measuring frequencies resulting in a more precise and accurate measurement of electrolyte conductivity in a wide range of electrolyte concentrations.

This work is supported by State Committee of Science MES RA, in the frames of the research project № SCS 13-2G032.

REFERENCES

1. New contactless electrolyte conductivity (EC) sensor / **V.V. Buniatyan, L.G. Rustamyan, H.H. Hovnikyan, et al** // Proceed. of Engineering Academy of Armenia (PEAA).- 2013.- V.10, N 3.- P. 531 - 536.
2. Optimization of an electrolyte conductivity detector for measuring low ion concentrations / **B. Timmer, W. Spareboom, W. Olthius,** et al // Lab Chip.- 2002.- V. 2.- P. 121-124.
3. Capacitance-voltage and impedance-spectroscopy characteristics of nanolpate EISOI capacitors / **M.H. Abuzat, W. Moritz, M.J. Schoening,** et al // Phys. Solidi A208.- 2011.- N 6.- P. 1327-1332.
4. A thin cover glass chip for contact less conductivity detection in microchip capillary electrophoresis / **Z. Chen, Q. Li, O. Li,** et al // Talanta.- 2007.- V.71.- P.1944-1950.
5. **Jaffrezic-Renaul N. and Dzyandevych S.V.** Conductometric microbiosensors for environmental monitoring // Sensors.- 2008.- V.8.- P. 2569-2568.
6. **Rana S., R.H. Page, McNeil C.J.** Impedance spectra analysis to characterize interdigitated electrodes as electrochemical sensors // Electrochemica Acta 56.- 2011.- P. 8559-8563.
7. Correlations of the impedance parameters and conductivity and permittivity of liquid and gel phase in a series piezoelectric quartz arystal sensor / **M. Huang, D. Shen, L.M**. **Chow,** et al // Sensor and Actuators B72.- 2001.- P. 21-27.
8. Capacitively coupled contact-less conductivity detection on microfluidic systems—ten years of development / **W.K.T. Coltro, R.S. Lima, T.P. Segato,** et al // Anal. Methods.- 2012.- 4.- P. 25-33.
9. End-to-end differential contactless conductivity sensor for microchip capillary electrophoresis / **G. Fercher, A. Haller, W. Smetana**, **et al** // Anal. Chem.- 2010.- V. 82.- P. 3270-3275.
10. On-chip contactless four-electrode conductivity detection for capillary electrophoresis devices / **F. Laugere, R.M. Guijt, J. Bastemeijer, et al** // Anal. Chem.- 2003.- 75.- P. 306-312.

Received on 23.02.2014.
Accepted for publication on 12.05.2014.

ԷԼԵԿՏՐՈԼԻՏՆԵՐԻ ՀԱՂՈՐԴԱԿԱՆՈՒԹՅԱՆ ՏՎԻՉԻ ՀԱՄԱԺԵՔ ՍԽԵՄԱՆ ԵՎ ԻՄՊԵԴԱՆՍԱՅԻՆ ԲՆՈՒԹԱԳՐԵՐԻ ՕՊՏԻՄԱԼԱՑՈՒՄԸ

Վ.Վ. Բունիաթյան, Ք.Ա. Հուկ, Ա.Ս. Պողոսյան, Մ.Ջ. Շյոենինգ, Լ.Գ. Ռուստամյան, Հ.Հ. Հովնիկյան

Առաջարկվել է էլեկտրոլիտների հաղորդականության ոչ հպումային չափման՝ Pt-ե սանրաձև էլեկտրոդներով տվիչի նոր միկրոմանրակերտ կառուցվածք: Որպես մետաղական էլեկտրոդները ծածկող մեկուսիչ շերտ առաջին անգամ օգտագործվում են տարբեր բաղադրությամբ, մեծ դիէլեկտրիկ թափանցելիությամբ պերովսկիտ-օքսիդային նանոթաղանթները: Մշակվել է տվիչի համարժեք սխեման, և տեսականորեն հաշվարկվել ու փորձնականորեն հետազոտվել են իմպեդանսային բնութագրերը: Անալիտիկորեն ստացվել և գնահատվել են տվիչի աշխատանքային հաճախությունների միջակայքը և պարամետրերի փոխադարձ կախվածությունները, որտեղ դրսևորվում է նրա ակտիվ դիմադրության վարքը:

Առանցքային բառեր. ոչ հպումային չափում, էլեկտրոլիտի հաղորդականություն, պերովսկիտ - օքսիդային նանոթաղանթ, միկրոշերտային էլեկտրոդ:

ЭКВИВАЛЕНТНАЯ СХЕМА ДАТЧИКА ПРОВОДИМОСТИ ЭЛЕКТРОЛИТОВ И ОПТИМИЗАЦИЯ ИМПЕДАНСНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК

В.В. Буниатян, К.А. Хук, А.С. Погосян, М.Дж. Шоенинг, Л.Г. Рустамян, Г.Г. Овникян

Предложена новая микроминиатюрная структура датчика с гребенчатыми *Pt-ми* микрополосковыми электродами для бесконтактного измерения проводимости электролитов. В качестве диэлектрического слоя, покрывающего металлические (Pt) электроды, впервые использованы перовскит-оксидные нанопленки различного состава с большой диэлектрической проницаемостью. Разработана эквивалентная схема датчика, проведены теоретические расчеты и экспериментально исследованы ее импедансные характеристики. Аналитически получены и оценены рабочий частотный интервал и взаимосвязь параметров датчика, где проявляется его активный резистивный характер.

Ключевые слова: бесконтактный, проводимость электролита, перовскит-оксидная нанопленка, микрополосковый электрод.

РАДИОТЕХНИКА

УДК 621.391, 621.396

МЕТОДИКА ОПРЕДЕЛЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ СЛАБОНАПРАВЛЕННЫХ АНТЕНН ДИАПАЗОНА УЛЬТРАКОРОТКИХ ВОЛН

В.Г. Аветисян[1], А.К. Агаронян[2], А.А. Саргсян[3]

1 Ереванский НИИ Средств связи
[2] Государственный инженерный университет Армении (Политехник)
[3] Российско-Армянский (Славянский) университет, Институт Математики и Высоких Технологий, Ереван, Армения

Рассмотрена и развита методика выполнения измерений по определению параметров слабонаправленной антенны диапазона ультракоротких волн, которыми она обладает в свободном пространстве, методом наземных испытаний при условии зеркально-отражающей Земли. Оценены погрешности определения коэффициента усиления антенны. Полученные результаты сравнены с результатами моделирования.

Ключевые слова: коэффициент усиления антенны, метод двух идентичных антенн, слабонаправленная антенна.

Введение. При проектировании антенной решетки требуется знание параметров идентичных, обычно слабонаправленных, излучателей антенной решетки. Такими параметрами являются диаграмма направленности (ДН) и коэффициент усиления (КУ), соответствующие измеренным в условиях свободного пространства. Обычно их определяют выполнением наземных измерений по дальней зоне [1]. Поскольку погрешность в определении величин этих параметров существенно отражается на характеристиках всей решетки, то вопросы выбора высоты расположения антенн в измерительном стенде относительно Земли и взаимного расстояния между ними становятся важными с точки зрения удобства и качества выполнения измерений. Эти два обстоятельства зависят как от параметров измерительного оборудования, так и от рельефа местности, который зачастую для ультракоротких волн (УКВ) удовлетворяет критерию Релея для их зеркального отражения.

Целью работы является развитие методики выполнения измерений для минимизации погрешностей определения путем наземных испытаний параметров слабонаправленной антенны диапазона УКВ, которыми она обладает в условиях свободного пространства.

Методика измерений. В работе [2] рассмотрена модель двухлучевого приема при наличии зеркального отражения от Земли. В отличие от работ [3-7], эта модель не ограничена условиями $h_1/r_1 << 1$ и $r_1 \approx r_2$ (h_1 - высота расположения антенны над Землей; r_1 - расстояние между ними; r_2 - путь луча, отраженного от Земли). Схема модели изображена на рис. 1, где антенны A_1 и A_2 имеют коэффициенты усиления $G_1(\theta,\varphi)$ и $G_2(\theta,\varphi)$, соответствующие условиям свободного пространства. Жирным пунктиром обозначены направления осей главных лепестков антенн. Точка A_1' является точкой зеркального отображения высотной точки расположения антенны A_1 относительно Земли, точка G - точкой зеркального отражения луча $\{2\}$ от Земли с комплексным коэффициентом отражения $\dot{R} = Re^{-i\xi}$ в направлении приемной антенны A_2.

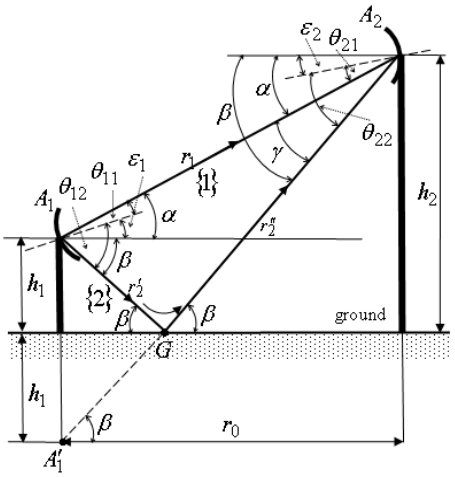


Рис. 1. Схема модели двухлучевого приема при зеркальном отражении от Земли

Мощность P_2 на выходе приемной антенны A_2 определяется выражением [2]

$$P_2 = P_0\left(\frac{\lambda}{4\pi r_1}\right)^2 G_2(0)G_1(0)\times$$
$$\times\left[K_{11}K_{21} + 2\frac{r_1}{r_2}R\sqrt{K_{11}K_{12}K_{21}K_{22}}\,cos(k\Delta r+\phi) + \frac{r_1^2}{r_2^2}R^2K_{12}K_{22}\right], \quad (1)$$

где P_0 - входная мощность антенны A_1; $G_1(0)$ и $G_2(0)$ - коэффициенты усиления в условиях свободного пространства в направлении осей главных лепестков; $\Delta r = r_2 - r_1 = (r_2' + r'') - r_1$ - разность путей прямого и отраженного

лучей; ϕ - фаза, обусловленная процессом отражения от Земли и фазовыми диаграммами антенн A_1 и A_2 в направлениях прямого и отраженного лучей; R - модуль коэффициента отражения от Земли; $K_{11} = G_1(\theta_{11})/G_1(0)$, $K_{12} = G_1(\theta_{12})/G_1(0)$, $K_{21} = G_2(\theta_{21})/G_2(0)$, $K_{22} = G_2(\theta_{22})/G_2(0)$.

При слабонаправленных антеннах с размерами $\lambda/2 \le L \le \lambda$ минимальные расстояния их дальних зон равны $r_{мин}^{ДЗ} \approx 2L \le 2\lambda$ [1]. Антенны УКВ этого типа могут иметь минимальные расстояния дальних зон до нескольких метров. Для определения параметров антенн методами по дальней зоне должно соблюдаться условие $r_1 \ge r_{мин}^{ДЗ}$, однако при этом предпочтительнее выполнять измерения, по возможности, на более коротких дистанциях. В случае наземных измерений это удобно и с точки зрения выбора местности для измерений, и с точки зрения проведения самих измерений, которые желательно проводить с меньшими затратами времени и средств, т.е. в более компактном пространстве, с меньшей излучаемой мощностью и чувствительностью приемной аппаратуры и т.п. При реальных высотах h_1 (величиной в несколько метров) расположения антенны A_1 реализация условия $h_1/r_1 << 1$, приведенного в [3-7], может оказаться неудобной. Более того, в некоторых случаях, как будет показано далее, может даже оказаться предпочтительнее отношение $h_1/r_1 > 1$. В случаях $h_1/r_1 \ge 1$ угол излучения θ_{12} и угол прихода θ_{22} отраженного от Земли луча $\{2\}$ могут быть значительными. Тогда, во-первых, неверно условие $r_1 \approx r_2$; во-вторых, из-за направленности антенн A_1, A_2 разница в мощностях излучения прямой и отраженной волн и разница в мощностях их приема могут быть значительными. Эти обстоятельства существенно влияют на результаты измерений.

Рассмотрим методику определения коэффициента усиления антенны на примере метода измерений с двумя идентичными антеннами [1]. При этом оценим погрешность определения из приземных измерений искомого коэффициента усиления $G(0) = G_1(0) = G_2(0)$, которым обладают обе идентичные антенны в условиях свободного пространства. Поскольку при таком методе измерений оси главных лепестков антенн совмещены, то $\theta_{11} = \theta_{21} = 0$ и $K_{11} = K_{21} = 1$. Из выражения (1) для этого случая получим

$$P_2 = \left(\frac{\lambda}{4\pi r_1}\right)^2 P_0 G^2(0) \times \left[1 + 2\frac{r_1}{r_2} R_2 \sqrt{K_1 K_2}\, cos(k\Delta r_{21} + \phi) + \frac{r_1^2}{r_2^2} R_2^2 K_1 K_2\right], \qquad (2)$$

где $K_1 = G(\theta_{12})/G(0)$, $K_2 = G(\theta_{22})/G(0)$.

В случае, когда идентичные антенны A_1 и A_2 находятся в свободном пространстве на расстоянии r_1, то согласно формуле Фриса, мощность P_2^0, принимаемая антенной A_2 при входной мощности P_0 антенны A_1, определится соотношением

$$P_2^0 = P_0\left(\frac{\lambda}{4\pi r_1}\right)^2 G^2(0). \qquad (3)$$

В случае реальных измерений при регистрации уровня приемной мощности P_2 антенны A_2 (идентичной антенне A_1) формула Фриса, с учетом наличия отражения от Земли и реального коэффициента усиления $G_p(0)$ для этой ситуации, запишется в виде

$$P_2 = P_0\left(\frac{\lambda}{4\pi r_1}\right)^2 G_p^2(0). \qquad (4)$$

Из (4) по известному отношению мощностей P_0 и P_2 (которое можно измерить по методике, изложенной в [8]) и известному расстоянию r_1 между идентичными антеннами значение величины $G_p(0)_{дБ}$, как результата измерений, определится из выражения

$$G_p(0)_{дБ} = 10\lg\left[\left(\frac{4\pi r_1}{\lambda}\right)\sqrt{\frac{P_2}{P_0}}\right]. \qquad (5)$$

С другой стороны, приравнивая правые части (2) и (4), получим

$$G_p(0) = G(0)\times\left[1 + 2\frac{r_1}{r_2}R\sqrt{K_1K_2}\cos(k\Delta r_{21} + \phi) + \frac{r_1^2}{r_2^2}R^2K_1K_2\right]^{1/2} = G(0)D. \qquad (6)$$

Из (6) имеем

$$D(дБ) = G_p(0)_{дБ} - G(0)_{дБ}, \qquad (7)$$

где $D(дБ)$ равно

$$D(дБ) = 10\,lg\sqrt{1 + 2\frac{r_1}{r_2}R\sqrt{K_1K_2}\,cos(k\Delta r_{21} + \phi) + \frac{r_1^2}{r_2^2}R^2K_1K_2}. \qquad (8)$$

Согласно (7), величина $D(дБ)$, по сути, определяет разность между полученным согласно (5) измеренным значением $G_p(0)_{дБ}$ и значением $G(0)_{дБ}$. Иными словами, $D(дБ)$ и есть погрешность $\Delta G(дБ)$ определения величины $G(0)_{дБ}$ методом наземных измерений, т.е. $D(дБ) = \Delta G(дБ)$. Как и следовало ожидать и как следует из (8), эта погрешность зависит от отражающих свойств Земли, направленности антенн и их взаимного расположения. С другой стороны,

из (8), принимая $cos(k\Delta r_{21}+\phi)=1$ и $R=1$, получаем значение возможной максимальной погрешности $\Delta G_{\max}(\partial Б)$ определения искомой величины $G(0)_{\partial Б}$ для конкретно выбранной конфигурации расположения антенн и Земли:

$$\Delta G_{max}(\partial Б)=D_{max}(\partial Б)=10\,lg\left[1+\frac{r_1}{r_2}\sqrt{K_1K_2}\right]. \qquad (9)$$

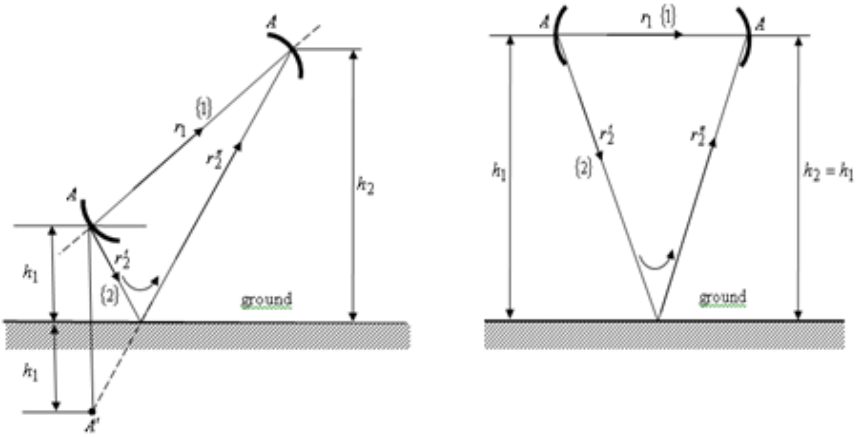
Погрешность ΔG_{max} также зависит от величин K_1 и K_2, которые, согласно обозначениям (2), являются функциями самого' искомого значения $G(0)$. Однако оценка погрешности требует не знания искомого значения $G(0)$, а отношений $G(\theta_{12})/G(0)=K_1$ и $G(\theta_{22})/G(0)=K_2$. Они могут быть получены на основе априорных приблизительных данных из результатов теоретического и экспериментального исследований или результатов моделирования. Приведем некоторые оценки ΔG_{max} при конкретных значениях входящих в (9) величин:

$$r_1/r_2\approx 0{,}8,\ K_1+K_2\approx -10\,\partial Б,\ \Delta G_{max}\approx 1\partial Б,$$

$$r_1/r_2\approx 0{,}5,\ K_1+K_2\approx -13\,\partial Б,\ \Delta G_{max}\approx 0{,}5\partial Б,$$

$$r_1/r_2\approx 0{,}38,\ K_1+K_2\approx -16\,\partial Б,\ \Delta G_{max}\approx 0{,}25\partial Б.$$

На рис. 2 а,б изображены возможные варианты конфигураций расположения идентичных антенн относительно друг друга и Земли, в которых реализуется малое значение ΔG_{max}.



а) б)

Рис. 2. Варианты конфигураций взаимного расположения идентичных антенн относительно друг друга и Земли

Снижение ΔG_{max} в схеме рис. 2а обусловлено малостью величины K_1 из-за излучения луча $\{2\}$ задним боковым лепестком антенны, а в схеме рис. 2б - как уменьшением отношения r_1/r_2, так и малостью величин $K_1=K_2=K$ из-за излучения и приема луча $\{2\}$ передними боковыми лепестками, оси которых

составляют значительный угол с осью основного лепестка. Заметим, что в схеме рис. 2б уменьшение отношения r_1/r_2 и малость величины K обеспечиваются таким расположением антенн относительно Земли, при котором $h_1/r_1 > 1$.

Результаты измерения. Были проведены измерения антенн на стенде, соответствующем рис. 2б. На рис. 3 показаны конкретные размеры такой конфигурации расположения идентичных антенн (A_1 – излучающая антенна, A_2 – приемная антенна) относительно друг друга и Земли. На рис. 4 представлена измеренная ДН.

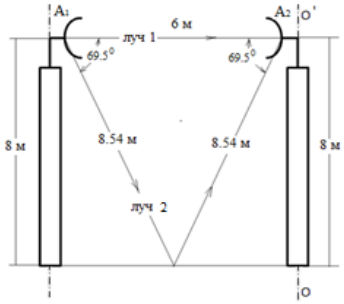


Рис. 3. Относительное расположение антенн и Земли при измерениях

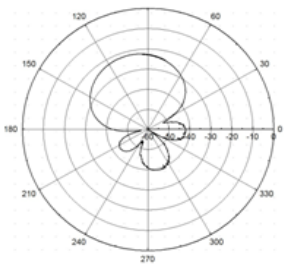


Рис. 4. Измеренная ДН излучателя

Юстировка совмещения геометрических осей антенн A_1 и A_2 производилась лазерным лучом. Расстояние между антеннами $r_1 = 6\,м$ и составляет около $3\lambda_{max}(\lambda_{max} = 2{,}14\,м)$. При диаметре антенны $D = 1{,}2\,м$ имеем $r_{мин}^{ДЗ} \approx 2D = 2{,}4\,м$ и $r_1 / r_{мин}^{ДЗ} = 2{,}5$. Луч 2 - отраженный луч, выходящий из антенны A_2 в направлении около 70^0 от ее геометрической оси, падает на антенну A_2 под тем же углом. Путь этого луча составляет примерно 17 *м* и $r_1/r_2 \approx 0{,}35$, а $K = G(70^0)/G(0) = -9\,дБ(0{,}126)$ согласно результатам моделирования антенн и предварительных оценочных измерений диаграмм направленности. Согласно (9) получаем $\Delta G_{max} \approx 0{,}2\,дБ$, что меньше погрешности $\Delta G_p(0)_{дБ} \approx 0{,}22\,дБ$, обусловленной погрешностью установки расстояния между антеннами с величиной $\Delta r_1 = \pm 0{,}15\,м$. Измерение ДН антенны A_2 в Е-плоскости выполнялось ее поворотом вокруг вертикальной оси OO'. При этом было определено значение КУ в направлении оси главного лепестка, равное 8,8 *дБ*. Измеренная (рис. 4) ДН и моделированная ДН при совмещении практически совпадали. После поворота обеих антенн на 90^0 вокруг их электрических осей выполнялось аналогичное измерение ДН антенны A_2 в Н-плоскости.

Таким образом, выбранная конфигурация расположения антенн относительно друг друга и Земли в стенде измерений обеспечивала малую погрешность в определении ДН и КУ в условиях свободного пространства. Учитывая это обстоятельство и используя измеренный излучатель в качестве образцовой антенны, на этом же стенде было также проведено определение аналогичных параметров для антенного измерительного устройства, предложенного в [9] для измерения параметров антенной решетки с помощью вертолета по методике, приведенной в [10]. Устройство представляет собой полуволновой вибратор, расположенный над коробом особой конструкции, заполненным поглотителями электромагнитной энергии и закрепляемым под днищем вертолета. На рис. 5 изображено описанное устройство. На рис. 6 а, б приведены измеренные ДН.

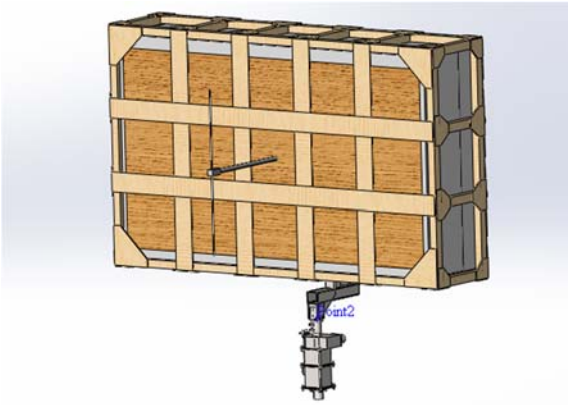
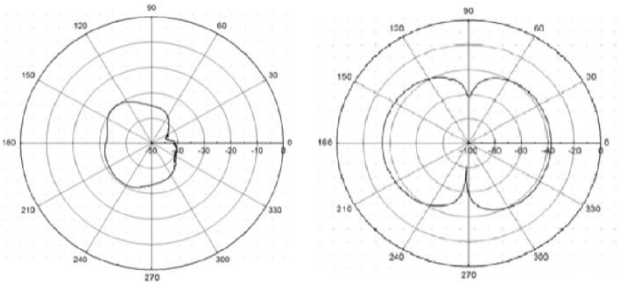


Рис. 5. Вид устройства с кронштейном крепления к опорно-поворотному устройству на вышке стенда



а) б)

Рис. 6. Измеренные ДН устройства:
а - ориентация короба вертикальная; низ короба – одно из его длинных ребер;
б - ориентация короба горизонтальная, полуволновой вибратор сверху короба

Некоторая несимметричность в ДН в случае рис. 6а обусловлена наличием сбоку короба мачты крана, поддерживающего короб в вертикальном положении при измерениях.

Выводы. Предложенная методика выполнения наземных измерений слабонаправленной антенны диапазона УКВ по определению ее параметров, соответствующих условиям свободного пространства, обеспечивает:

- выполнение наземных измерений в компактной по протяженности зоне;
- минимизацию погрешностей определения параметров измеряемой антенны путем выбора оптимальной конфигурации относительного расположения антенн друг к другу и к Земле;
- экономию времени и средств для проведения измерений.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Фрадин А.З., Рыжков Е.В**. Измерение параметров антенно-фидерных устройств. - М.: Связь, 1972.- 352 с.
2. **Аветисян В.Г.** Эквивалентная модель двухлучевого приема при зеркальном отражении от Земли // Вестник ГИУА. Серия “Информационные технологии, электроника, радиотехника”. – 2013.- Вып. 16, №2. - С. 82-92.
3. IEEE Standard Test Procedures for Antennas, IEEE Std 149-1979, Published by IEEE, Inc., 1979.
4. **Долуханов М.П.** Распространение радиоволн. - М.: Связь, 1972. – 336 с.
5. **Грудинская Г.П.** Распространение радиоволн. – М.: Высшая школа, 1967.– 244 с.
6. **Saakian A.S.** Radio wave propagation fundamentals. – London, Boston: Artech House, 2011.– 439 p.
7. **Вольперт А.Р.** Об измерении диаграмм антенн в условиях влияния отраженных от земной поверхности волн // Радиотехника.-1978.- Т. 33, № 6.- С. 71-79.
8. **Bowman R.R.** Field Strength above 1GHz: Measurements Procedures for Standard Antennas // Proc. IEEE.- June 1967. - Vol. 55. - P. 981-990.
9. Արտոնագիր № 2803A, ՀՀ: Շրջաթիռ եղանակով վերգետնյա անտենայի պարամետրերի չափման սարք / **Մ. Մարկոսյան, Վ. Ավետիսյան, Ա. Հովհաննիս-յան, Ա. Ահարոնյան, Ա. Սարգսյան***:* Առաջնության թվ. 23.05.2013: - Հրապարակման թվ. 29.01.2014:
10. Արտոնագիր № 2814A, ՀՀ: Ուղղաթիռի միջոցով վերգետնյա անտենայի ուղղորդվածության դիագրամի չափման եղանակ /**Վ. Ավետիսյան, Մ. Մարկոսյան, Ա. Նիկողոսյան,Ա. Սարգսյան**: Առաջնության թվ. 23.05.2013: - Հրապարակման թվ. 25.02.2014:

Поступила в редакцию 08.04.2014.
Принята к опубликованию 12.05.2014.

ԳԵՐԿԱՐՃ ԱԼԻՔՆԵՐԻ ՏԻՐՈՒՅԹԻ ԹՈՒՅԼ ՈՒՂՂՈՐԴՎԱԾ ԱՆՏԵՆԱՅԻ ՊԱՐԱՄԵՏՐԵՐԻ ՈՐՈՇՄԱՆ ՄԵԹՈԴԻԿԱ

Վ.Հ. Ավետիսյան, Ա.Կ. Ահարոնյան, Ա.Ա. Սարգսյան

Քննարկվել և զարգացվել է վերգետնյա չափումներից, Երկրի հայելային անդրադարձման պայմաններում, գերկարճ ալիքների տիրույթի թույլ ուղղորդված անտենայի՝ ազատ տարածությունում առկա պարամետրերի որոշման մեթոդիկան: Գնահատված են անտենայի ուժեղացման գործակցի որոշման սխալանքները: Համեմատվել են ստացված և մոդելավորման արդյունքները:

Առանցքային բառեր. անտենայի ուժեղացման գործակից, երկու միանման անտենաների մեթոդ, թույլ ուղղորդված անտենա:

A METHOD FOR DETERMINING THE PARAMETERS OF ULTRASHORT WAVEBAND ANTENNA WITH A WEAK DIRECTIVITY

V.H. Avetisyan, A.K. Aharonyan, A.A. Sargsyan

A method for carrying out measurements to determine the parameters of ultrashort waveband antenna of weak directivity peculiar to it in free space by the method of surface tests under the condition of the Earth mirror-reflection is considered and developed. The errors of determination of antenna gain are estimated. The obtained results are compared with simulation results.

Keyword: antenna gain, a method of two identical antennas, weakly directed antenna.

УДК 621.391

АНАЛИЗ МНОГОЧАСТОТНОГО ВОЗДЕЙСТВИЯ СИГНАЛА НА КОМПЛЕКСНУЮ НЕЛИНЕЙНУЮ ПРОВОДИМОСТЬ КОНТАКТА

М.С. Азоян[1], Т.М. Азоян[2]

[1] *Государственный инженерный университет Армении (Политехник)*
[2] *Военный университет связи, Санкт-Петербург, Россия*

Рассматривается обобщенный метод анализа нелинейных радиотехнических схем на полупроводниковом p-n контакте с произвольными вольт-амперной и вольт--кулоновой характеристиками при многочастотном воздействии гармонических сигналов. Полученные результаты позволяют оценить проводимости, характеризующие эквивалентную схему контакта для каждого из воздействующих сигналов.

Ключевые слова: вольт-амперная характеристика, вольт-кулоновая характеристика, контакт, произвольная функция, спектр, гармонические составляющие.

Введение. Известно достаточное количество способов анализа многочастотного воздействия сигнала на p-n переход, учитывающих активную [1] или реактивную [2] составляющие нелинейной проводимости, при этом характер нелинейности задается произвольной функцией [3, 4].

При проектировании радиотехнических схем на нелинейных элементах основные затруднения возникают при расчетах высокочастотных токов гармонических составляющих. Задача упрощается в том случае, когда предельно однозначно определяем нужный нам параметр.

Методы исследования. Для решения поставленной нами задачи воспользуемся более удобным методом [4], который был использован для расчета составляющих спектра при различных аппроксимирующих функциях.

Учитывая, что разные компоненты комплексной нелинейной проводимости контакта находятся под воздействием одной и той же суммы мгновенных напряжений, представим полный ток в виде суммы тока проводимости и емкостного тока (классический пример представления эквивалентной электрической схемы контакта):

$$I(t) = I_{G(U)} + I_{C(U)}. \quad (1)$$

Для определения полного спектра тока запишем зависимости тока и заряда нелинейных составляющих проводимости от напряжения в виде

$$i = f(\ U + \sum_{i=0}^{n} U_i cos\omega_i t),\ \ q = q\ (\ U + \sum_{i=0}^{n} U_i cos\omega_i t), \quad (2)$$

где $i = f(U_0)$ и $q = q(U_0)$ – произвольные функции, удовлетворяющие условиям Дирихле и описывающие вольт-амперные и вольт-кулоновые характеристики (ВАХ и ВКХ) контакта; U_0 – напряжение постоянного смещения; $\sum_{i=0}^{n} U cos\omega t$ - сумма переменных напряжений, воздействующих на контакт.

Разлагая нелинейные функции в ряд Тейлора по степеням переменного воздействия в рабочей точке $U = U_0$, путем формального выведения из-под знака суммы $f(U_0)$ и $q(U_0)$ представим выражение (2) в виде символической записи:

$$i = f(U_0) exp \sum_{i=1}^{n} U_i \, cos\omega_i t \frac{d}{du_o}, \quad q = q(U_0) exp \sum_{i=1}^{n} U_i \, cos\omega_i t \frac{d}{du_o}. \qquad (3)$$

Раскладывая (3) в ряд Лорана, для полного спектра тока через комплексную проводимость получим

$$\dot{I} = i + \frac{dq\left(U_0 + \sum_{i=1}^{n} U_i cos\omega_i t\right)}{dt} \quad . \qquad (4)$$

Выражение (4) определяет постоянную составляющую, а также все гармонические и комбинационные составляющие тока, протекающего через комплексную нелинейную проводимость произвольного контакта, и является исходным для анализа свойств контактов и устройств, использующих подобные нелинейности.

Приведенная выше методика анализа является достаточно общей и приемлемой в случае больших сигналов, т.е. сигналов с амплитудой, превышающей величину потенциального барьера, имеющегося в контакте.

Рассмотрим общий случай сверхвысокочастотного (СВЧ) параметрического преобразователя на приборе с нелинейным контактом. Для этого определим спектральный компонент тока, протекающего через комплексную нелинейную проводимость, при воздействии трех сигналов:

$$U(t) = U_0 + U_1 cos\omega_1 t + U_2 cos(n\omega_1 t + \varphi_2) + U_3 cos(\omega_3 t + \varphi_3). \quad (5)$$

Полагая, что $\omega_3 \neq m\omega_1$, где m – произвольное целое число, из (4) получаем следующие выражения для составляющих токов сигнала, гармоники и мешающего сигнала:

$$I_1 = 2\left[a_1 cos\omega_1 t + a_2 cos(\omega_1 t + \varphi_2) - \omega_1 b_1 sinn\omega t - \omega_1 b_2 sin(\omega_1 t + \varphi_2)\right], \quad (6)$$

$$I_n = 2[a_3 cos(n\omega_1 t + \varphi_2) + a_4 cosn\omega_1 t - n\omega_1 b_3 \, sin(n\omega_1 t + \varphi_2) -$$

$$-n\omega_1 b_4 sinn\omega_1 t], \qquad (7)$$

$$I_3 = 2[a_5 cos(\omega_3 t + \varphi_3) - \omega_3 b_5 sin(\omega_3 t + \varphi_3)], \qquad (8)$$

где a_1 - a_5 и b_1 - b_5 - расчетные коэффициенты соответствующих производных от ВАХ и ВКХ в рабочей точке.

После перехода к символической форме записи:

$$\widehat{U}_1 = U_1 expj\omega_1 t, \widehat{U}_2 = U_2 expj(n\omega_1 t + \varphi_2), \widehat{U}_3 = U_3 expj(n\omega_3 t + \varphi_3) \quad (9)$$

можем определить проводимости, характеризующие эквивалентные схемы контакта для каждого из воздействующих сигналов:

$$\acute{Y}_1 = 2 / U_1[\, a_1 + j\omega_1 b_1 + e^{-j\varphi_2} (\, a_2 + j\omega b_2)], \quad (10)$$

$$\acute{Y}_n = 2 / U_n[\, a_3 + jn\omega_1 b_3 + e^{-j\varphi_2} (\, a_4 + jn\omega_1 b_4)\,], \quad (11)$$

$$\acute{Y}_3 = 2 / U_3[\, a_5 + j\omega_3 b_5]. \quad (12)$$

Анализируя воздействие сигнала ω_1 , гетеродина ω_2 и их комбинационной частоты $\omega_3 = \omega_2 \pm \omega_1$, можно получить аналогичные выражения для проводимостей. При этом воздействующее на контакт напряжение имеет вид

$$U(t) = U_o + U_1 cos\omega_1 t + U_2 cos(\omega_2 t + \varphi_2) + U_3 cos[(\omega_2 - \omega_1)\, t + \varphi_3]. \quad (13)$$

Выражения для проводимостей имеют вид

$$\acute{Y}_1 = 2 / U_1[\, a_1 + j\omega_1 b_1 + e^{j(\pm\varphi_3 \mp \varphi_2)}(a_6 + j\omega_1 b_6)], \quad (14)$$

$$\acute{Y}_2 = 2 / U_2[\, a_3 + j\omega_2 b_3 + e^{j(\varphi_3 - \varphi_2)} \;\; (a_7 + j\omega_2 b_7)], \quad (15)$$

$$\acute{Y}_3 = 2 / U_3[\, a_5 + j\omega_3 b_5 + e^{j(\varphi_2 - \varphi_3)} \;\; (a_8 + j\omega_3 b_8)], \quad (16)$$

$$\acute{Y}_0 = G_0 = 1 / U_0[\, a_9 + 2a_{10} \cos(\varphi_2 - \varphi_3)]. \quad (17)$$

Аналогично можно получить выражения для проводимостей в случае воздействия амплитудно-модулированного сигнала при $\omega_2 = \omega_1 + \pi$; $\omega_3 = \omega_1 - \pi$:

$$\acute{Y}_1 = 2 / U_1[\, a_1 + j\omega_1 b_1 + e^{-j(\varphi_3 - \varphi_2)}(a_{10} + j\omega_1 b_9)], \quad (18)$$

$$\acute{Y}_2 = 2 / U_2[\, a_3 + j\omega b_3], \quad (19)$$

$$\acute{Y}_3 = 2 / U_3[\, a_5 + j\omega_3 b_5, \quad (20)$$

$$\acute{Y}_0 = G_3 = {}^{2}/_{U_0}\, a_9 . \quad (21)$$

Выражения (10) - (12) и (14) - (17) являются исходными для исследования преобразующих свойств контактов с произвольными ВАХ и ВКХ, которые могут быть заданы либо в виде аппроксимирующих эти зависимости функций, либо в виде их экспериментально снятых графиков.

Рассмотрим более подробно зависимость проводимостей по каждому из сигналов от фаз воздействующих переменных напряжений. С этой целью запишем выражения (10) и (11) в следующем виде:

$$\acute{Y}_1 = 2 / U_1[\, a_1 + a_2 \cos\varphi_2 - \omega_1 b_2 \sin\varphi_2 + j(\omega_1 b_1 + \omega_1 b_2 \cos\varphi_2 + \\ + a_2 \sin\varphi_2)], \quad (22)$$

$$\acute{Y}_n = 2 / U_n[\, a_3 + a_4 \cos\varphi_2 - n\omega_1 b_4 \sin\varphi_2 + j(n\omega_1 b_3 + n\omega_1 b_4 \cos\varphi_2 - \\ - a_4 \sin\varphi_2)]. \quad (23)$$

Из (22) и (23) видно, что при $\varphi_2 \neq 0$ активные составляющие проводимостей приобретают реактивные компоненты $a_2 \sin\varphi_2$ и $a_4 \sin\varphi_2$, обусловленные актуальной проводимостью, а реактивные составляющие - активные компоненты $\omega_1 b_2 \sin\varphi_2$ и $n\omega_1 b_4 \sin\varphi_2$, обусловленные емкостью, причем в случае, когда $-\pi \geq \varphi_2 \geq 0$, нелинейная емкость вносит в контур гармоники умножителя отрицательную активную проводимость, а в контур основной частоты - положительную активную проводимость. Нелинейная активная составляющая при этом вносит в контур гармоники отрицательную реактивную проводимость, а в контур основной частоты - положительную. Таким образом, максимальные значения вносимых в контур реактивных и активных составляющих проводимости получаем при $\varphi_2 = -\pi/2 + \varepsilon$, где ε - малый дополнительный фазовый угол, обусловленный биениями высших комбинационных компонентов тока.

Аналогично можно записать и выражения для проводимости нелинейного контакта в случае преобразователя частоты:

$$Y'_1 = 2/U_1\{a_1 + a_6\cos(\pm\varphi_3 \mp \varphi_2) - \omega_1 b_6 \sin(\pm\varphi_3 \mp \varphi_2) + j[\omega_1 b_1 + \\ +\omega_1 b_6 \cos(\pm\varphi_3 \mp \varphi_2) + a_6 \sin(\pm\varphi_3 \mp \varphi_2)]\}, \quad (24)$$

$$Y'_2 = 2/U_2\{a_3 + a_7\cos(\varphi_3 - \varphi_2) - \omega_2 b_7 \sin(\varphi_3 - \varphi_2) + j[\omega_2 b_3 + \\ +\omega_2 b_7 \cos(\varphi_3 - \varphi_2) + a_7 \sin(\varphi_3 - \varphi_2)]\}, \quad (25)$$

$$Y'_3 = 2/U_3\{a_5 + a_8\cos(\varphi_2 - \varphi_3) - \omega_3 b_8 \sin(\varphi_{2-}\varphi_3) + j[\omega_3 b_5 + \\ +\omega_3 b_8 \cos(\varphi_2 - \varphi_3) + a_8 \sin(\varphi_2 - \varphi_3)]\}. \quad (26)$$

Таким образом, в случае преобразователя частоты проводимость нелинейной емкости также приобретает активную составляющую, а активная составляющая нелинейной проводимости - реактивную на всех трех частотах.

При этом необходимо отметить, что в случае, когда $\omega_3 = \omega_2 + \omega_1$ и $\pi > (\varphi_2 - \varphi_3) > 0$, активные составляющие емкости на частотах гетеродина (ω_2) и сигнала (ω_1) имеют одинаковый знак (реактивные составляющие активной проводимости положительны). В случае, когда $\omega_3 = \omega_2 - \omega_1$, активные составляющие емкости (реактивные составляющие активной нелинейной проводимости) имеют одинаковый знак на частотах ω_1 и ω_3 и отрицательны, что соответствует поглощению энергии и внесению отрицательной активной проводимости в контуры сигнала и комбинационной частоты. Первый случай имеет место в преобразователях нерегенеративного типа, а второй - в преобразователях регенеративного типа, что подтверждается общеизвестными результатами [5].

Заключение. Рассмотренный метод анализа наиболее удобен в случае, когда ВАХ и ВКХ контакта заданы (или аппроксимированы) полиномами, так как наивысшая степень аппроксимирующей функции ограничивает количество членов ряда (4).

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Евтянов С.И.** О связи между символическими и укороченными уравнениями // Радиотехника.- 1946. - 1.- С.43-48.
2. **Малышев В.А., Толоманенко А.Ф.** Учет влияния автосмещения при воздействии суммы гармоник на нелинейную полупроводниковую емкость // Радиотехника и электроника. - 1973. - 6. - С.18-20.
3. А. с. кл. Н.19/14 № 310344 (СССР). Параметрический делитель частоты / **И.Х. Гуревич. -** Заяв. 12.05.1969.
4. **Басик И.В.** Метод определения компонентов тока при воздействии на нелинейную систему суммы синусоидальных напряжений // Сб. научных трудов ЦНИИС. – М., 1948. - С.15.
5. Радиопередающие устройства: Учебник для вузов / Под ред. **М.В. Благовещенского, Г.М. Уткина.** - М.: Радио и связь, 1982.- 408 с.

Поступила в редакцию 08.04.2014.
Принята к опубликованию 12.05.2014.

ՀՊԱԿԻ ՀԱՄԱԼԻՐ ՈՉ ԳԾԱՅԻՆ ՀԱՂՈՐԴԱԿԱՆՈՒԹՅԱՆ ՎՐԱ ԲԱԶՄԱՀԱՃԱԽԱՅԻՆ ԱԶԴԱՆՇԱՆԻ ԱԶԴԵՑՈՒԹՅԱՆ ՎԵՐԼՈՒԾՈՒԹՅՈՒՆԸ

Մ.Ս. Ազոյան, Տ.Մ. Ազոյան

Դիտարկվում է կիսահաղորդչային ոչ գծային p-n հպակի վրա կամայական վոլտամպերային և վոլտ-կուլոնային բնութագրերով ռադիոտեխնիկական շղթաների ընդհանրացված վերլուծման մեթոդը՝ բազմահաճախային հարմոնիկ ազդանշանի ազդեցության դեպքում: Ստացված հաղորդականությունների արդյունքները բնութագրում են կոնտակտի համարժեք շղթան յուրաքանչյուր ազդանշանի համար:

Առանցքային բառեր. վոլտամպերային բնութագիր, վոլտկուլոնային բնութագիր, հպակ, կամայական ֆունկցիա սպեկտր, հարմոնիկ բաղադրիչ:

ANALYZING THE MULTIFREQUENCY IMPACT OF THE SIGNAL ON THE COMPLEX NON-LINEAR CONDUCTANCE OF THE CONTACT

M.S. Azoyan, T.M. Azoyan

A generalized method for analyzing the nonlinear electronic circuits on a p-n semiconductor with arbitrary carrent-voltage and voltage-Coulomb characteristics at multifrequency impact of harmonic signals is considered. The obtained results allow to estimate the conductances characterizing the equivalent circuit contact for each operating signal.

Keywords: carrent-voltage, voltage-Coulomb, contact, arbitrary spectrum harmonic component.

УДК 621.372.852

ВРАЩАЮЩЕЕСЯ СОЧЛЕНЕНИЕ НА ОСНОВЕ МЕТАЛЛОДИЭЛЕКТРИЧЕСКОГО ВОЛНОВОДА ДЛЯ ТЕРАГЕРЦОВОГО ДИАПАЗОНА

М.Ц. Айвазян

Государственный инженерный университет Армении (Политехник)

Предлагается в терагерцовом диапазоне использовать вращающееся сочленение с изменением оси тракта. В сочленении линейно поляризованная волна преобразуется в волну с круговой поляризацией, затем после прохождения вращающегося участка происходит обратное преобразование волны с круговой поляризацией в линейную. Преобразование поляризации происходит при помощи металлического зеркала и частопериодической решетки. Показано, что предлагаемое вращающееся сочленение обладает малыми потерями и эллиптичностью.

Ключевые слова: терагерцовый диапазон, волновод класса “полый диэлектрический канал”, потери, поляризация, преобразование поляризации, эллиптичность.

Введение. В терагерцовом диапазоне весьма актуальным является вопрос выбора волноведущей системы, на основе которой можно создавать функциональные элементы различного назначения. В обзорной статье [1] рассматривается работа отдельных устройств, выполненных на основе открытых квазиоптических линий. Из-за ряда особенностей (открытая линия, габариты, вес) применение квазиоптических линий ограничено, как правило, измерительными схемами. В работе [2] приведены основные технические характеристики практически полного комплекта волноводных функциональных элементов диапазона 120…180 *ГГц*, выполненных на основе волноводов класса “полый диэлектрический канал”.

Методика исследования. В настоящей работе предлагается в указанном диапазоне использовать вращающееся сочленение, выполненное на основе волновода класса “полый диэлектрический канал”. Известно, что рабочая мода этого волновода линейно поляризована [2]. Это позволяет использовать в качестве преобразователя поляризации волноводный уголок квазиоптического типа, в котором на некотором расстоянии d от плоского металлического зеркала установлена частопериодическая решетка (см. рис.1).

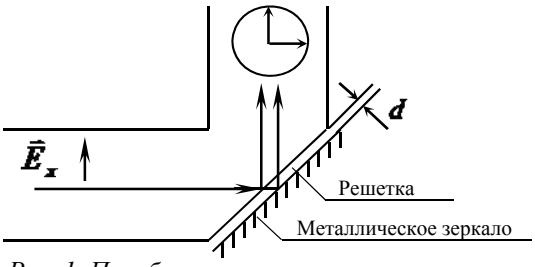


Рис. 1. Преобразователь поляризации

Расчет электрических характеристик предлагаемого преобразователя поляризации проведем на модели плоского металлического зеркала и частопериодической решетки, помещенных в свободном пространстве ($\varepsilon = \mu = 1$, проводимости зеркала и проводников решеток принимаются идеальными). Плоскости решетки 1 и зеркала 2 параллельны, расстояние между ними равно *d,* а координатная система связана с ними, как показано на рис. 2.

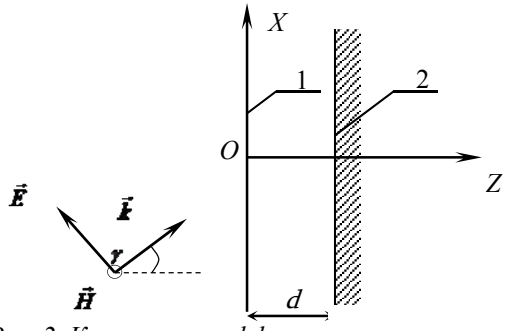


Рис. 2. К расчету коэффициентов отражения

Со стороны отрицательных *z* под углом γ к оси *OZ* на систему решетка - зеркало падает плоская линейно поляризованная волна с единичной амплитудой, вектор электрического поля которой лежит в плоскости падения (параллельная поляризация $E_x = 0$). Плоскость падения параллельна плоскости *XOZ,* а ее *x-я* компонента образует угол φ с направлением проводников решетки. Требуется определить вид поляризации отраженной волны.

Для этого вычислим составляющие коэффициентов отражения системы по напряжению. Граничные условия на решетке (условия Владимирского [3]) запишем в виде

$$E_{n_1} = E_{n_2}; \quad E_{s_1} = E_{s_2} = 0, \tag{1}$$

где E_{n_1} и E_{n_2} - компоненты полей, направленные перпендикулярно проводникам решетки по обе стороны от плоскости решетки; E_{s_1} и E_{s_2} - компоненты полей, направленные вдоль проводников решетки. На поверхности металлического зеркала тангенциальные составляющие электрического поля равны нулю. Решая систему уравнений, полученную при помощи граничных условий, находим составляющие коэффициентов отражения системы по напряжению

$$R_{X_{II}} = -\cos\gamma(\cos^2\varphi + \sin^2\varphi e^{j2\alpha}),$$
$$R_{Y_{II}} = \cos\gamma \sin 2\varphi(e^{j2\alpha} - 1)/2, \qquad (2)$$

где $\alpha = k_z d$; k_z - волновое число вдоль оси $OZ(k_z = (2\pi\cos\gamma)/\lambda)$; $R_{X_{II}}$ и $R_{Y_{II}}$ - составляющие коэффициента отражения системы по напряжению в случае параллельной поляризации, направленные вдоль осей OX и OY соответственно.

В случае перпендикулярной поляризации (вектор электрического поля ортогонален плоскости падения $E_x = E_Z = 0$) составляющие коэффициента отражения системы по напряжениям $R_{X_\perp}$ и $R_{Y_\perp}$ находятся аналогично и записываются в виде

$$R_{X_\perp} = \sin 2\varphi(e^{j2\alpha} - 1)/2,$$
$$R_{Y_\perp} = -\sin^2\varphi - \cos^2\varphi e^{j2\alpha}. \qquad (3)$$

Заметим, что формулы (2) и (3) не учитывают влияния местных волн вблизи проводников решеток. Амплитуды этих волн существенно убывают при удалении от решетки уже на расстоянии ее периода [3].

Из (2) и (3) следует, что отраженная волна состоит из двух ортогональных волн, амплитуды и фазы которых в общем случае не равны. Известно, что суперпозиция таких волн представляет собой эллиптически поляризованную волну [4].

Наибольший практический интерес представляет получение отраженной волны с круговой поляризацией. Для этого необходимо равенство амплитуд *x*-й и *y*-й компонент отраженной волны (см. рис.1) и чтобы разность фаз между ними составляла $\pi/2$.

Расчетные значения эллиптичности отраженной волны от $Df = (f - f_0)/f_0$ (f_0 соответствует центральной частоте диапазона) приведены на рис. 3.

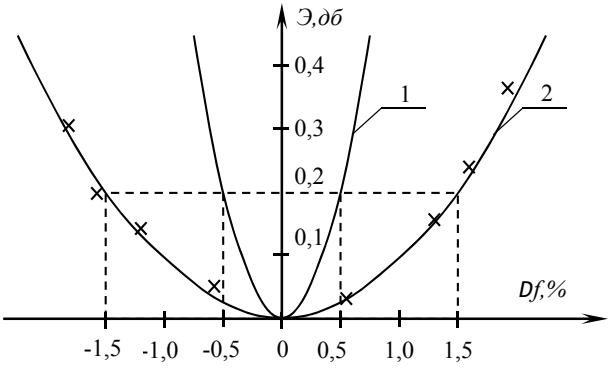


Рис. 3. Экспериментальные результаты

Кривая 1 соответствует случаю, когда $\alpha = 3\pi/4$; $\varphi = \pi/4$ либо $\varphi = 3\pi/4$, а кривая 2 – случаю, когда $\alpha = \pi/4$; $\varphi = \pi/4$ либо $\varphi = 3\pi/4$. Из рис. 3 видно, что

система более широкополосная при параметрах, соответствующих кривой 2. Это объясняется тем, что фазовый набег, соответствующий кривой 2, меньше набега, соответствующего кривой 1.

Экспериментальные результаты. Экспериментально определялась эллиптичность отраженной волны при значениях $\varphi = \pi / 4$ и $\varphi = 3\pi / 4$, в обоих случаях величина α принималась равной $\pi / 4$. На рис. 3 приведены экспериментальные результаты (обозначенные крестиками), которые согласуются с расчетной кривой (2). Заметим, что значения эллиптичности отраженной волны при $\varphi = \pi / 4$ и $\varphi = 3\pi / 4$ с графической точностью совпадают. В рассмотренном преобразователе величина суммарных потерь и КСВН в относительной полосе частот $\Delta f = 3\%$ не превышает 0,2 и 1,06 *дБ* соответственно. В проведенных экспериментах в диапазоне частот 150…180 *ГГц* ошибка измерения составляла 20%.

Работа рассмотренного преобразователя поляризации подчиняется принципу взаимности. Комбинация двух описанных выше преобразователей поляризаций позволяет реализовать вращающееся сочленение с изменением оси тракта (см. рис. 4). Такие устройства широко используются в СВЧ схемах различного назначения.

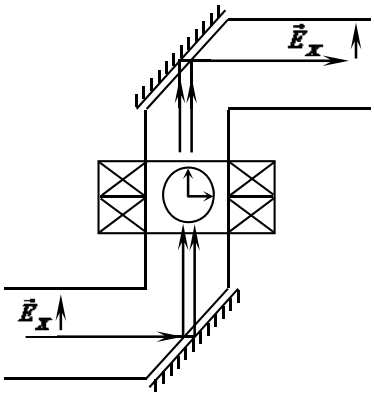


Рис. 4. Вращающееся сочленение

Устройство работает следующим образом: линейно поляризованная рабочая мода волновода класса “полый диэлектрический канал” поступает в нижний уголок. При помощи металлического зеркала и частопериодической решетки она преобразовывается в волну с круговой поляризацией. Далее волна проходит через вращающуюся секцию и при помощи верхнего зеркала и решетки обратно преобразовывается в волну с линейной поляризацией.

Выводы. Электрические характеристики вращающегося сочленения практически не отличаются от параметров преобразователя плоскости поляризации. Исключение составляют прямые потери, которые не превышают 0,5 *дБ*, что связано с применением двух квазиоптических уголков.

Предлагаемое устройство обладает достаточно высокими электрическими характеристиками, поэтому может найти широкое применение в радиолокационных системах гигагерцового и терагерцового диапазонов.

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

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

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. Martirossian et al** // 16-th International Conference on Infrared and Millimeter Waves. - Lausanne, 1991. – P. 92 -93.
3. **Нефедов Е.И., Сивов А.Н.** Электродинамика периодических структур. - М.: Наука, 1977. - 208 с.
4. **Борн М., Вольф Э.** Основы оптики. – М.: Наука, 1973. – 720 с.

Поступила в редакцию 27.09. 2013.
Принята к опубликованию 12.05.2014.

ՄԵՏԱՂԴԻԷԼԵԿՏՐԻԿԱԿԱՆ ԱԼԻՔԱՏԱՐԻ ՀԻՄԱՆ ՎՐԱ ՊՏՏՎՈՂ ՀԱՆԳՈՒՅՑ ՏԵՐԱՀԵՐՑԱՅԻՆ ՏԻՐՈՒՅԹԻ ՀԱՄԱՐ

Մ.Ց. Այվազյան

Առաջարկվում է տերահերցային տիրույթում օգտագործել պտտվող հանգույց, որը փոխում է ալիքատարային տրակտի առանցքը: Հանգույցում գծային բևեռացված ալիքը փոխակերպվում է շրջանաձև բևեռացված ալիքի, ապա պտտվող հատվածն անցնելուց հետո, տեղի է ունենում հետադարձ փոխակերպում՝ շրջանաձև բևեռացվածությունից գծայինի: Բևեռացվածության փոխակերպումն իրագործվում է մետաղական հայելու և պարբերական ցանցի միջոցով: Ցույց է տրված, որ առաջարկվող պտտվող հանգույցն օժտված է էլիպտիկությամբ և ապահովում է նվազ կորուստներ:

Առանցքային բառեր. տերահերցային տիրույթ, «սնամեջ դիէլեկտրիկական կապուղի» դասի ալիքատար, կորուստներ, բևեռացում, բևեռացվածության փոխակերպում, էլիպտիկություն:

A ROTATING JOINT BASED ON A METAL-DIELECTRIC WAVEGUIDE FOR THE TERAHERTZ RANGE

M.Ts. Ayvazyan

It is proposed to use a rotating joint with a changing axis tract in a terahertz range. In the joint, the linearly polarized wave converts into a circularly polarized wave, then after passing the rotating portion, an inverse conversion of the wave from the circular polarization into the linear takes place. The polarization conversion takes place by a metallic mirror and grating. It is shown that the proposed rotating joint has small losses and ellipticity.

Keywords: terahertz range, waveguide of the class "hollow dielectric channel," losses, polarization, polarization convertsion, ellipticity.

UDC 681.3.002

DC-HSDPA ROLLOUT STRATEGIES

L.D. Husikyan[1], N.G. Grigoryan[2], G.T. Alaverdyan[1]

[1] *Orange Armenia*
[2] *LTX-Credence*

Considering the rapid development of data traffic, it is very important to continuously monitor the needs for upgrading the existing solutions and introducing technologies to maintain CAPEX and OPEX optimally. In this paper deployment of DC-HSDPA is introduced and some strategies for rollout are mentioned.

Keywords: HSPA, 64QAM, DC-HSDPA, rollout, strategy.

Introduction. Network quality is the basis of competition among operators as in line with a number of research reports, subscribers have started to pay increasingly more attention to quality, especially when it comes to the currently booming data traffic. With the increasing complexity of the offered services and the evolution of new technologies, the focal point of operators has changed from technology to subscriber experience.

Current solutions allowing gradual convergence of all traffic classes to full IP handling, or efficient intersystem balancing mechanisms open many possibilities of network cooperation strategy. In this scope, spectrum management is investigated based on the utilization and the resulting performance, accordingly potential modification or further refarming activities are considered and proposed if applicable. Spectrum refarming allows to maintain effective frequency utilization with the developing technology and service needs. In particular, LTE radio technology is the most spectrally efficient, hence it is expected that with growing technology maturity and full IP confidence, at some point, frequency spectrums of operators may be fully taken over by LTE.

DC-HSDPA utilizes two adjacent WCDMA carriers to transmit two parallel HSDPA streams to the single UE. DC-HSDPA operation improves the end-user performance by pooling the radio resources of two carriers simultaneously for the same user. Hence, with 64QAM feature, the DC-HSDPA expands the DL bit rate up to 42 Mbps (2 x 21 *Mbps*), while with basic 16QAM capability-up to 28 *Mbps* (2 x 14 *Mbps*). Moreover, by using a joint-scheduler configuration, it takes advantage of the statistical multiplexing, multi-user diversity and frequency selectivity in order to achieve improved spectral efficiency. Therefore, with DC-HSDPA not only the end

user throughput is improved, but also the overall site capacity, as observed in a number of commercial deployments [1-3].

The RNC (Radio Network Controller) decides upon the DC-HSDPA RAB (Radio Access Bearer) establishment based on the IE (Information Element) (multi-cell capability: true) provided in the UL RRC (Radio Resource Control): RRC Connection Request and the support of the NodeB. However, for instance, when one of the DC-HSDPA cells is congested or radio conditions are low, the RNC can decide to configure the regular HSPA RAB, even if both the UE and the NodeB have DC-HSDPA capabilities.

The UL transmission is handled by the HSUPA channels, but to only one cell, which is called the Primary DC-HSDPA cell. Also, the UL HSDPA feedback, i.e. HS-DCCH (CQI and ACK/NACK) is delivered only to the Primary cell. The other cell (can be even not HSUPA-capable) is called Secondary DC-HSDPA cell and handles only the DL transmission. Considering the HSUPA capability in the DC-HSDPA cells, the two configurations are differentiated: (i) Fixed DC-HSDPA configuration – only one cell is HSUPA-enabled (Primary cell), and (ii) Flexible DC-HSDPA configuration – both cells are HSUPA-enabled. With the Flexible DC-HSDPA configuration, the RNC evaluates which cell has been reported with the better condition and then decides to allocate it as Primary Cell in the DC-HSDPA RAB Configuration/Reconfiguration message to the UE. Also, during the ongoing DC-HSDPA connection, the Primary/Secondary cell assignment can be seamlessly reconfigured. Practically, networks are loaded by HSPA traffic hence operators do not have the motivation to sacrifice any of the layers for disabling HSUPA. Therefore, most commonly, the Flexible DC-HSDPA configuration is applied.

The complete physical channel structure is presented in Fig.1. Precisely, the Primary cell handles all UL channels including HSUPA (E-DPDCH, E-DPCC), HSDPA feedback (HS-DPCCH), and R99 SRB (DPDCH, DPCCH), or only DPCCH if SRB is mapped on the HSPA channel (optionally).

.

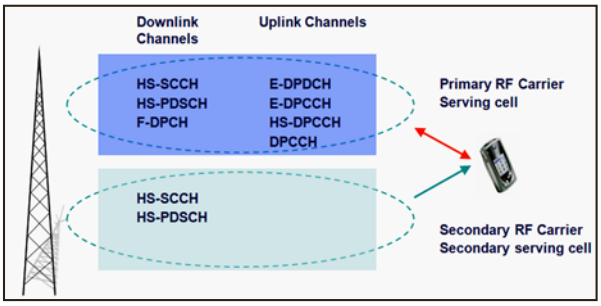


Fig. 1. Involved physical channels in DC-HSDPA

In the DL, each DC-HSDPA cell transmits independently 1-15 HS-PDSCH channels and 1-4 HS-SCCH channels. Additionally, the Primary cell handles the SRB, which in DL goes either conventionally via R99 channels then DPDCH and DPCCH are transmitted or optionally via HSPA channels, then F-DPCH is used in the DL to deliver the TPC bits to the Ues.

The cell-independent scheduling requires cell-independent AMC (Adaptive Modulation and Coding) and cell-independent H-ARQ (Hybrid-Automatic Request) processes. In order to facilitate these requirements, the HS-DPCCH UL feedback channel has been modified to include both CQIs and H-ARQ information for each layer separately. This has been achieved by reducing the redundancy ratio of the HS-DPCCH, thus providing more capacity for the information bits. In order to guarantee the same HS-DPCCH reception quality, the repetition period has been incremented.

DC-HSDPA is maintained during SCC (Serving Cell Change) for both inter- and inter- NodeB as long as the target cell supports the DC-HSDPA and the AC (Admission Control) decides accordingly. On the contrary, the IFHO (Inter Frequency Handover) between two DC-HSDPA pairs is not supported, i.e., a switch to HSPA is required if HSDPA CM (Compressed Mode) is supported, otherwise downgrade to R99 is performed. However, this should be noted that DC-HSDPA IFHO procedure is a very uncommon scenario, as this would require an operator to have 4 HSPA layers deployment with two separate DC-HSDPA pairs.

The DC-HSDPA evolution introduces DB-HSDPA (Dual Band-HSDPA), for which the RF carriers can be in different operating bands (e.g., 900 and 2100). This is certainly a very attractive feature for operators with carriers spread across bands, and significantly increases their flexibility in DC-HSDPA implementation. The number and supported combination of frequency bands is limited as provided in Table 1, Table 2.

Generally, the concept and the functionality of DB-HSDPA are the same as those enabling DC-HSDPA 42 Mbps to peak data rate. Additionally, switches between the DB-HSDPA and DC-HSDPA are possible if the scenario is applicable. MIMO is not supported together with DC-HSDPA at the same time.

Enabling of DC HSDPA in the network required feature interdependencies (Table 3) [4]:

- Available features provide the following limits (Fig.2):

  - Max number of HSDPA users per cell: 72
  - Max number of HSUPA users per cell: 72
  - Max number of HSUPA users per LCG: 80

- As each DC-HSDPA user requires a HSUPA return channel, the number of DC-HSDPA is limited by a maximum number of HSUPA users allowed.

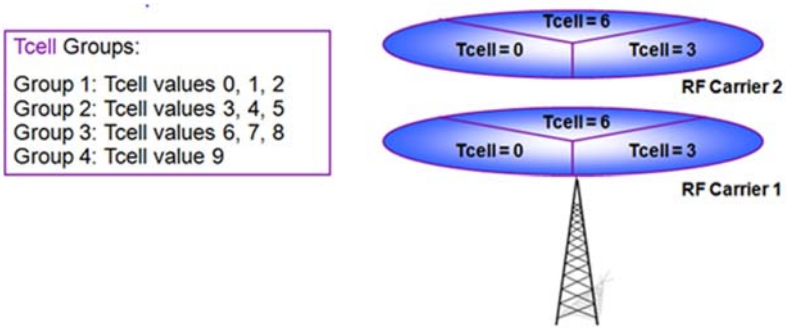


Fig. 2. DC-HSDPA configuration

Each cell belonging to the same sector must have the same Tcell and each cell belonging to the same layer must have Tcell value from a different group.

Table 1

DB-HSDPA (42 MBPS) OPERATING BANDS

Operating Band	UL Frequencies UE transmit, Node B receive	DL Frequencies UE receive, Node B transmit
I	1920…1980 *MHz*	2110…2170 *MHz*
II	1850…1910 *MHz*	1930…1990 *MHz*
III	1710…1785 *MHz*	1805…1880 *MHz*
IV	1710…1755 *MHz*	2110…2155 *MHz*
V	824…849 *MHz*	869…894 *MHz*
VI	830…840 *MHz*	875…885 *MHz*
VII	2500…2570 *MHz*	2620…2690 *MHz*
VIII	880…915 *MHz*	925…960 *MHz*
IX	1749.9…1784.9 *MHz*	1844.9…1879.9 *MHz*

Table 2

DB-DC-HSDPA Configuration	Uplink Band	Downlink Band
1	I or VIII	I and VIII
2	II or IV	II and IV
3	I or V	I and V

Table 3

▪ HSDPA 64QAM ▪ Based on 3GPP 25.321 ▪ Optional Feature ▪ RNC License Key required (ON-OFF) ▪ UE categories 13, 14, 16 and 17 supported. ▪ Prerequisites: ▪ Flexible RLC ▪ HSDPA 14.4 Mbps ▪ HSDPA 16QAM ▪ Dynamic Res. Allocation ▪ HSUPA ▪	▪ HSDPA DC-HSDPA ▪ Based on 3GPP 25.321 ▪ Optional Feature ▪ RNC License Key required (ON-OFF) ▪ UE categories 21, 22, 23 and 24 supported. ▪ Prerequisites: ▪ Flexible RLC ▪ HSDPA 14.4 Mbps ▪ HSDPA 16QAM ▪ Dynamic Res. Allocation ▪ HSUPA ▪ HSDPA 64QAM (for 42 Mbps) ▪ Shared Scheduler

DC-HSDPA implementation strategies:

DC-HSDPA requires HSDPA to be enabled at least on two carriers in one cell, and at least one of them is required to have enabled HSUPA. This leads to the following site level implementation options:

- 2 carrier dedicated 3G data network, voice moved to GSM
- 2 carrier 3G network, carriers shared with R99 traffic and HSDPA/DC-HSDPA
- 3 or more carrier 3G network with 2 carriers dedicated for HSPDA/DC-HSDPA, rest dedicated for R99 or shared
- Dual band network with two carriers in one band with DC-HSDPA

DC-HSDPA roll-out strategies:

Following feature roll-out options:

- Enabled DC-HSDPA in only traffic hotspots
- Enabled DC-HSDPA in high traffic areas such as city centers
- Network wide rollout.

Multicarrier layering strategies:

The layering strategy defines the mechanism to move Ues to the correct layer(s):

- Idle mode UE camping
- Transitions between the layers
- Load, service, and capability-based handovers
- Handling carrier edges if all carriers are not implemented network.

Operators can use different strategies for DC-HSDPA deployment:

Strategy (1)

Two carrier HSDPA network, realtime traffic (mainly voice) moved to GSM

- In multisystem network with network wide support for GSM, CS voice calls can be moved to GSM network. Voice quality is similar in 3G and GSM systems. After voice call is completed, the UE returns to 3G network with idle mode cell reselection.
- This would release more capacity for data users (R99 NRT, HSDPA, DC-HSDPA)
- 3G network would in practice be for data only, assuming number of CS voice multi-RAB and video calls is small
- R99 data calls could also be moved to GSM, but that would affect the end user experience since 3G R99 data speeds and latencies are better than GSM even with EDGE
- Capacity upgrades might be required in GSM network to accommodate the voice traffic coming from 3G network

Strategy (2)

Two carrier HSDPA network, carriers are shared with realtime traffic:

- HSDPA need to be enabled in both carriers to use DC-HSDPA, and resources are shared with R99 voice and data traffic
- Some resources are used for R99 services, which slightly affect HSDPA and DC-HSDPA peformance
- All 3G users are retained in 3G network, no impact to GSM

Strategy (3)

Three or more 3G carriers, one carrier is dedicated for R99 traffic and others for HSDPA / DC-HSDPA traffic

- One dedicated carrier for R99 services
- Two or more dedicated carriers for HSDPA / DC-HSDPA
- HSDPA / DC-HSDPA load will not impact the R99 carrier
- The layering strategy needs to be planned

Conclusion:

1. Generally, DC-HSDPA is a next capacity upgrade step after the HSDPA 64QAM activation.
2. Significant CAPEX with DC-HSDPA activation (CE needs/schedulers). However, additional schedulers also help regular HSDPA users. Hence, CAPEX related to the overall traffic increase can be minimized (extra schedulers are already deployed).
3. The expected single user throughput is increased by 100% in low-loaded network
4. The network level capacity gain in loaded network can be more than 20% even in the cell edge
5. With more than 2 layers, the operator needs to guarantee proper DC-HSDPA availability (HO forcing scenarios).
6. The next capacity step would be multicarrier HSDPA or DC-HSDPA with MIMO.

REFERENCES

1. Dual Cell HSPA and its Future Evolution white paper, available: http://www.nomor.de/uploads/1h/pA/1hpAccByjinAOWBDzTNt4w/WhitePaper_DC-HSDPA_2009-01.pdf .
2. Performance Evaluation on Dual Cell HSDPA Operation / **D. Andrade, A. Klein, H. Holma et al** // Technol. & Platforms Dept., Munich, Germany Vehicular Technology Conference Fall (VTC 2009-Fall), IEEE 70th.- 20-23 Sept. 2009. http://ieeexplore.ieee.org/xpl/articleDetails.jsp?arnumber=5378867
3. 4G Mobile Broadband Evolution: 3GPP Release 10 and Beyond HSPA+ SAE/LTE and LTE Advances, available: http://www.3gamericas.org/documents/4G%20Americas_3GPP_Rel-10_Beyond_January%202012%20Update.pdf , P207.
4. **Borkowski J., Husikyan L., Husikyan H**. HSPA evolution with CAPEX considerations // Communication Systems, Networks & Digital Signal Processing (CSNDSP): 8th International Symposium on Communication.- Poland, Poznan, 2012.- P. 1-6. 10.1109/CSNDSP.2012.6292714

Received on 20.03.2014.
Accepted for publication on 12.05.2014.

DC-HSDPA ՆԵՐԴՐՄԱՆ ՌԱԶՄԱՎԱՐՈՒԹՅՈՒՆԸ

Լ.Դ. Հուսիկյան, Ն.Գ. Գրիգորյան, Գ.Տ. Ալավերդյան

Հաշվի առնելով տվյալների տրաֆիկի արագ զարգացումը՝ կարևոր է շարունակաբար վերահսկել առկա լուծումների արդիականացման կարիքները և տեխնոլոգիաների ներդրումները՝ CAPEX-ը և OPEX-ը օպտիմալ ռեժիմում պահպանելու համար: Ներկայացվել է DC-HSDPA–ի ներդրումը և նշվել մի քանի ռազմավարություն՝ այն իրականացնելու համար:

Առանցքային բառեր. HSPA, 64QAM, DC-HSDPA, ներդրում, ռազմավարություն:

СТРАТЕГИИ ВНЕДРЕНИЯ DC-HSDPA

Л.Д. Усикян, Н.Г. Григорян, Г.Т. Алавердян

С учетом быстрого развития трафика данных показана важность постоянного контроля потребностей в модернизации существующих решений и внедрении технологий по поддержанию CAPEX и OPEX в оптимальном режиме. Представлены внедрения DC-HSDPA и рассмотрены некоторые стратегии их осуществления.

Ключевые слова: HSPA, 64QAM, DC-HSDPA, внедрение, стратегия.

ИНФОРМАЦИОННЫЕ МАТЕРИАЛЫ

К 80- летию Владимира Ервандовича Арустамяна

1-го января исполнилось 80 лет профессору Арустамяну Владимиру Ервандовичу, одному из пионеров отечественной радиоэлектроники и вычислительной техники.

Его научно-производственная и научно-педагогическая деятельность начинается со второй половины 1950-х годов, в период освоения, становления и развития отрасли в Армении, и в этом деле весомый вклад внес юбиляр. По окончании в 1958 г. физико-математического факультета Ереванского государственного университета по специальности “Физика” он был направлен во вновь организованный Ереванский НИИ математических машин (ЕрНИИММ, в народе – “институт Мергеляна”), где прошел путь от техника, затем инженера, старшего инженера, ведущего инженера, начальника научно-исследовательской лаборатории, главного конструктора до заместителя главного инженера.

В 1958-1961 гг. В.Е. Арустамян участвовал в разработке, изготовлении и наладке одной из первых советских ЭВМ первого поколения –“Арагац’’. В 1961-1964 гг. в качестве ведущего и руководителя группы принимал участие в разработке и внедрении комплексов логических элементов ЭВМ второго поколения – “Магний-1”, “Магний-2’’, на базе которых были построены первенцы отечественных ЭВМ второго поколения – “Раздан-3”, “Маршрут”, семейство “Наири”. За эти работы он был удостоен бронзовой медали ВДНХ СССР. В 1962 г. в государственном реестре СССР было зарегистрировано первое его изобретение – “Несимметричный потенциальный триггер’’, а в 1963 г. вышла его книга – “Кибернетика и ее применение в промышленности", первая в этой области книга на армянском языке, которая сыграла значительную роль в деле освоения нового направления науки и техники, подготовки специалистов в Армении.

В 1964-1965 гг. В.Е. Арустамян занимался исследованием возможностей построения оптических ЭВМ, результаты которых были доложены в Московском и Ленинградском научных центрах и опубликованы в печати, а в 1965-1967 гг.- разработкой схемотехники интегральных логических элементов ЭВМ третьего поколения, в результате которой впервые в Армении были изготовлены гибридные интегральные микросхемы и зарегистрированы три изобретения.

В 1968 г. в Московском инженерно-физическом институте (МИФИ) под научным руководством зав. кафедрой электроники профессора Т.М. Агаханяна (в московских научных кругах – “метра советской электроники”) защитил кандидатскую диссертацию, посвященную исследованию проблем разработки и применения интегральных логических микросхем.

В 1967-1970 гг. в качестве руководителя группы участвовал в модернизации и внедрении изделия БРС (быстродействующая радиотелеметрическая система) специального назначения.

В 1968 г. был включен в состав Совета специалистов стран Экономического Содружества по созданию Единой Системы ЭВМ (ЕС ЭВМ) третьего поколения, продолжавшегося до 1984 г., а в 1969-1978 гг. возглавил исследовательскую лабораторию ЕрНИИММ по электронному конструированию ЭВМ, где проводились основные работы по созданию единых принципов построения элементов ЭВМ различных уровней иерархии, правил и норм построения устройств и узлов ЭВМ. На основе этих результатов при его непосредственном участии в ЕрНИИМ были разработаны и внедрены в серийное производство на Казанском заводе ЭВМ, АПО “Электрон”: ЭВМ ЕС-1030(1974); ЕС-1045(1978); ЕС-1046(1982), вычислительные комплексы ВК-1010, 2ЕС-1045, 2ЕС-1046, в Казани - ЕС-1033, в Минске - ЕС-1020 и ЕС-1022.

Эти результаты были использованы также в ЭВМ семейства “Наири”: “Наири-4”, “Наири-4 АРМ”, “Наири-4В”, “Наири-4ВС” и т.д.

В 1973 г. ему было присвоено ученое звание старшего научного сотрудника по вычислительной технике, а в 1974 г. - доцента.

Еще в начале 1970-ых В.Е. Арустамян интенсивно занимался разработкой схемотехнической теории интегральных логических элементов ЭВМ, целью которой являлось создание макромоделей многопереходных интегральных структур и устройств в целом. Аналогичной задачей занимались также Неруд и Калахан в США. По результатам исследований В.Е. Арустамяна было зарегистрировано несколько изобретений и опубликованы статьи в журналах “Микроэлектроника” АН СССР, “Управляющие системы и машины” АН УССР, “Известия” АН Арм. ССР и др. научных изданиях, а также организован серийный выпуск интегральных логических микросхем 1ЖЛ 551 (КЖЛ551) (Зеленоград), микросхем серий 253 и 254 (Ереван).

В 1978 г. он был назначен на должность заместителя главного инженера ЕрНИИМ (до 1984 г.), в ве́дении которого были проводимые в институте научно-исследовательские и опытно-конструкторские работы. В 1981 г. в МИФИ защитил докторскую диссертацию на тему “Исследование и разработка электронных устройств цифровых вычислительных машин на микросхемах повышенной степени интеграции”.

В 1970, 1983 и 1984 гг. он был награжден правительственными наградами СССР (медали “За доблестный труд”, “За трудовую доблесть’’, “Ветеран труда’’), в 1982 г. удостоен звания “Изобретатель СССР”, а в 1984 г. - “Почетного радиста СССР’’. За большой вклад в деле развития вычислительной техники и ЕрНИИМ был занесен в “Книгу Славы’’ музея истории ЕрНИИМ.

В 1984 г. он был назначен на должность директора Ереванского филиала Московского НИИ радиосвязи, а в 1985 г. включен в Совет главных конструкторов Единой системы спутниковой связи (ЕССС) СССР. Оба фактора сыграли важную роль в деле расширения филиала и организации на его базе Ереванского НИИ Средств связи (ЕрНИИСС), директором которого он был до 1992 г. В эти годы под его руководством и при его непосредственном участии были разработаны и внедрены наземные аппаратуры изделия “Цитадель”, самолетная радиостанция спутниковой связи “Вертун’’, ряд технических и программных средств, предназначенных для комплекса “Глобус -2” ЕССС.

В 1985 г. по его инициативе и под его руководством началось строительство лабораторно-производственного комплекса института, а через год на него были возложены обязанности общего заказчика строительства всего Давидашенского промышленного узла (ЕрНИИСС, два завода, конструкторское бюро, инфраструктуры).

Параллельно с научно-производственной деятельностью В. Арустамян с 1968-1969 уч. года по инициативе основателя кафедры микроэлектроники ГИУА (Политехник) профессора Т.М. Агаханяна преподает в ГИУА. Здесь впервые он стал ввести курсы микроэлектроники, физики полупроводниковых приборов, конструирования и технологии микросхем и др. дисциплин в должностях старшего преподавателя, доцента, профессора. С 1992 г. он окончательно переходит на преподавательскую работу в ГИУА: до 1995 г. - профессором факультета радиотехники и систем связи, в 1995-2001 гг. - заведующим кафедрой “Конструирование и производство радиоаппаратуры”, а с 2001 г. по настоящее время – профессором той же кафедры.

За эти годы им разработаны и введены в действие ряд новых курсов бакалаврского, магистерского и аспирантского обучения, издано множество учебных пособий, методических работ и т.д.

В феврале 1999 г. В. Арустамян был избран академиком Международной академии связи (МАС), а в марте 2000 г. включен в состав Научных комитетов - “Электронные средства массовой информации в XXI веке”, “Телекоммуникационная индустрия XXI века” программы МАС “Глобальное информационное общество”.

В. Арустамян активно участвует в деле подготовки высококвалифицированных специалистов в области радиоэлектроники и информатики, является членом специализированного совета 032 ВАК РА по присуждению ученых степеней

докторов и кандидатов наук. Им подготовлено семь кандидатов наук, свыше пятидесяти магистров. Он является членом научно-технического совета и конкурсной комиссии ГИУА, экспертом МОН РА, членом редколлегии "Вестник"-ГИУА. Его научно-педагогическая деятельность была отмечена памятными "Золотыми медалями" Министерства образования и науки РА (2008 г.) и ГИУА (2013 г.). В.Е. Арустамян - научный руководитель ряда крупных проектов и разработок, автор свыше 150 научных работ, книг, изобретений.

За 1998-2010 гг. под его научным руководством проводились НИР госбюджетного финансирования, результаты которых были опубликованы и использованы при организации диспетчерской связи газопровода "Иран-Армения", а также при подготовке диссертаций аспирантов. В настоящее время, по совместительству, является ведущим научным сотрудником базовой лаборатории по использованию фотоники в системах связи.

В последние годы В. Арустамян занимается поиском и исследованием новых методов построения и оценки эффективности сетей, средств цифровой обработки информации, моделирования и оптимизации сетей и т.д. В эти работы вовлечены ряд ученых ГИУА и руководимые им аспиранты и магистры.

Заслуживает уважения деятельность В. Арустамяна в деле популяризации и пропаганды достижений науки и технологии в области радиоэлектроники. По книгам и публикациям В. Арустамяна в научно-популярных журналах и газетах республики армянский читатель впервые ознакомился с такими достижениями радиоэлектроники, как вычислительная техника, микроэлектроника, цветное телевидение, оптическая связь, цифровая связь, сотовая связь и др. Его перу принадлежит (вместе Г. Патваканяном) перевод знаменитых книг Е. Айсберга: "Телевидение?.. Это очень просто", "Транзистор?.. Это очень просто". В 1969 г. его научно-популярная книга "Как машина решает задачу", представленная на конкурс общества "Знание", была удостоена премии, а сам автор награжден "Почетной Грамотой" общества.

Пожелаем достопочтенному юбиляру крепкого здоровья и новых творческих высот.

ՀԵՂԻՆԱԿՆԵՐԻ ՑՈՒՑԱԿ

1. Ադամյան Գագիկ Վարդանի – տ.գ.թ., դոցենտ, ՏՏ և Ա ամբիոն, ՀՊՃՀ
2. Ազոյան Միքայել Սարգսի – ասիստենտ, ՌՄԿԱ ամբիոն, ՀՊՃՀ
3. Ազոյան Տիգրան Միքայելի – բաժնի պետ, փոխգնդապետ, Կապի զինվորական համալսարան, Սանկտ Պետերբուրգ, ՌԴ
4. Ալավերդյան Գայանե Տիգրանի – ռոումինգի ճարտարագետ, «Օրանժ Արմենիա» ՓԲԸ
5. Ահարոնյան Ահարոն Կամոյի – տ.գ.թ., ասիստենտ, ՌՏ և ԿՀ ֆակուլտետ, ՀՊՃՀ
6. Այվազյան Մարտին Ցոլակի – տ.գ.թ., դոցենտ, դեկան, ՌՏ և ԿՀ ֆակուլտետ, ՀՊՃՀ
7. Առուստամյան Վլադիմիր Երվանդի – Կապի միջազգային ակադեմիայի ակադեմիկոս, տ.գ.դ., պրոֆեսոր, ՌԿ և Ա ամբիոն, ՀՊՃՀ
8. Ավդալյան Նարեկ Բենիամինի – ճարտարագետ - նախագծող, «Սինոփսիս Արմենիա» ՓԲԸ
9. Ավետիսյան Վահան Հենրիկի – տ.գ.դ., պրոֆեսոր, Երևանի Կապի ինստիտուտի փոխտնօրեն
10. Բաղդադի Ամար Աբաս – ասպիրանտ, Խարկովի ռադիոէլեկտրոնիկայի ազգային համալսարան, Ուկրաինա
11. Բեգոյան Լևոն Կառլենի – ասպիրանտ, ՀՊՃՀ
12. Բունիաթյան Վահե Վազգենի – տ.գ.դ., պրոֆեսոր, ՄԿԲՍ ամբիոնի վարիչ, ՀՊՃՀ
13. Գյուլզադյան Լուիզա Սամվելի – ասպիրանտ, ՀՊՃՀ
14. Գրիգորյան Նաիրուհի Գրիգորի – ճարտարագետ, էլԹիԻքս Կրեդենս
15. Դոխոլյան Ժաննա Գագիկի – ֆ-մ.գ.թ., դոցենտ, ՄԿԲՍ ամբիոն,ՀՊՃՀ
16. Լիտվինովա Եվգենյա Իվանի – տ.գ.դ., պրոֆեսոր, ՀՏՆԱ ամբիոնի վարիչ, Խարկովի ռադիոէլեկտրոնիկայի ազգային համալսարան, Ուկրաինա
17. Խուդավերդյան Սուրիկ Խաչիկի – տ.գ.դ., պրոֆեսոր, ՌԿ և Ա ամբիոնի վարիչ, ՀՊՃՀ
18. Կիրակոսյան Ռուբեն Գագիկի – ասպիրանտ, ՀՊՃՀ
19. Հահանով Վլադիմիր Իվանի – տ.գ.դ., պրոֆեսոր, ՀՏՆԱ ամբիոնի վարիչ, Խարկովի ռադիոէլեկտրոնիկայի ազգային համալսարան, Ուկրաինա
20. Հովնիկյան Հրայր Հայկի – լաբորանտ, ՀՊՃՀ

21. Հուկ Քրիստինա – ճարտարագետ, Ախենի կիրառական գիտությունների համալսարանի Նանոբիոտեխնոլոգիաների ինստիտուտ, Գերմանիա
22. Հուսիկյան Լիլիա Դավիթի – տ.գ.թ., ճարտարագետ, «Օրանժ Արմենիա» ՓԲԸ
23. Ղարիբյան Կարեն Բորիսի – ավագ գիտաշխատող, Գիտության պետական կոմիտե, ՀՀ
24. Մելիքյան Գոհար Շավարշի – տ.գ.թ., դոցենտ, ՄԿԲՍ ամբիոն,ՀՊՃՀ
25. Մելիքյան Վազգեն Շավարշի – տ.գ.դ., պրոֆեսոր, ՄՍՀ միջդեպարտամենտալ ամբիոնի վարիչ, ՀՊՃՀ
26. Շյոենինգ Միքայել – տ.գ.դ., պրոֆ., Ախենի կիրառական Գիտությունների համալսարանի Նանոբիոտեխնոլոգիաների ինստիտուտ, Գերմանիա
27. Պետրոսյան Օլեգ Հարությունի – տ.գ.դ., դոցենտ, ՄԿԲՍ ամբիոն, ՀՊՃՀ
28. Պողոսյան Արշակ Ստեփանի – տ.գ.դ., պրոֆ., Ախենի կիրառական Գիտությունների համալսարանի Նանոբիոտեխնոլոգիաների ինստիտուտ, Գերմանիա
29. Պռազյան Լևոն Վարդանի – ասպիրանտ, ՀՊՃՀ
30. Ռուստամյան Լիանա Գառնիկի – լաբորանտ, ՀՊՃՀ
31. Սարգսյան Արեգ Արարատի – ասպիրանտ, Ռուս-հայկական (Սլավոնական) համալսարան
32. Սիմոնյան Աննա Սմբատի – տ.գ.թ., ԵՊՀ Իջևանի մասնաճյուղի դասախոս
33. Սիմոնյան Սարգիս Հովհաննեսի – ՀՃԱ ակադեմիկոս, տ.գ.դ., պրոֆեսոր, ՏՏ և Ա ամբիոնի վարիչ, ՀՊՃՀ

СПИСОК АВТОРОВ

1. Авдалян Нарек Бениаминович – инженер-проектировщик, ЗАО “Синопсис Армения”
2. Аветисян Ваан Генрихович – д.т.н., профессор, зам. директора Ереванского НИИ Средств связи
3. Агаронян Агарон Камоевич – к.т.н., ассистент, факультет РТ и СС, ГИУА
4. Адамян Гагик Варданович – к.т.н., доцент, каф. ИТ и А, ГИУА
5. Азоян Микаел Саркисович – ассистент кафедры Конструирования и производства радиоаппаратуры, ГИУА
6. Азоян Тигран Микаелович – заместитель отдела, подполковник, Военный университет связи, Санкт-Петербург, РФ
7. Айвазян Мартин Цолакович – к.т.н., доцент, декан факультета РТиСС, ГИУА
8. Алавердян Гаянэ Тиграновна – роуминг инженер, ЗАО “Оранж Армения”
9. Арустамян Владимир Ервандович – акад. Международной академии связи, д.т.н., проф., каф. КПР, ГИУА
10. Багдади Аммар Авни Аббас – аспирант, каф. Автоматизации проектирования вычислительной техники, Харьковский национальный университет радиоэлектроники, г. Харьков, Украина
11. Бегоян Левон Карленович – аспирант, ГИУА
12. Буниатян Ваге Вазгенович – д.т.н., профессор, зав. каф. Микроэлектроники и биомедицинских устройств, ГИУА
13. Гарибян Карен Борисович – ст. н. сотр., Госкомитет по науке, РА
14. Григорян Наируи Григорьевна – инженер, ЭлТеИкс Креденс
15. Гюльзадян Луиза Самвеловна – аспирант, ГИУА
16. Дохолян Жанна Гагиковна – к.ф-м.н., доцент, каф. МБМП, ГИУА
17. Киракосян Рубен Гагикович – аспирант, ГИУА
18. Литвинова Евгения Ивановна – д.т.н., профессор, каф. Автоматизации проектирования вычислительной техники, Харьковский национальный университет радиоэлектроники, г. Харьков, Украина
19. Меликян Вазген Шаваршович – д.т.н., проф., зав. каф. Микроэлектронных схем и систем, ГИУА
20. Меликян Гоар Шаваршовна – к.т.н., доцент, каф. МБМП, ГИУА
21. Овникян Грайр Гайкович – лаборант, ГИУА
22. Петросян Олег Арутюнович – д.т.н., доцент, каф. Микроэлектроники и биомедицинских устройств, ГИУА
23. Погосян Аршак Степанович – д.т.н., профессор, Институт нано- и биотехнологий Университета прикладных наук, Аахен, Германия

24. Празян Левон Варданович – аспирант, ГИУА
25. Рустамян Лиана Гарниковна – лаборант, ГИУА
26. Саргсян Арег Араратович – аспирант, Российско-Армянский (Славянский) университет
27. Симонян Анна Смбатовна – к.т.н, преподаватель, Иджеванский филиал ЕрГУ
28. Симонян Саргис Оганесович – акад. ИАА, д.т.н., проф., зав. каф. ИТ и А, ГИУА
29. Усикян Лилия Давидовна – к.т.н., инженер, ЗАО “Оранж Армения”
30. Хаханов Владимир Иванович – д.т.н., проф., декан факультета КИУ, Харьковский национальный университет радиоэлектроники, г. Харьков, Украина
31. Худавердян Сурик Хачикович – д.т.н., проф., зав. каф. КПР, ГИУА
32. Хук Кристина – инженер, Институт нано- и биотехнологий Университета прикладных наук, Аахен, Германия
33. Шоенинг Микаел – д.т.н., профессор, Институт нано- и биотехнологий Университета прикладных наук, Аахен, Германия

LIST OF AUTHORS

1.	Adamyan Gagik Vardan	–	Cand. of tech. sci., Associate Professor of the Chair IT&A, SEUA
2.	Aharonyan Aharon Kamo	–	Cand. of tech. sciences, Assistant, Faculty of Radio Engineering & Communication Systens, SEUA
3.	Alaverdyan Gayane Tigran	–	Roaming Engineer, Orange Armenia
4.	Arustamyan Vladimir Yervand	–	Doctor of tech. sciences, Professor of the Chair DPRD, SEUA
5.	Avdalyan Narek Benyamin	–	R&D engineer, "Synopsys Armenia" CJSC
6.	Avetisyan Vahan Henrik	–	Acad. EAA, Doctor of tech. sciences, Professor, Deputy director of Yerevan Telecommunication Research Institute
7.	Ayvazian Martin Tsolak	–	Cand. of tech. sciences, Associate Professor, Dean of the Faculty of Radio Engineering & Communication Systems, SEUA
8.	Azoyan Mikael Sargis	–	Assistant of the Chair “Design and Production of Radio Devices”, SEUA
9.	Azoyan Tigran Mikael	–	Head of the Department, Military University of Communications, St. Petersburg, RF
10.	Baghdadi Amar Abas	–	Post-graduate student, Kharkov National University of Radioelectronics
11.	Begoyan Levon Karlen	–	Post-graduate student, SEUA
12.	Buniatyan Vahe Vazgen	–	Doctor of tech. sciences, Professor, Head of the Chair MBMD, SEUA
13.	Dokholyan Zhanna Gagik	–	Cand. of phys.-math. sci., Associate Professor of the Chair MBMD, SEUA
14.	Gharibyan Karen Boris	–	Senior sci. researcher, Committee of Science, RA
15.	Grigoryan Nairuhi Grigor	–	Engineer, LTX-Credence
16.	Gyulzadyan Luiza Samvel	–	Post-graduate student, SEUA
17.	Hahanov Vladimir Ivan	–	Doctor of tech. sciences, professor, Head of the Faculty of Computer Engineering of Kharkov National University of Radioelectronics
18.	Hovnikyan Hrayr Hayk	–	Lab assistant, SEUA
19.	Huck Christina	–	Institute of Nano- and Biotechnologies (Aachen University of Applied Sciences)
20.	Husikyan Lilia Davit	–	Cand. of tech. sciences, Assistant, SEUA, Radio Engineer, Orange Armenia
21.	Khudaverdyan Surik Khachik	–	Doctor of tech.sciences, Pofessor, Head

			of the Chair "Design and Production of Radio Devices", SEUA
22.	Kirakossian Ruben Gagik	–	Post-graduate student, SEUA
23.	Litvinova Evgenya Ivan	–	Doctor of tech. sciences, Professor, Head of the Chair of Computer Engineering of Kharkov National University of Radioelectronics
24.	Melikyan Gohar Shavarsh	–	Cand. of tech. sci., Associate Professor of the Chair MBMD, SEUA
25.	Melikyan Vazgen Shavarsh	–	Doctor of tech. sciences, Professor, Head of the Chair of Microelectronic Circuits and Systems, SEUA
26.	Petrosyan Oleg Harutyun	–	Doctor. of tech. sciences, Associate Professor of the Chair "Microelectronics and Biomedical devices", SEUA
27.	Poghossian Arshak Stepan	–	Doctor of tech. sciences, Professor, Institute of Nano- and Biotechnologies (Aachen University of Applied Sciences)
28.	Prazyan Levon Vardan	–	Post-graduate student, SEUA
29.	Rustamyan Liana Garnik	–	Lab assistant, SEUA,
30.	Sargsyan Areg Ararat	–	Post-graduate student, Armenian-Russian (Sloavonic) University
31.	Schoening Michael	–	Doctor of tech. sciences, Professor, Institute of Nano- and Biotechnologies (Aachen University of Applied Sciences)
32.	Simonyan Anna Smbat	–	Cand. of tech. sci., Lecturer, Idjevan branch, YSU
33.	Simonyan Sargis Hovhannes	–	Acad. EAA, Doctor of tech.sciences, Professor, Head of the Chair IT&A, SEUA

ՀՈԴՎԱԾՆԵՐԻ ՁԵՎԱՎՈՐՄԱՆ ԿԱՆՈՆՆԵՐԸ

Հայաստանի պետական ճարտարագիտական համալսարանի (Պոլիտեխնիկ) Բանբերը գրախոսվող հանդես է, որը հրապարակում է գիտատեխնիկական, նաև պատվիրված ակնարկային-վերլուծական բնույթի հոդվածներ, հաղորդումներ, ինչպես և տվյալ բնագավառի անվանի գիտնականների հոբելյաններին, նոր գրքերին, համալսարանի մասնակցությամբ կայացած գիտաժողովներին նվիրված նյութեր, խմբագրությանն ուղղված նամակներ:

Նյութը խմբագրություն ներկայացվում է ըստ հետևյալ պահանջների.

1. Երկու օրինակ, նաև էլեկտրոնային տարբերակով (banber_iter@seua.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 դարականիշը՝ տեքստին համապատասխան լեզվով (ՀՏԴ, УДК, 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 (անոտացիա) 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 50-60 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, «Խնդրի 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) փակագծում:

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, «Գրականության ցանկ» արտահայտությունը՝ տողի կենտրոնում, գլխատառերով: 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 հապավումը, 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, հեռախոսահամարները (աշխատանքային, տան և բջջային):

ПРАВИЛА ОФОРМЛЕНИЯ СТАТЕЙ

Вестник Государственного инженерного университета Армении (ПОЛИТЕХНИК) - 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@seua.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 (ԺՏԴ, 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 50-60 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. Словосочетание **«СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ»** располагается в центре строки заглавными 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 State Engineering University of Armenia (Polytechnic) 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_iter@seua.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 cornerof the first page, the Universal Decimal Classifier is placed (ՀՏԴ, УДК, 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 50-60 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 summary should not exceed 5 lines, the number, of keywords or word ocmbinatiors - 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 capital letters. 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, title, year, numbers of the volume and issue, page numbers, and for books – the author's name, 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 ՊԵՏԱԿԱՆ ՃԱՐՏԱՐԱԳԻՏԱԿԱՆ ՀԱՄԱԼՍԱՐԱՆԻ

Սերիա **ՏԵՂԵԿԱՏՎԱԿԱՆ ՏԵԽՆՈԼՈԳԻԱՆԵՐ, ԷԼԵԿՏՐՈՆԻԿԱ, ՌԱԴԻՈՏԵԽՆԻԿԱ**

Թող. 17
№ 1

В Е С Т Н И К
ГОСУДАРСТВЕННОГО ИНЖЕНЕРНОГО УНИВЕРСИТЕТА АРМЕНИИ

Серия **ИНФОРМАЦИОННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ, ЭЛЕКТРОНИКА, РАДИОТЕХНИКА**

Выпуск 17
№ 1

P R O C E E D I N G S
OF STATE ENGINEERING UNIVERSITY OF ARMENIA

Series **INFORMATION TECHNOLOGIES, ELECTRONICS, RADIO ENGINEERING**

Issue 17
№ 1

Հրատ. խմբագիր՝ Ժաննա Սեյրանյան
Խմբագիրներ՝ Հասմիկ Պետրոսյան
Հասմիկ Ղազարյան

Շապիկի ձևավորումը՝ Էդուարդ Կուրղինյան

Ստորագրված է տպագրության՝ 16.06.2014թ.:
Թուղթը՝ «օֆսեթ»: Տպագրությունը՝ ռիզո: Ֆորմատ՝ (70×100) 1/16:
Շարվածքը՝ համակարգչային:
Տառատեսակը՝ Times New Roman, GHEA Grapalat: 7.5 տպ. մամ.:
Պատվեր՝ 569: Տպաքանակ՝ 120

Հայաստանի պետական ճարտարագիտական համալսարանի տպարան
Երևան, Տերյան 105,
Հեռ.՝ 520 356

Типография Государственного инженерного университета Армении
Ереван, ул. Теряна, 105,
Тел.: 520 356

Printing house of State Engineering University of Armenia
105 Teryan str. Yerevan,
Tel. 520 356