
ДОКЛАДЫ БГУИР

Выходит два раза в квартал

Научный журнал издается с января 2003 года

Главный редактор М.П. Батура

Редакционная коллегия:

А.П. Кузнецов (зам. главного редактора),
Л.М. Лыньков (зам. главного редактора),

Т.В. Борботько (ответственный секретарь),
В.Е. Борисенко, С.Е. Карпович, Н.Т. Квасов, В.К. Конопелько,
А.А. Кураев, В.А. Лабунов, В.В. Муравьев, Р.Х. Садыхов

Редакционный совет:

И.И. Абрамов, В.Е. Агабеков, В.В. Баранов, А.И. Белоус, И.В. Боднар, С.В. Бордусов, С.В. Гапоненко, В.В. Голенков, В.Ф. Голиков, А.Л. Гурский, Л.И. Гурский, А.П. Достанко, В.А. Емельянов, И.Е. Зуйков, В.М. Колешко, Ф.Ф. Комаров, Ф.П. Коршунов, С.П. Кундас, В.А. Куренев, В.И. Курмашев, Н.И. Листопад, С.В. Лукьянец, В.Е. Матюшков, Л.И. Минченко, Ф.И. Пантелеенко, А.А. Петровский, В.А. Пилипенко, С.Л. Прищепа, А.М. Русецкий, В.А. Сокол, Н.К. Толочко, А.А. Хмыль, В.В. Цегельник, В.А. Чердынцев, Г.П. Яблонский, В.Н. Яромолик

АДРЕС РЕДАКЦИИ:

*220013, Минск, ул. П. Бровки, б, к. 326
293-88-41*

doklady@bsuir.by

www.doklady.bsuir.by

СОДЕРЖАНИЕ

ЭЛЕКТРОНИКА, РАДИОФИЗИКА, РАДИОТЕХНИКА, ИНФОРМАТИКА

Сасинович Д.А., Высоцкий В.Б., Лазарук С.К. Влияние термообработки на структуру и состав пористых пленок анодного оксида алюминия, сформированных при различных напряжениях формовки	5
Юбко А.П., Попов А.А. Особенности влияния случайных амплитудных ошибок возбуждения излучателей антенной решетки.....	9
Брызгин Е.Ю., Гринкевич А.В. Оценка технического уровня радиотехнических систем методом максимального правдоподобия	14
Чан Туан Чунг, Боровик А.М., Ловшенко И.Ю., Стемпицкий В.Р., Кулешов А.А. Приборно-технологическое моделирование наноразмерных МОП-транзисторов.....	21
Сохраби Анараки Х., Гапоненко Н.В., Руденко М.В., Завадский С.М., Голосов Д.А., Гук А.Ф., Колос В.В., Петлицкий А.Н., Турцевич А.С. Диэлектрические характеристики конденсаторных структур на основе пленок титаната стронция, сформированных золь-гель методом	28
Журавлёв А.А., Цветков В.Ю. Пространственно-ориентированная угловая локализация и параметризация реперов на изображениях	32

Гулаков И.Р., Зеневич А.О., Тимофеев А.М., Косари А.Г. Использование одноквантовой регистрации для систем передачи конфиденциальной информации по волоконно-оптическим линиям связи.....	38
Бойправ О.В., Ахмед А.А.А., Лыньков Л.М. Влияние химического осаждения никеля из водных растворов на характеристики отражения и ослабления электромагнитного излучения полиэфирной экранирующей ткани с вложением наноструктурного ферромагнитного микропровода	44
Зиновьев А.А. Программный модуль для оценки экологических угроз чрезвычайных ситуаций на гидротехнических сооружениях	48
Цапко Д.Н., Лукьянец С.В. Синтез и моделирование системы управления электроприводами рольгангов прокатного стана	55
Кузьмич А.И., Краснопрошин В.В., Вальвачев А.Н. Методы построения и анализа дескриптора для систем мониторинга мобильных гетерогенных объектов	61
Тимошков Ю.В., Курмашев В.И., Сакова А.А., Тимошков В.Ю. Технологии формирования наноразмерных структур для применения в дисплейных и оптических устройствах	67
Солонар А.С., Хмарский П.А. Оценка влияния условий наблюдения на точность измерения дискретных фильтров Калмана при наблюдении объектов в полярных координатах методом Монте-Карло.....	71
Семенко А.И., Смелянский А.А. Оценка затухания радиосигнала при прохождении через стену	78
Марков А.В., Подковырова А.А., Хаджинов М.К., Шведова О.А. Анализ колебаний троса и способов их подавления для грузоподъемных механизмов	83
Чернявский П.С., Бысов А.А. Совершенствование центров коммутации сети связи специального назначения	90
Мохаммед А.С., Смирнов А.Г. Электронная архитектура LCoS микродисплея для видеопроекционных устройств персонального типа	96

Учредитель: учреждение образования
"Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники"

Редактор Т. В. МИРОНЕНКО
Компьютерный дизайн и верстка О. В. БОЙПРАВ

Подписано в печать 03.11.2014. Формат 60×84 1/8. Гарнитура "Таймс". Бумага офсетная.

Отпечатано на ризографе. Усл. печ. л. 11,86. Уч.-изд. л. 9,8. Тираж 100 экз. Заказ 426.

Индекс для индивидуальной подписки 00787.

Индекс для ведомственной подписки 007872.

Издатель: учреждение образования «Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники».
Свидетельство о государственной регистрации средства массовой информации № 1087 от 23.01.2010.

Отпечатано в БГУИР. ЛП № 02330/264 от 14.04.2014. 220013, Минск, ул. П. Бровки, 6.

© УО «Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники», 2014

DOKLADY BGUIR

Published twice quarterly

The journal has been published since January, 2003

Editor-In-Chief M.P. Batura

ADDRESS OF EDITORIAL OFFICE

220013, Minsk, P. Brovka Str., 6, Room 326

293-88-41

doklady@bsuir.by

www.doklady.bsuir.by

CONTENTS

ELECTRONICS, RADIOPHYSICS, RADIOENGINEERING, INFORMATICS

Sasinovich D.A., Visotskiy V.B., Lazarouk S.K. Thermal treatment impact on structure and composition of porous alumina films formed at different values of forming voltage	5
Joubko A.P., Popov A.A. The features of antenna array radiator excitation amplitude random errors effect	9
Brazgin Y.Y., Hrunkevich A.V. Evaluation of the radio-technical systems technical level by maximum likelihood technique	14
Trung Tran Tuan, Borovik A.M., Lovshenko I.Yu., Stempitsky V.R., Kuleshov A.A. Technology and device nanoscale MOSFETS simulation	21
Sohrabi Anaraki H., Gaponenko N.V., Rudenko M.V., Zavadski S.M., Golosov D.A., Guk A.F., Kolos V.V., Pyatlitski A.N., Turtsevich A.S. Dielectrical characteristics of capacitor structures on the basis of sol-gel derived strontium titanate films	28
Zhuravlyov A.A., Tsviatkou V.Yu. Dimensional oriented angular localization and parameterization ...	32
Gulakov I.R., Zenevich A.O., Timofeev A.M., Kosari A.G. Using of single-quantum registration for confidential information transmission systems over fiber-optic communication lines	38
Boiprav O.V., Ahmed A.A.A., Lynkou L.M. Influence of chemical nickel deposition from water solutions on the electromagnetic radiation reflection and attenuation characteristics of shielding polyester fabric with nanostructured ferromagnetic microwire.....	44
Zinoviev A.A. Software tool for assessing the ecological threat on the waterworks.....	48
Tsapko D.N., Lukyanets S.V. Synthesis and simulation of electric drives control systems of rolling mill conveyors	55
Kuzmich A.I., Krasnoproschin V.V., Valvachev A.N. Methods for design and analysis of descriptors for monitoring mobile heterogeneous objects	61

Timoshkov I.V., Kurmashev V.I., Sakova A.A., Timoshkov V.I. Technologies of nanosized structures for display and optical applications	67
Solonar A.S., Khmarski P.A. The conditions of observation research for extended Kalman filter goodness-of-fit using Monte-Carlo method	71
Semenko A.I., Smelyanskiy A.A. Attenuation radio pass through a wall	78
Markov A.V., Podkoviroya A.A., Hadzhinov M.K., Shvedova O.A. Analysis of rope sway and methods for damping the oscillation arising during the movement of a load using hoisting mechanism ..	83
Cherniavski P.S., Bysov A.A. Improvement of communications network special purpose switching center	90
Mohammed A.S., Smirnov A.G. Electronic architecture of LCoS microdisplays for personal videoprojectors	96

УДК 539.216:541.13

ВЛИЯНИЕ ТЕРМООБРАБОТКИ НА СТРУКТУРУ И СОСТАВ ПОРИСТЫХ ПЛЕНОК АНОДНОГО ОКСИДА АЛЮМИНИЯ, СФОРМИРОВАННЫХ ПРИ РАЗЛИЧНЫХ НАПРЯЖЕНИЯХ ФОРМОВКИ

Д.А. САСИНОВИЧ, В.Б. ВЫСОЦКИЙ, С.К. ЛАЗАРУК

*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
П. Бровка, 6, Минск, 220013, Беларусь*

Поступила в редакцию 20 мая 2014

Представлены результаты исследования электрохимического анодирования алюминиевой фольги и тонких алюминиевых пленок, осажденных на кремниевые пластины, в 2 % водном растворе серной кислоты при различных напряжениях формовки. Показано, что термообработка при температурах 450 °С и 950 °С увеличивает пористость пленки анодного оксида алюминия и приводит к снижению значения коэффициента увеличения объема. Также установлено, что встраивание компонентов электролита в анодный оксид при анодировании в растворах серной кислоты интенсифицируется с ростом напряжения формовки.

Ключевые слова: анодирование, пористый оксид алюминия, трубчатый оксид алюминия, наноструктуры.

Введение

Анодное окисление алюминия и сплавов на его основе широко используется в различных отраслях промышленности. Самоупорядоченная пористая структура анодного оксида алюминия допускает варьирование геометрических параметров гексагональных ячеек в довольно широком диапазоне, от нескольких нанометров до микрона, что обуславливает широкий спектр применения получаемых наноструктур при изготовлении различных оптоэлектронных устройств, таких как фотонные кристаллы [1], волноводы [2], ориентирующие покрытия для жидкокристаллических дисплеев [3]. Управление геометрическими параметрами структуры пористого анодного оксида алюминия возможно путем изменения условий формирования анодной пленки, таких как состав электролита и его температура, напряжение формовки анодного процесса, а также путем использования дополнительных технологических обработок сформированной пленки.

В настоящей работе рассматривается влияние напряжения формовки (в особенности повышенных значений напряжения формовки), а также термообработки на структуру и состав пористых пленок анодного оксида алюминия.

Методика эксперимента

В качестве исходного материала для проведения экспериментов использовалась алюминиевая фольга толщиной 50 мкм, а также пленки алюминия толщиной от 0,1 до 1 мкм, полученные магнетронным напылением на окисленные кремниевые пластины. Электрохимическое анодирование алюминия осуществлялось в 2 % водном растворе серной кислоты, охлажденном до температуры 5÷10 °С. Диапазон напряжения формовки составлял от 20 до 150 В. Анодное окисление алюминия при напряжениях формовки более 30 В проводилось в электрохимической ячейке, позволяющей проводить процесс анодирования в менисковой области раствора электролита при погружении пластин в электролит с заданной скоростью [4]. После анодирования пленки были подвергнуты термообработке на воздухе при

температуре 450 °С либо 950 °С в течение 60 мин. Анализ структурных параметров сформированных пленок проводился при помощи электронной микроскопии. Элементный состав пленок исследовали при помощи энергодисперсионного микроанализа (EDX).

Результаты и их обсуждение

На рис. 1 представлены фотографии поперечного сечения пленки пористого анодного оксида алюминия, сформированной на алюминиевой фольге при напряжении формовки 30 В, после анодирования (рис. 1, *а*) и после отжига при температуре 950 °С (рис. 1, *б*).

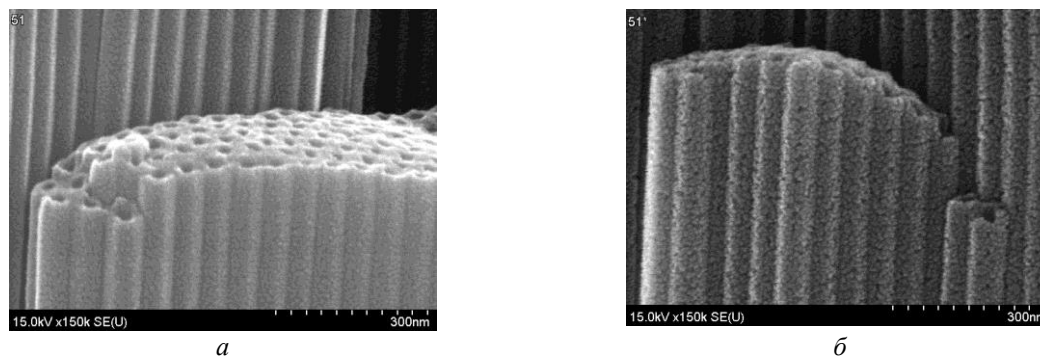


Рис. 1. Фотографии поперечного сечения пленки пористого анодного оксида алюминия, сформированной на алюминиевой фольге при напряжении формовки 30 В, после анодирования (*а*) и после термообработки при температуре 950 °С (*б*)

Как видно из фотографий, пористость пленки увеличилась после термообработки за счет образования неупорядоченных нанопор в стенках трубок, образующих пленку. Пленка подверглась кристаллизации с образованием кристаллических зерен размером около 10 нм. EDX-анализ пленок до и после термообработки (рис. 2) указывает на то, что термообработка существенно влияет на элементный состав анодной пленки. Содержание серы и кислорода в пленке после отжига заметно ниже, чем в исходной пленке.

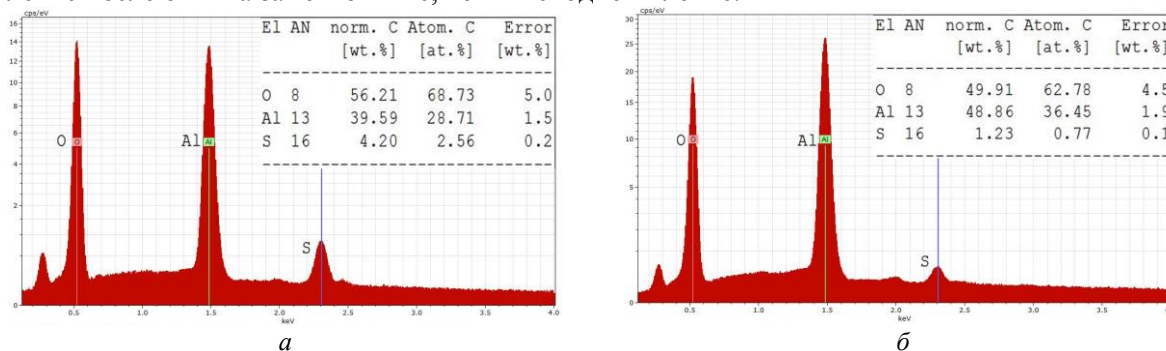


Рис. 2. EDX-спектры пленок пористого анодного оксида алюминия, сформированных при напряжении формовки 30 В, снятые после анодирования (*а*) и после термообработки при температуре 950 °С (*б*)

Отметим, что отношение количества атомов алюминия к числу атомов кислорода в отожженной пленке составляет 1 к 1,8, что сравнительно близко к атомному соотношению в оксиде алюминия Al_2O_3 (с небольшим избытком кислорода), в то время как в исходной пленке это соотношение равно 1 к 2,5. Учитывая, что содержание серы в исходной пленке около 2,5 ат. %, а после отжига – менее 1 ат. %, можно сделать вывод, что увеличение пористости связано с выделением из пленки серы и кислорода, встроенных в структуру пленки при анодировании в виде анионов SO_4^{2-} .

На рис. 3 представлены фотографии поперечного сечения и EDX-спектры пленки пористого анодного оксида алюминия, сформированной на пленке алюминия толщиной 0,2 мкм при напряжении формовки 130 В непосредственно после получения (рис. 3, *а*), а также после термообработки при 450 °С (рис. 3, *б*) и при 950 °С (рис. 3, *в*). Пик максимальной интенсивности на EDX-спектрах соответствует кремнию, составляющему подложку, на которой формировалась исследуемая пленка оксида алюминия. При оценке элементного

состава оксидной пленки кремний не учитывался. К сожалению, наличие тонкого слоя диоксида кремния на кремниевой подложке не позволяет корректно оценивать содержание кислорода в пленке оксида алюминия.

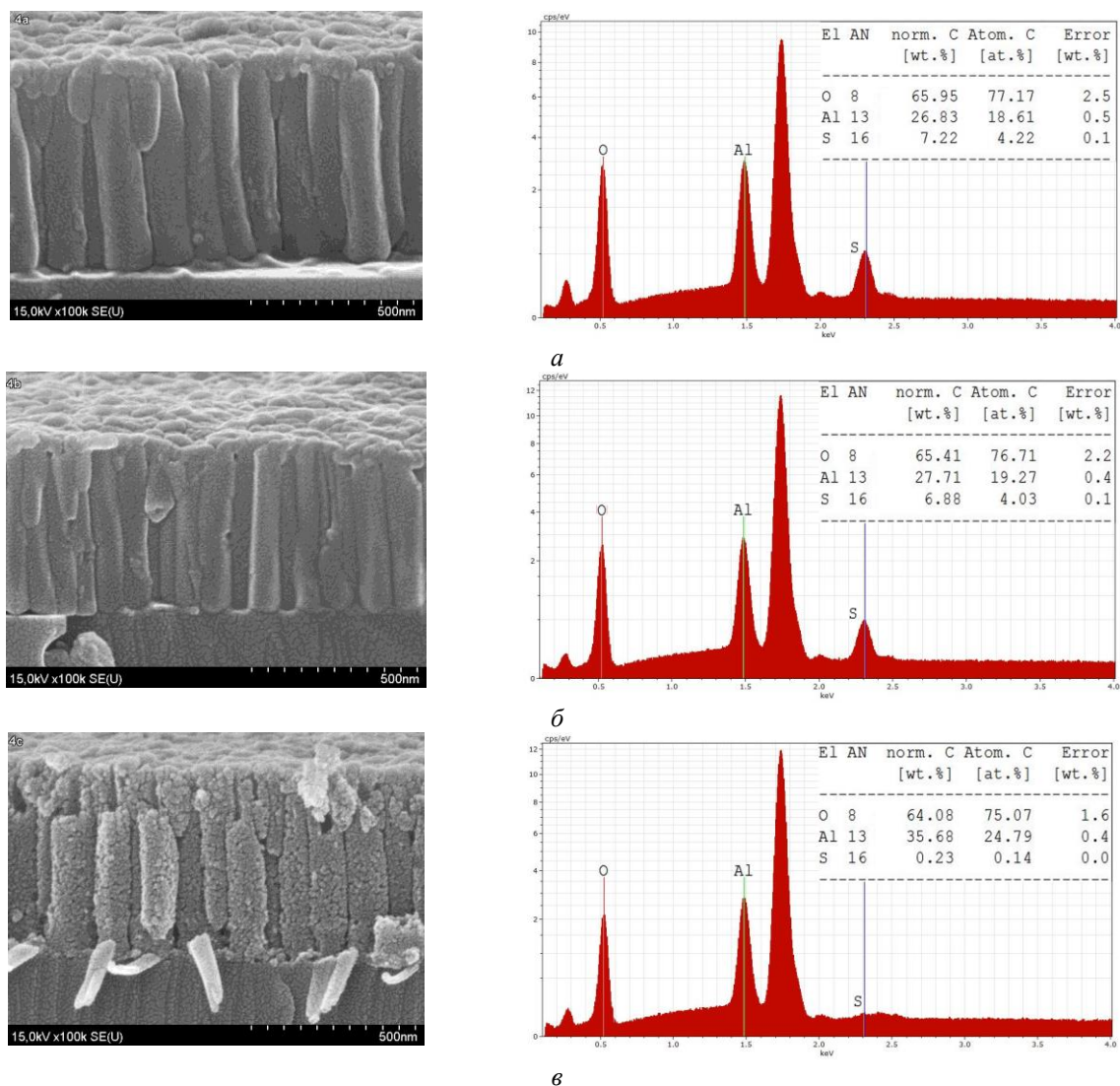


Рис. 3. Фотографии поперечного сечения и EDX-спектры пленки пористого анодного оксида алюминия, сформированной при напряжении формовки 130 В непосредственно после получения (а), после термообработки при температуре 450 °С (б) и 950 °С (в)

Как видно из фотографий, отжиг при температуре 450 °С приводит к незначительному уменьшению толщины пленки, в то время как результатом отжига при 950 °С является также образование нанопор в стенках трубок, образующих пленку. Следует отметить, что значение коэффициента увеличения объема пленки снижается с ростом температуры термообработки довольно равномерно и незначительно, в то время как пористость после термообработки при температуре 950 °С увеличивается гораздо существеннее, чем после отжига при температуре 450 °С (рис. 4). EDX-анализ исходной пористой пленки анодного оксида алюминия и пленок, подвергавшихся термообработке, также указывает на то, что изменение состава пленки после отжига при температуре 450 °С незначительно, в то время как после отжига при температуре 950 °С из пленки практически полностью удаляется сера и заметно снижается доля атомов кислорода. Содержание серы в исходной пленке значительно выше, чем в пленке, сформированной при напряжении 30 В, и равно 4,2 ат.%. Это говорит о том, что анодирование при повышенных напряжениях формовки ведет к более интенсивному встраиванию анионов электролита в оксидную пленку за счет большей напряженности поля в зоне электрохимической реакции. После отжига при температуре 450 °С содержание серы в пленке меняется незначительно, тогда как после термообработки при 950 °С в пленке сохраняется лишь незначительное содержание серы (0,14 ат %).

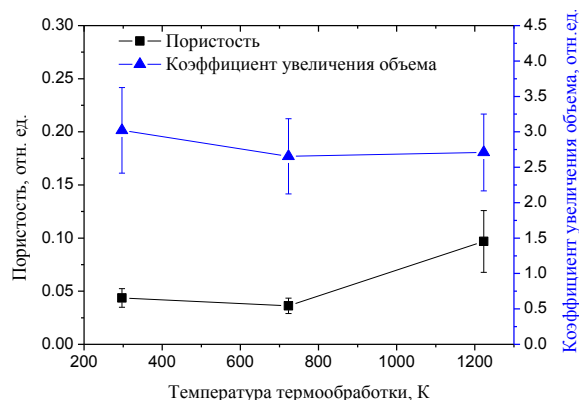


Рис. 4. Графики зависимости коэффициента увеличения объема и пористости анодной оксидной пленки алюминия от температуры отжига

Учитывая разницу содержания серы в анодных пленках непосредственно после анодирования и после термообработки, а также соотношение алюминия и кислорода в данных пленках, можно сделать вывод, что увеличение пористости связано с выделением из пленки серы и кислорода, встроенных в ее структуру при анодировании, вероятно, в виде анионов SO_4^{2-} , а также, что анодирование при высоких напряжениях формовки ведет к формированию анодных пленок другого состава, и, как следствие, обладающих свойствами, отличными от свойств пленок, сформированных при низких напряжениях формовки.

Заключение

Проведенные исследования позволили подтвердить факт встраивания компонентов электролита (анионов SO_4^{2-}) в анодный оксид алюминия при анодировании в растворах серной кислоты, а также интенсификацию этого процесса с ростом напряжения формовки, что в свою очередь можно связать с ростом коэффициента увеличения толщины формируемых пленок. Также установлено, что отжиг при температуре 950 °C позволяет увеличить пористость пленки анодного оксида алюминия за счет образования нанопор в стенках гексагональных ячеек-трубок, образующих пленку. При этом и после термообработки сохраняется некоторое отклонение соотношения количества атомов алюминия и кислорода от стехиометрического состава оксида алюминия (Al_2O_3) с избыточным содержанием кислорода, что может являться одной из причин высокого значения коэффициента увеличения объема исследуемых пленок.

TERMAL TREATMENT IMPACT ON STRUCTURE AND COMPOSITION OF POROUS ALUMINA FILMS FORMED AT DIFFERENT VALUES OF FORMING VOLTAGE

D.A. SASINOVICH, V.B. VISOTSKIY, S.K. LAZAROUK

Abstract

A fabrication of porous alumina films by electrochemical anodization of aluminium foils and aluminium films deposited on silicon wafers is presented. Anodization process was held in the 2 % sulphuric acid aqueous solution at different forming voltages. It was shown that thermal treatment at 450 °C and 950 °C leads to increase of anodic alumina film porosity and decrease of volume expansion factor. It was also defined that embedding of electrolyte components in anodic alumina during anodization in sulphuric acid solutions intensifies with the increase of forming voltage value.

Список литературы

1. Masuda H., Ohya M., Asoh H. et al. // Jpn. J. Appl. Phys. 1999. Vol. 38. No 12A. P. L1403–L1405.
2. Лазарук С.К., Лешок А.А., Лабунев В.А. и др. // Физика и техника полупроводников. 2005. Т. 39. Вып. 1. С. 149–152.
3. Lazarouk S., Muravski A., Sasinovich D. et al. // Jpn. J. Appl. Phys. 2007. Vol. 46. № 10A. P. 6889–6892.
4. Lazarouk S.K., Sasinovich D.A., Borisenko V.E. et al. // J. Appl. Phys. 2010. Vol. 107. P. 033527–1–4.

УДК 621.391.82

ОСОБЕННОСТИ ВЛИЯНИЯ СЛУЧАЙНЫХ АМПЛИТУДНЫХ ОШИБОК ВОЗБУЖДЕНИЯ ИЗЛУЧАТЕЛЕЙ РЕШЕТКИ

А.П. ЮБКО, А.А. ПОПОВ

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
П. Бровка, 6, Минск, 220013, Беларусь,

Поступила в редакцию 21 апреля 2014

Анализируется влияние двух типов случайных ошибок возбуждения излучателей в линейной антенной решетке. Первый тип – ошибки мультипликативные, второй тип – ошибки аддитивные. Сравнивается влияние этих двух типов на среднюю диаграмму направленности, ее параметры и параметры случайных реализаций.

Ключевые слова: линейная антенная решетка, случайные ошибки по амплитуде, мультипликативные, аддитивные.

Введение

В статистической теории антенн (СТА) подробно рассмотрено влияние фазовых ошибок возбуждения излучателей на статистические характеристики антенных решеток [1, 2]. Влияние амплитудных ошибок почти не рассмотрено. Только указано, что их влияние аналогично влиянию фазовых ошибок. Причем имелись ввиду мультипликативные амплитудные ошибки, величина которых пропорциональна детерминированной амплитуде возбуждения излучателей. Такая ситуация не охватывает всех случаев жизни. В активных антенных решетках случайные ошибки по амплитуде, помимо описанных ранее источников их появления, обусловлены также случайными колебаниями коэффициентов передачи приемо-передающих модулей решетки. Связанные с этими колебаниями случайные ошибки возбуждения излучателей могут быть аддитивными. В статье анализируется этот вид ошибок в сравнении с мультипликативными ошибками. Анализ делается численно без ограничения на величину ошибок на примере линейной антенной решетки. Причем, как и в СТА, рассматривается множитель системы решетки. В этом случае влияние ошибок проявляется наиболее четко.

Постановка задачи и методика ее решения

Линейная решетка излучателей показана на рис. 1, где обозначено: N – число излучателей, $DL = \frac{D}{\lambda}$ – волновое расстояние между излучателями (D – физическое расстояние между излучателями, λ – длина волны); L – длина решетки.

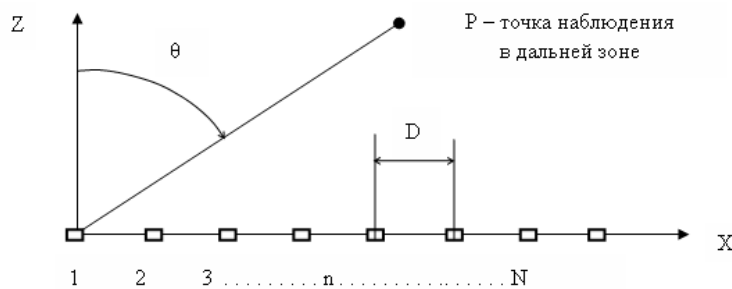


Рис. 1. Линейная антенная решетка

Численно анализируется множитель системы $F_c(\theta)$, определяемый выражением [3].

$$F_c(\theta) = \left| \sum_{n=1}^N A_n \exp[i\Psi_n + ikD(n-1)\sin\theta] \right|, \quad (1)$$

где n – номер излучателя ($1 \leq n \leq N$); A_n, Ψ_n – амплитудное и фазовое распределения возбуждения излучателей; $k = 2\pi/\lambda$; θ – угол наблюдения, отсчитываемый от нормали к линии расположения излучателей.

Амплитуда возбуждения A_n излучателя с номером « n » учитывает случайную ошибку. Рассматриваются две формы (типа) задания A_n .

Тип 1. Аддитивная ошибка:

$$A_n = A0_n + \Delta A_{n1}, \quad (2)$$

где $A0_n$ – детерминированное амплитудное распределение, задается в виде косинуса в степени P_a на подставке D_a ; ΔA_{n1} – центрированная случайная ошибка, не зависящая от детерминированного амплитудного распределения, меняющаяся по случайному закону в интервале $-0,5A_{\max} \dots 0,5A_{\max}$.

Тип 2 – как принято в СТА [1, 2]:

$$A_n = A0_n e^{B_n}, \quad (3)$$

где B_n – центрированная случайная величина, меняющаяся в интервале $-0,5B_{\max} \dots 0,5B_{\max}$.

Из (3) следует выражение для случайной ошибки возбуждения излучателя с номером « n »:

$$\Delta A_{n2} = A_n - A0_n = A0_n (e^{B_n} - 1). \quad (4)$$

Из (4) следует, что ошибка ΔA_{n2} зависит от детерминированного амплитудного распределения $A0_n$. Кроме того, при центрированной величине B_n ошибка ΔA_{n2} не будет центрированной.

Численный анализ множителя системы (1) показывает, что формы (2) и (3) приводят к разным результатам.

Случайная реализация множителя системы с номером « m » определяется выражением

$$F_{cm}(\theta) = \left| \sum_{n=1}^N A_{nm} \exp[i\Psi_n + ikD(n-1)\sin\theta] \right|, \quad (5)$$

где A_{nm} – случайная реализация амплитудного распределения с номером « m ».

Для определения средней диаграммы направленности (ДН), точнее среднего множителя системы, делалось усреднение 500 реализаций, и использовалась формула для среднего множителя системы;

$$F_c(\theta) = \frac{1}{M_r} \sum_{m=1}^{M_r} F_{cm}(\theta), \quad (6)$$

где M_r – число реализаций.

По средней ДН определялись: θ_{\max} – направление максимума главного лепестка средней ДН (множителя системы); $2\theta_{0,5}$ – ширина главного лепестка средней ДН; $F_{b\max}$ – максимальный боковой лепесток средней ДН; $S\theta_{\max}$ – среднее направление максимума главного лепестка; Ks – коэффициент рассеяния. При расчетах задавались значения A_{\max} – для ошибки типа 1 и B_{\max} – для ошибки типа 2. В качестве детерминированного фазового распределения (ФР) использовалось равномерное ФР, и случайная ошибка возбуждения излучателей по фазе полагалась равной нулю.

Результаты анализа

Различия во влиянии ошибок двух типов ΔA_{n1} и ΔA_{n2} демонстрируется на примере решеток с разным числом излучателей (N) и волновым расстоянием между соседними излучателями,

равным $D/\lambda=0,7$. Графики рис. 2 иллюстрируют ошибку типа 1 и типа 2 при $N=58$. На рисунке показана одна из 500 реализаций амплитудного распределения, спадающего к концам решетки для параметров $P_a = 1$, $D_a = 0,1$) амплитудного распределения с центрированной ошибкой: a – для ошибки типа 1 при $A_{\max} = 0,5$ и b – для ошибки типа 2 при $B_{\max} = 0,1$.

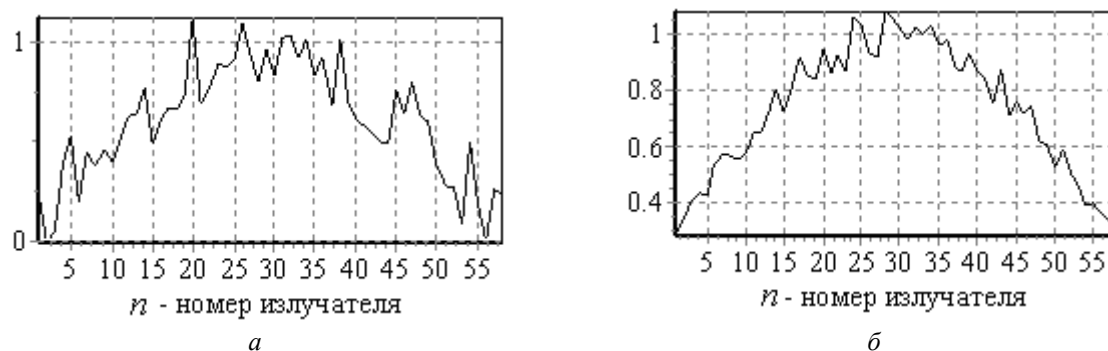


Рис. 2. Амплитудное распределение на решетке при спадающем к концам решетки АР: a – ошибка типа 1; b – ошибка типа 2

Как видно, ошибка типа 1 в центре решетки и на ее краях одинакова. Величина ошибки типа 2 максимальна в центральном излучателе и минимальна на краях решетки. При ошибке типа 2 уровень возбуждения крайних излучателей почти не меняется с учетом ошибки, но средний уровень возбуждения остальных излучателей и особенно центральных излучателей, за счет ошибки возрастает, т.е. уменьшается средний уровень возбуждения крайних излучателей по сравнению с центральным. Это должно привести к расширению главного лепестка ДН при увеличении значения случайной ошибки.

На рис. 3 показаны зависимости ширины главного лепестка и уровня боковых лепестков (УБЛ) средней диаграммы направленности от величины A_{\max} – для ошибки типа 1 и от величины B_{\max} – для ошибки типа 2 при равномерном детерминированном амплитудном распределении. Расчеты сделаны для решетки с числом излучателей $N = 10$ и $D/\lambda=0,7$. Как видно, при равномерном детерминированном амплитудном распределении влияние ошибок типа 1 и типа 2 практически одинаково, особенно при малых ошибках. Эти результаты соответствуют выводам СТА [1].

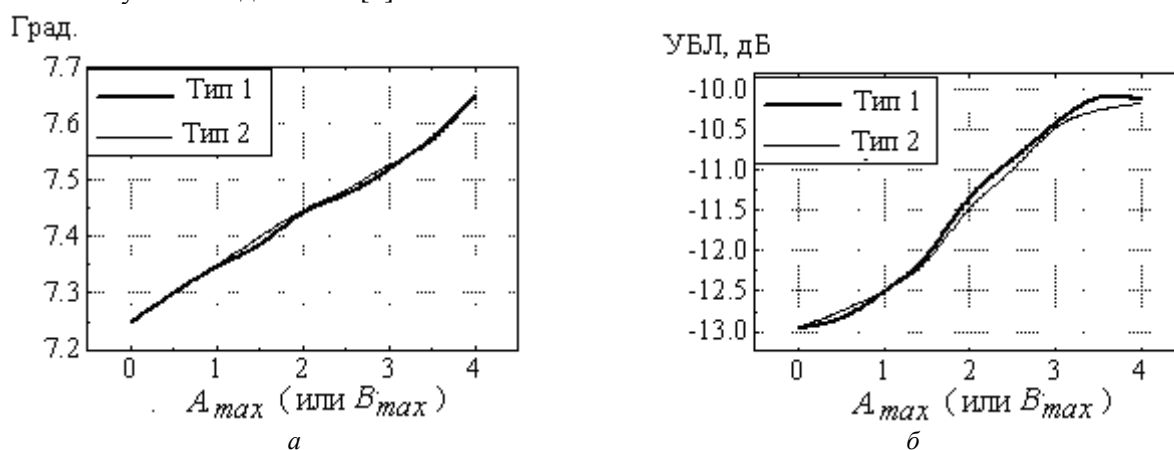


Рис. 3. Зависимость ширины главного лепестка (a) и максимального бокового лепестка (b) от величины случайной ошибки по амплитуде (детерминированное амплитудное распределение равномерное)

На рис. 4 показаны зависимости ширины главного лепестка, уровня боковых лепестков средней ДН от величины A_{\max} – для ошибки типа 1 и от величины B_{\max} – для ошибки типа 2 при спадающем к концам решетки детерминированном амплитудном распределении ($P_a = 1$; $D_a = 0,1$). Различие в результатах влияния ошибок типа 1 и типа 2 особенно заметно проявляется на ширине главного лепестка (рис. 4, a). Уровень боковых лепестков (рис. 4, b) увеличивается меньше при ошибке типа 2. Это связано с тем, что с ростом ошибки типа 2 в среднем

амплитудном распределении уменьшается уровень возбуждения крайних излучателей, что ведет к некоторому уменьшению уровня боковых лепестков, как отмечено выше.

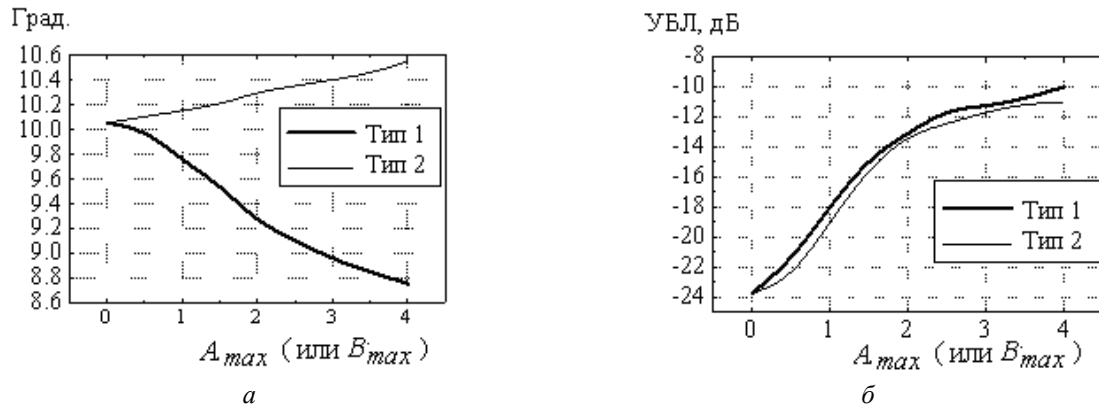


Рис. 4. Зависимость ширины главного лепестка (а) и уровня боковых лепестков (б) от величины случайной ошибки по амплитуде (детерминированное амплитудное распределение, спадающее к краям решетки ($P_a = 1$; $D_a = 0,1$))

Рис. 5 дополнительно иллюстрируют влияние ошибок 1 и 2 на диаграмму направленности для решетки с числом излучателей $N = 10$ и $D/\lambda = 0,7$. На рис. 6 показаны средние ДН без ошибки (а), для ошибки типа 1 (б) и типа 2 (в). Проведено усреднение 500 случайных реализаций. Из рис. 5 следует, что с увеличением ошибки типа 2 (мультипликативной) ширина главного лепестка увеличивается, что давно показано в СТА [1]. При увеличении ошибки типа 1 (аддитивной) ширина главного лепестка уменьшается. При увеличении случайной ошибки обоих типов уровень боковых лепестков увеличивается. При малых значениях ошибок типа 1 и 2 различие в ширине главного лепестка ДН без ошибки и с ошибкой незначительны. Влияние случайной ошибки на уровень боковых лепестков значительно.

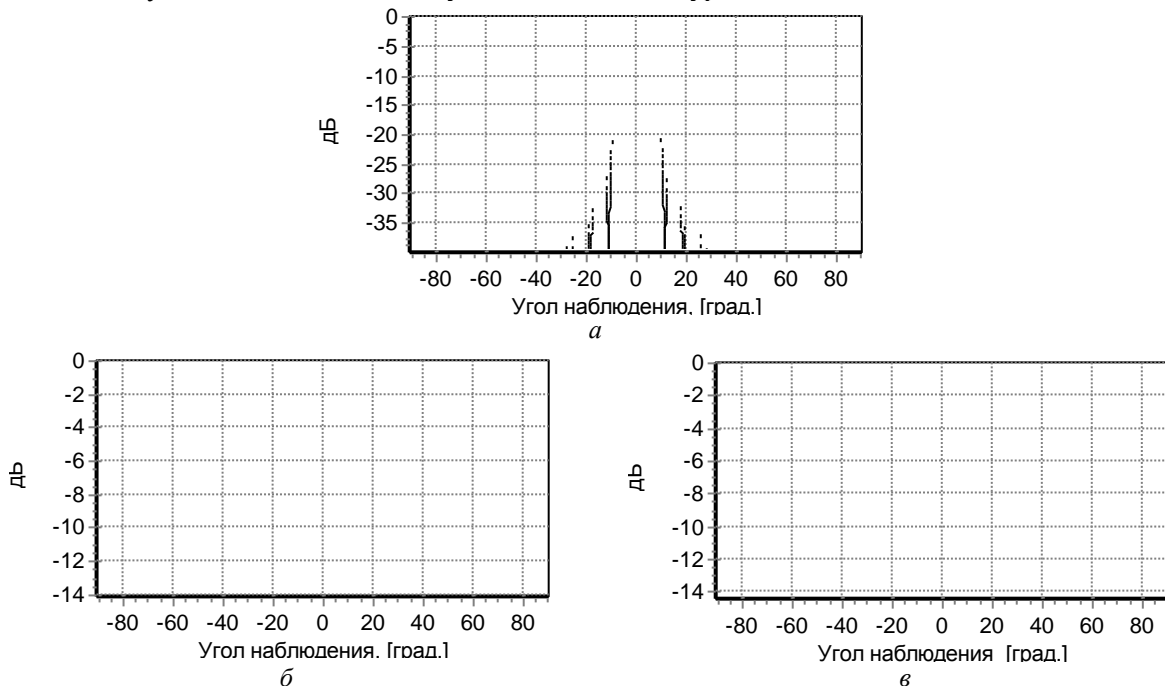


Рис. 5. Средняя ДН антенной решетки: а – без ошибки ($2\theta_{0,5} = 8,95^\circ$; $F_{bm} = -22,43$ дБ); б– для ошибки типа 1 при $A_{max} = 2,5$ ($2\theta_{0,5} = 8,65^\circ$; $F_{bm} = -11,91$ дБ); в – для ошибки типа 2 при $B_{max} = 2,5$ ($2\theta_{0,5} = 9,15^\circ$; $F_{bm} = -12,90$ дБ)

Особенностью амплитудной ошибки по сравнению с фазовой ошибкой является то, что рост величины максимальной ошибки A_{max} для типа 1 и B_{max} для ошибки типа 2 приводит к проявлению как бы дискретного амплитудного распределения, т.е. решетка превращается в неэквидистантную. На рис. 6 показано амплитудное распределение с учетом большой

случайной амплитудной ошибки типа 1 ($A_{\max} = 5$) и соответствующая средняя диаграмма направленности для решетки с $N = 58$; $D_a = 0,1$; $P_a = 1$. Параметры ДН: $2\theta_{0,5} = 1,36^\circ$, максимальный УБЛ равен $-14,2$ дБ. Без случайной ошибки ($A_{\max} = 0$) $2\theta_{0,5} = 1,45^\circ$, максимальный УБЛ равен $-20,8$ дБ.

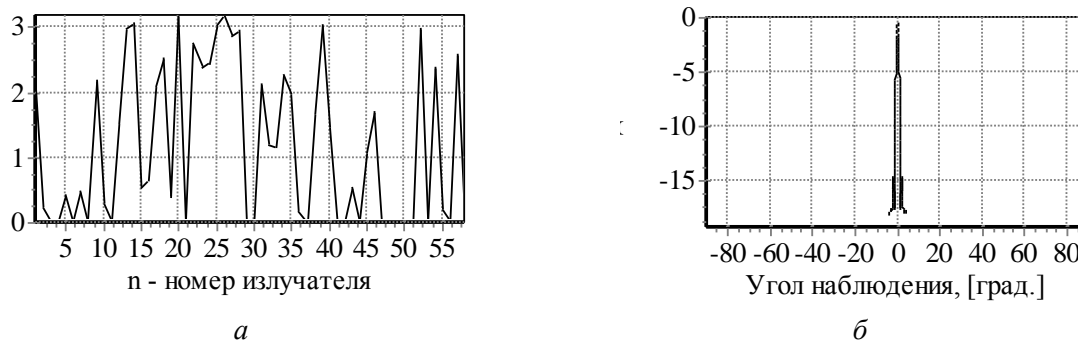


Рис. 6. Случайная реализация амплитудного распределения (а) и средняя ДН (б) для ошибки типа 1

На рис. 7 показаны те же графики для случайной ошибки типа 2 ($B_{\max} = 5$). Параметры ДН: $2\theta_{0,5} = 1,65^\circ$, максимальный УБЛ равен $-17,6$ дБ.

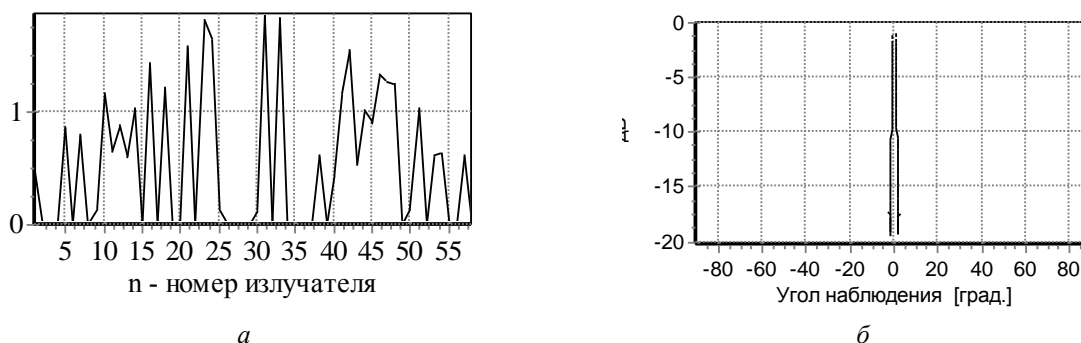


Рис. 7. Случайная реализация амплитудного распределения (а) и средняя ДН (б) для ошибки типа 2

Заключение

Рассмотрены особенности влияния аддитивной и мультипликативной случайных ошибок возбуждения излучателей на диаграмму направленности линейной антенной решеткой. Показано, что главное отличие во влиянии этих ошибок заключается в том, что при увеличении аддитивной ошибки главный лепесток несколько сужается, а при увеличении мультипликативной ошибки – расширяется. Особенностью влияния амплитудной ошибки обоих типов по сравнению с фазовой ошибкой является то, что при увеличении ошибки ДН не становится изотропной.

THE FEATURES OF ANTENNA ARRAY RADIATOR EXCITATION AMPLITUDE RANDOM ERRORS EFFECT

A.P. JOUBKO, A.A. POPOV

Abstract

Two types of linear antenna array radiator excitation random errors are analyzed. The first type is multiplicative errors, the second type is additive errors. The effect of these two types on average antenna pattern, pattern parameters, random realization parameters is analyzed.

Список литературы

1. Шифрин Я.С. Вопросы статистической теории антенн. М., 1970.
2. Шифрин Я.С., Корниенко Л.Г. // Антенны. 2000. Вып. 1 (44). С. 1–24.
3. Никольский В.В. Антенны. М., 1966.

УДК 346.543.2:311.214

ОЦЕНКА ТЕХНИЧЕСКОГО УРОВНЯ РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМ МЕТОДОМ МАКСИМАЛЬНОГО ПРАВДОПОДОБИЯ

Е.Ю. БРЯЗГИН, А.В. ГРИНКЕВИЧ

*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
П. Бровка, 6, Минск, 220013, Беларусь*

Поступила в редакцию 8 апреля 2014

Рассматривается методический подход оценки технического уровня радиотехнических систем при наличии неопределенности измерения исходных данных. Полученные результаты могут использоваться при выработке решений по разработке, производству и эксплуатации радиотехнических систем.

Ключевые слова: радиотехническая система, качество, технический уровень, погрешность.

Введение

Радиотехнической системой (РТС) называют организованную совокупность устройств, предназначенных для передачи, извлечения, обработки и накопления определенной информации с использованием радиоволн. В настоящее время РТС представляют собой сложные системы, характеризующиеся множеством показателей, к которым относятся: разрешающая способность, дальность действия, диапазон частот, показатели назначения, точности, помехоустойчивости, электромагнитной совместимости, устойчивости, надежности, скрытности и т.д. [1].

В Республике Беларусь сохранилась и продолжает активно развиваться производственная база по проектированию и производству РТС. Обеспечение и повышение качества выпускаемых РТС – одна из главных задач производства. В решении этой задачи важная роль отводится контролю качества на всех этапах производства с целью проверки соответствия показателей качества установленным требованиям. При этом качество РТС представляет меру конструктивного и эксплуатационного совершенства, проявляющуюся в полезных свойствах, совокупность и значения которых отражают возможность удовлетворения требований, предъявляемых на данном этапе к РТС.

Методика оценки ТУ РТС

Оценка уровня качества представляет совокупность операций, включающих выбор номенклатуры показателей качества оцениваемой РТС, определение значений этих показателей, сравнение их с базовыми значениями или с установленными требованиями и определение степени их соответствия. В зависимости от цели оценки можно сделать выводы:

- качество оцениваемой продукции выше, ниже или на уровне базового образца (образца РТС с которым проводится сравнение);
- качество продукции соответствует или не соответствует установленным требованиям (нормам).

На стадии разработки определяется уровень качества разрабатываемой РТС, в результате чего устанавливаются требования к будущей РТС и производится уточнение показателей качества в нормативных документах.

На стадии производства определяются фактические значения показателей качества РТС по результатам контроля и испытаний, оценивается уровень качества изготовления РТС и принимаются соответствующие решения при управлении качеством.

На стадии эксплуатации или потребления оценивается уровень качества существующей РТС и по результатам ее эксплуатации принимаются управляющие решения, направленные на сохранение или повышение уровня качества РТС.

В настоящее время уровень качества продукции наиболее часто определяется на основе оценки технического уровня (ТУ). Технический уровень – это относительная характеристика качества продукции, основанная на сопоставлении значений показателей, характеризующих техническое совершенство оцениваемой продукции с базовыми значениями соответствующих показателей [2]. Численно ТУ РТС выражается через коэффициент технического уровня (КТУ).

Известны способы оценки ТУ, основанные на определении главного показателя [2]. В этом случае главный показатель ТУ отражает основное назначение изделия, его функциональные возможности. При этом главный показатель ТУ определяется на основе функциональной зависимости от единичных показателей качества. Оценка ТУ РТС по главному показателю предпочтительнее, но не всегда возможна из-за сложности получить функциональную зависимость, учитывающую большое число единичных показателей качества. В этом случае применяется субъективный способ расчета комплексного показателя ТУ на основе среднего взвешенного [3, 4].

Процедура оценки ТУ на основе среднего взвешенного не требует сложных моделей и может быть выполнена небольшой группой специалистов в данной области. В общем виде комплексный показатель ТУ Q по принципу среднего взвешенного определяется выражением

$$Q = \left(\sum_{j=1}^m g_j Q_j^\gamma \right)^{\frac{1}{\gamma}}, \quad (1)$$

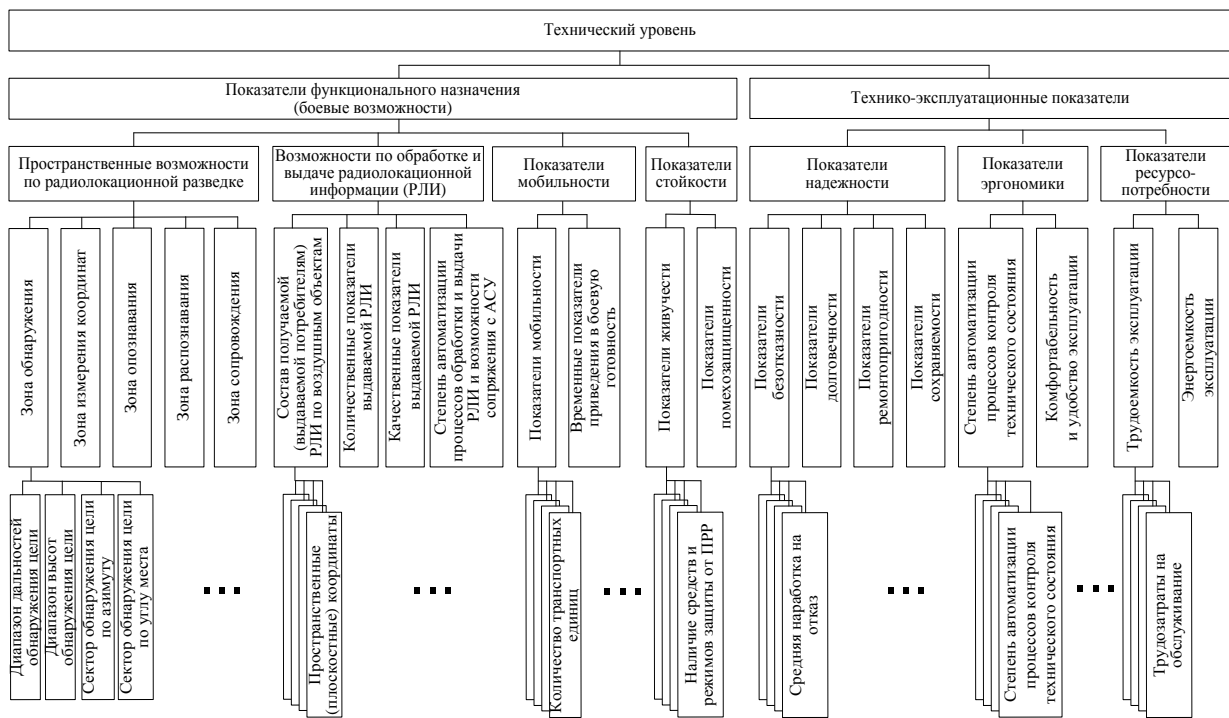
где γ – параметр логики усреднения (при $\gamma = -1$ – среднее гармоническое, при $\gamma \rightarrow 0$ – среднее геометрическое, при $\gamma = 1$ – среднее арифметическое, при $\gamma = 2$ – среднее квадратическое); g_j – весовые коэффициенты j -го показателя качества; Q_j – оценка j -го единичного показателя качества; m – число единичных показателей качества.

Оценка ТУ РТС включает следующие основные этапы:

- определение перечня единичных показателей качества, всесторонне характеризующих РТС;
- формирование группы аналогов и выделение из их числа базового образца РТС;
- численное определение значений единичных показателей качества и коэффициентов весомости;
- расчет оценки ТУ.

Для определения перечня единичных показателей качества, необходимых для оценки РТС, требуется ТУ представить в виде иерархической структуры свойств. Набор показателей выбирается в зависимости от вида и типа РТС и в соответствии с целями и сложностью решаемой задачи. При уточнении показателей, характеризующих ТУ РТС, следует помнить, что и малозначимые на первый взгляд показатели могут оказать значительное влияние на изменение ТУ. При составлении многоуровневой иерархической структуры на самом высоком уровне находится ТУ, а на самом низком уровне – показатели, характеризующиеся тактико-техническими характеристиками. На рисунке представлен пример иерархической структуры показателей ТУ радиолокационной станции (РЛС).

При формировании группы аналогов включают однотипные существующие отечественные и зарубежные РТС. Выбор базового образца РТС и его единичных показателей в значительной степени влияет на результат оценки ТУ исследуемой РТС. Использование устаревшей и технически несовершенной РТС и ее единичных показателей в качестве базовых приводит к искаженной, необоснованно завышенной оценке ТУ исследуемой РТС. Базовый образец РТС должен представлять собой образец, к которому следует стремиться. Существует несколько способов определения базового образца и соответствующих базовых значений единичных показателей ТУ.



Иерархическая структура показателей технического уровня РЛС

При полном отсутствии информации о ТУ однотипных РТС за базовый образец принимается любой образец, имеющий лучшее значение по главному показателю, или образец, определенный экспертным методом.

Оценивание ТУ «от прошлого уровня». В качестве базовых значений единичных показателей ТУ задаются показатели реально существующего аналога, не входящего в число оцениваемых образцов РТС.

Оценивание ТУ «от абстрактно возможного уровня». Вариант отличается от предыдущего переходом от сравнения реальных или прогнозных значений единичных показателей ТУ, как целого, к множеству сравнений по каждому единичному показателю. При этом каждый отдельный базовый показатель может быть как уже реализованным в одном из множества аналогов, так и прогнозным. Определенный таким образом базовый образец получил название «идеальный объект», «объект с идеальным качеством» [5]. При использовании такого базового образца при оценке ТУ важно учитывать его абстрактность, и, как следствие, возможный риск при выборе направления развития РТС, так как в данном случае требования устанавливаются к каждому единичному показателю ТУ без учета относительных затрат на их достижение, а также без анализа их совместного влияния на функциональную пригодность. Это может привести к значительным перекосам и несбалансированным значениям требований к отдельным характеристикам, на которые нерационально используются ограниченные ресурсы. Поэтому «идеальный образец» нельзя рассматривать в качестве технического задания на проектирование и разработку нового образца РТС.

Базовые значения единичных показателей ТУ устанавливаются директивно (нормативными документами и т.п.). Такой подход получил распространение при оценке ТУ тех РТС, к которым по условиям эксплуатации предъявляются строгие обязательные требования.

Оценивание ТУ «от будущего уровня». На основе экстраполяции данных строится прогнозная модель РТС. Прогноз основных тактико-технических характеристик на определенный период (достаточный для создания и выпуска РТС) дает основу для создания конкурентоспособной РТС. Оценивание ТУ осуществляется с помощью так называемого «виртуального эталона». Данное направление представляется перспективным и эффективным, но при условии получения надежной прогнозной модели, содержащей наилучшее в перспективе сочетание значений единичных показателей.

Каждый из представленных способов определения базового образца с совокупностью значений единичных показателей ТУ обладает своими достоинствами и недостатками. В настоящее время при оценке ТУ РТС, как правило, за базовый образец выбирается лучший мировой аналог или образец с «идеальным качеством», с совокупностью лучших значений показателей ТУ достигнутых в аналогичных РТС. Данные подходы не учитывают требования к РТС, определяемые задачами, стоящими перед РТС, условия применения и наличие ресурсных ограничений, сложившихся в Республике Беларусь. Сочетание разных способов определения базовых значений показателей ТУ РТС, когда учитываются оперативно-тактические и общие технические требования к РТС, лучшие значения показателей ТУ отечественных и зарубежных РТС с учетом прогноза развития РТС и возможностей промышленности, позволяет формировать базовый образец РТС, который учитывает задачи стоящие перед РТС, перспективы развития однотипных РТС и ресурсные ограничения [6].

Следующим этапом оценки ТУ РТС является численное определение значений единичных показателей ТУ. Значения показателей ТУ определяются:

- прямым измерением с помощью средств измерения, когда искомое значение показателя находят из опытных данных путем экспериментального сравнения;
- косвенным измерением, на основании известной зависимости между показателем и величинами, найденными прямыми измерениями;
- на основании прогноза (при оценке ТУ разрабатываемой РТС);
- экспертным путем.

Единичные показатели ТУ имеют разную размерность. Для перехода от единичных показателей ТУ к единому безразмерному виду оценок, предложено нелинейное преобразование в соответствии с кривой Гомперца (логистической кривой). Преимущество данного преобразования по сравнению с линейной зависимостью выражено, с одной стороны, возможностью получения оценки j -го единичного показателя близкой к нулю при низких значениях j -го единичного показателя ТУ, с другой стороны – при значительном превышении значением j -го единичного показателя ТУ базового значения, оценка этого показателя ограничена сверху максимальным значением $Q_{j\max}$, что не позволяет значительно компенсировать низкие значения одних единичных показателей высокими значениями других единичных показателей. Оценка значения единичного показателя ТУ определяется в соответствии с выражением

$$Q_j = Q_{j\max} Q_{j\min}^{b Q_{0j}}$$

где Q_j – оценка j -го единичного показателя; Q_{0j} – значение j -го единичного показателя; $Q_{j\min}$ – минимальная оценка j -го единичного показателя; $Q_{j\max}$ – максимальная оценка единичного показателя; b – параметр, определяющий темп роста оценки j -го единичного показателя.

Параметр b определяется из условия равенства оценки j -го единичного показателя Q_j единице при значении j -го единичного показателя Q_{0j} , равного соответствующему базовому значению j -го единичного показателя, и рассчитывается в соответствии с соотношением

$$b = \left(-\frac{\ln Q_{j\max}}{\ln Q_{j\min}} \right)^{\frac{1}{Q_{0j}^{b_{0j}}}}, \text{ где } Q_{0j}^{b_{0j}} \text{ – базовое значение } j\text{-го единичного показателя.}$$

Количественное определение коэффициентов весомости g_j единичных показателей качества в (1) осуществляется экспертным методом ранжирования или парного сопоставления [7].

Расчет оценки ТУ РТС производится в соответствии с выражением (1) одним из способов при $\gamma = [-1, 0, 1, 2]$. Однако на этапах разработки и производства РТС часто невозможно точно определить значения показателей ТУ, можно только предполагать, что значения показателей будут лежать в определенном интервале с некоторой вероятностью. Неопределенность значений единичных показателей РТС, а также субъективный характер

выбора вида среднего взвешенного приводит к значительной случайной и систематической погрешностям оценки ТУ [8]. Возникновение случайной погрешности обуславливается вероятностным характером значений единичных показателей. Появление систематической погрешности вызвано способом оценивания ТУ (средние величины обладают свойством мажорантности или смещенности).

В целях повышения правильности и точности оценки ТУ РТС (уменьшения систематической и случайной погрешностей) предлагается использовать статистический метод оценки неизвестного параметра (оценки ТУ) – метод максимального правдоподобия (ММП), основанный на максимизации функции правдоподобия. Для этого предлагается проводить многократную оценку ТУ различными средними взвешенными при $\gamma = [-1, 0, 1, 2]$ и статистическую обработку результатов оценивания. Основная идея метода состоит в том, что при оценке ТУ на основе полученных значений $Q_{\text{ср.гарм}}, Q_{\text{ср.геом}}, Q_{\text{ср.арифм}}, Q_{\text{ср.кв}}$ в качестве обобщенной оценки ТУ необходимо выбрать такое значение Q , которое обеспечивает максимум многомерной плотности распределения вероятности случайного вектора $f(Q, Q_{\text{ср.гарм}}, Q_{\text{ср.геом}}, Q_{\text{ср.арифм}}, Q_{\text{ср.кв}})$. Многомерная плотность распределения вероятности случайных значений оценок ТУ рассматривается как функция числовых характеристик закона распределения вероятности.

$$\text{Эта функция } L = f(Q, Q_{\text{ср.гарм}}, Q_{\text{ср.геом}}, Q_{\text{ср.арифм}}, Q_{\text{ср.кв}}, \sigma_{\text{ср.гарм}}^2, \sigma_{\text{ср.геом}}^2, \sigma_{\text{ср.арифм}}^2, \sigma_{\text{ср.кв}}^2),$$

называемая функцией правдоподобия, показывает на сколько то или иное значение оценки ТУ «более правдоподобно», чем другие. Функция правдоподобия достигает максимума при значении оценки ТУ являющейся наиболее эффективной, т. е. несмещенной оценке, имеющей наименьшую дисперсию из всех возможных оценок ТУ. В соответствии с центральной предельной теоремой (сумма большого числа независимых случайных величин имеет распределение близкое к нормальному) средневзвешенные оценки ТУ распределены по нормальному закону. В соответствии с этим, конечное выражение оценки ТУ примет вид [9] $Q = g_{\text{ср.гарм}} Q_{\text{ср.гарм}} + g_{\text{ср.геом}} Q_{\text{ср.геом}} + g_{\text{ср.арифм}} Q_{\text{ср.арифм}} + g_{\text{ср.кв}} Q_{\text{ср.кв}}$, где Q – оценка ТУ РТС; $g_{\text{ср.гарм}}$ – весовой коэффициент средней гармонической взвешенной оценки ТУ; $Q_{\text{ср.гарм}}$ – средняя гармоническая взвешенная оценка ТУ; $g_{\text{ср.геом}}$ – весовой коэффициент средней геометрической взвешенной оценки ТУ; $Q_{\text{ср.геом}}$ – средняя геометрическая взвешенная оценка ТУ; $g_{\text{ср.арифм}}$ – весовой коэффициент средней арифметической взвешенной оценки ТУ; $Q_{\text{ср.арифм}}$ – средняя арифметическая взвешенная оценка ТУ; $g_{\text{ср.кв}}$ – весовой коэффициент средней квадратической взвешенной оценки ТУ; $Q_{\text{ср.кв}}$ – средняя квадратическая взвешенная оценка ТУ.

Расчет коэффициентов весомости соответствующих средневзвешенных оценок осуществляется в соответствии с выражениями

$$g_{\text{ср.гарм}} = \frac{\frac{1}{\sigma_{\text{ср.гарм}}^2}}{\frac{1}{\sigma_{\text{ср.гарм}}^2} + \frac{1}{\sigma_{\text{ср.геом}}^2} + \frac{1}{\sigma_{\text{ср.арифм}}^2} + \frac{1}{\sigma_{\text{ср.кв}}^2}}, \quad g_{\text{ср.геом}} = \frac{\frac{1}{\sigma_{\text{ср.геом}}^2}}{\frac{1}{\sigma_{\text{ср.гарм}}^2} + \frac{1}{\sigma_{\text{ср.геом}}^2} + \frac{1}{\sigma_{\text{ср.арифм}}^2} + \frac{1}{\sigma_{\text{ср.кв}}^2}},$$

$$g_{\text{ср.арифм}} = \frac{\frac{1}{\sigma_{\text{ср.арифм}}^2}}{\frac{1}{\sigma_{\text{ср.гарм}}^2} + \frac{1}{\sigma_{\text{ср.геом}}^2} + \frac{1}{\sigma_{\text{ср.арифм}}^2} + \frac{1}{\sigma_{\text{ср.кв}}^2}}, \quad g_{\text{ср.кв}} = \frac{\frac{1}{\sigma_{\text{ср.кв}}^2}}{\frac{1}{\sigma_{\text{ср.гарм}}^2} + \frac{1}{\sigma_{\text{ср.геом}}^2} + \frac{1}{\sigma_{\text{ср.арифм}}^2} + \frac{1}{\sigma_{\text{ср.кв}}^2}},$$

где $\sigma_{\text{ср.гарм}}^2$ – дисперсия средней гармонической взвешенной оценки ТУ; $\sigma_{\text{ср.геом}}^2$ – дисперсия средней геометрической взвешенной оценки ТУ; $\sigma_{\text{ср.арифм}}^2$ – дисперсия средней арифметической взвешенной оценки ТУ; $\sigma_{\text{ср.кв}}^2$ – дисперсия средней квадратической взвешенной оценки ТУ.

Дисперсии средних взвешенных оценок ТУ определяются в соответствии с выражением:

$$\sigma_{\text{ср}}^2 = \sum_{j=1}^m \left(\frac{\partial Q_{\text{ср}}}{\partial Q_j} \right)^2 \sigma_j^2 + \sum_{j=1}^m \left(\frac{\partial Q_{\text{ср}}}{\partial g_j} \right)^2 \sigma_{g_j}^2, \text{ где } \sigma_{\text{ср}}^2 \text{ – дисперсия средней взвешенной оценки ТУ;}$$

$\frac{\partial Q_{\text{ср}}}{\partial Q_j}$ – частная производная средней взвешенной оценки ТУ по j -му единичному показателю;

σ_j^2 – дисперсия j -го единичного показателя; $\frac{\partial Q_{\text{ср}}}{\partial g_j}$ – частная производная средней взвешенной

оценки ТУ по j -му коэффициенту весомости; $\sigma_{g_j}^2$ – дисперсия j -го коэффициента весомости.

Дисперсия обобщенной оценки ТУ σ_Q^2 определяется в соответствии с выражением

$$\sigma_Q^2 = \frac{1}{\frac{1}{\sigma_{\text{ср.гарм}}^2} + \frac{1}{\sigma_{\text{ср.геом}}^2} + \frac{1}{\sigma_{\text{ср.арифм}}^2} + \frac{1}{\sigma_{\text{ср.кв}}^2}}.$$

Результат оценки ТУ РТС при наличии неопределенности измерения исходных данных носит вероятностный характер и может быть представлен в виде отрезка

$Q_{TV} \in [Q - t_P \sigma_Q; Q + t_P \sigma_Q]$.. с вероятностью P , где Q_{TV} – результат оценки ТУ; t_P – аргумент нормальной функции распределения при доверительной вероятности P .

Таким образом, величина дисперсии σ_Q^2 оценки ТУ РТС всегда будет меньше величины дисперсии $\sigma_{\text{ср}}^2$ отдельной средней взвешенной оценки ТУ, что обеспечит повышение точности оценки ТУ РТС. Правильность оценки ТУ РТС повышается за счет уменьшения систематической погрешности при усреднении средневзвешенных оценок.

Заключение

Предложенный методический подход оценки ТУ РТС позволяет оценить качество (технический уровень) РТС. Новизна предложенного подхода заключается в проведении многократной оценки ТУ разными средними взвешенными и статистической обработкой результатов оценивания. В результате преимущество описанного подхода по сравнению с известными заключается в более точной, правильной и достоверной оценке полученного результата (оценке ТУ РТС).

Таким образом, оценка ТУ образцов по предложенной методике позволит решать следующие задачи: осуществлять контроль качества и выбор наилучших образцов РТС; обосновывать целесообразность снятия с производства РТС; прогнозировать требования к РТС, их качеству и ТУ; стимулировать повышение качества и объемы производства РТС; обосновывать появление новых видов РТС, определять направления их развития; проводить сертификацию РТС; проводить оценку научно-технического уровня разрабатываемых и действующих стандартов на РТС.

EVALUATION OF THE RADIO-TECHNICAL SYSTEMS TECHNICAL LEVEL BY MAXIMUM LIKELIHOOD TECHNIQUE

Y.Y. BRAZGIN, A.V. HRUNKEVICH

Abstract

Methodological approach in evaluation of the radio-technical systems technical level in case of imperfect initial data is presented. Obtained result of the technical level evaluation may be used to make decisions on design, production and operation of radio-technical systems.

Список литературы

1. *Чердынцев В.А.* Радиотехнические системы. Минск, 1988.
2. ГОСТ 15467-79. Управление качеством продукции. Основные понятия. Термины и определения.
3. *Хамханова Д.Н.* Основы квалиметрии. Улан-Удэ, 2003.
4. *Азгальдов Г.Г., Райхман Э.П.* О квалиметрии. М., 1973.
5. *Кини Р. Л.* Принятие решений при многих критериях предпочтения и замещения. М., 1981.
6. *Брызгин Е.Ю., Гринкевич А.В.* // Наука и военная безопасность. 2012. № 4. С. 41–44.
7. *Саати Т., Кернс К.* Аналитическое планирование. Организация систем. М., 1991.
8. *Брызгин Е.Ю., Гринкевич А.В., Савенко С.А.* // Наука и военная безопасность. 2012. № 3. С. 31–36.
9. *Шишкин И.Ф.* Теоретическая метрология. Часть 1. Общая теория измерений. СПб, 2010.

УДК 621.382

ПРИБОРНО-ТЕХНОЛОГИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ НАНОРАЗМЕРНЫХ МОП-ТРАНЗИСТОРОВ

ЧАН ТУАН ЧУНГ, А.М. БОРОВИК, И.Ю. ЛОВШЕНКО,
В.Р. СТЕМПИЦКИЙ, А.А. КУЛЕШОВ

*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
П. Бровка, 6, Минск, 220013, Беларусь*

Поступила в редакцию 21 июля 2014

Посредством компьютерного моделирования получены вольтамперные характеристики наноразмерных МОП-транзисторов и проведен их анализ. Выявлена неадекватность классических моделей для моделирования наноразмерных структур, а также непригодность использования методов прямого квантового описания для исследований, требующих проведения большого количества компьютерных экспериментов.

Ключевые слова: наноразмерный МОП-транзистор, моделирование, квантовая коррекция.

Введение

Каждый переход к новым технологическим нормам проектирования приводит к появлению новых физических эффектов в МОП-транзисторах, для учета которых необходимо создавать новые модели. Появление новых моделей порождает новые проблемы верификации, достоверности, точности, стандартизации. Одновременно с проблемой достоверности моделей существует проблема быстроедействия средств моделирования, которая приводит к необходимости использовать упрощенные модели транзисторов и приближенные методы моделирования электронных цепей. Используемые в настоящее время модели и методы возникли как компромисс между их точностью, достоверностью и вычислительной эффективностью. Стандартные программные средства проектирования и моделирования в микроэлектронике основаны на многообразных моделях транспорта носителей заряда в приборных структурах. Физические параметры этих моделей «экстрагированы» по результатам экспериментов с конкретными материалами, технологическими процессами, а также приборными структурами, сформированными с определенными технологическими нормами. Очевидно, что моделирование и проектирование с использованием «встроенных» в указанные модели коэффициентов в других условиях, с другими технологическими нормами, могут привести к неадекватным результатам моделирования и проектирования.

Подходы к моделированию транспорта носителей заряда в приборах с субмикронными проектными нормами

Физико-математические модели полупроводниковых приборов описываются системой фундаментальных уравнений, которые связывают электростатический потенциал и плотность носителей заряда в пределах области моделирования. Эта система уравнений выводится из законов Максвелла и состоит из уравнения Пуассона, уравнений непрерывности, транспортных уравнений и уравнений энергетического баланса [1, 2]. Уравнение Пуассона, описывающее связь между изменениями электростатического потенциала и локальной плотности носителей, имеет вид:

$$\nabla^2 \varphi = -\frac{q}{\epsilon_{Si}} (N_D - N_A + p - n), \quad (1)$$

$$n = n_i \exp[(\varphi - \varphi_n) / \varphi_T], \quad p = p_i \exp[(\varphi_p - \varphi) / \varphi_T], \quad (2)$$

где q – элементарный электрический заряд, ε_{Si} – диэлектрическая проницаемость кремния, N_D , N_A – концентрации доноров и акцепторов, p , n – концентрации дырок и электронов, p_i , n_i – собственная концентрации дырок и электронов, ϕ – электростатический потенциал, ϕ_n , ϕ_p – квазипотенциалы Ферми электронов и дырок, ϕ_T – тепловой потенциал, $\phi_T = kT/q$.

Уравнения непрерывности и транспорта носителей заряда описывают эволюцию плотности носителей заряда в результате процессов транспорта, генерации и рекомбинации.

Уравнения непрерывности имеют вид:

$$\begin{aligned}\frac{\partial n}{\partial t} &= -\frac{1}{q} \operatorname{div} \vec{j}_n + G_n - R_n, \\ \frac{\partial p}{\partial t} &= -\frac{1}{q} \operatorname{div} \vec{j}_p + G_p - R_p,\end{aligned}\tag{3}$$

где t – время, \vec{j}_n , \vec{j}_p – плотности электронного и дырочного токов, G_n , G_p – скорости генерации электронов и дырок, R_n , R_p – скорости рекомбинации электронов и дырок.

Уравнения для плотности тока или модели транспорта зарядов обычно выводятся посредством аппроксимации и некоторых упрощений общего транспортного уравнения Больцмана, что приводит к целому ряду различных моделей транспорта зарядов, как, например, диффузионно-дрейфовая модель, модель энергетического баланса, гидродинамическая модель.

Стандартной моделью транспорта носителей заряда при моделировании приборов микроэлектроники является диффузионно-дрейфовая модель. Эта модель отличается тем, что в ее рамках не требуется вводить дополнительные независимые переменные в величины электростатического потенциала ψ , концентрации электронов и дырок. Диффузионно-дрейфовая модель дает физически адекватные результаты для всех приборов, изготовленных по микронным и субмикронным технологическим нормам. Соотношения для плотностей токов в диффузионно-дрейфовой модели имеют вид:

$$\begin{aligned}\vec{j}_n &= qD_n \nabla n - qn\mu_n \nabla \psi - \mu_n n (kT_L \nabla (\ln n_{ie})), \\ \vec{j}_p &= qD_p \nabla p - qp\mu_p \nabla \psi - \mu_p p (kT_L \nabla (\ln n_{ie})),\end{aligned}\tag{4}$$

где D_n , D_p – коэффициенты диффузии электронов и дырок, μ_n и μ_p – подвижности электронов и дырок, T_L – температура кристаллической решетки, n_{ie} – эффективная собственная концентрация электронов [2].

Физические эффекты в наноразмерных приборах

Уменьшение размеров элементов ИМС приводит к появлению новых физических эффектов, в том числе и квантовых, которые следует учитывать при разработке моделей. Основные физические эффекты, возникающие в наноразмерных МОП-транзисторах [3–5]:

- модуляция длины канала;
- перекрытие обедненных областей истока и стока;
- прокол между истоком и стоком;
- эффект короткого канала;
- уменьшение подвижности вследствие увеличения вертикальной компоненты электрического поля;
- уменьшение продольной подвижности (насыщение дрейфовой скорости носителей);
- подпороговая проводимость;
- снижение потенциального барьера под затвором, вызванное напряжением на стоке;
- влияние горячих носителей заряда;
- эффект обеднения в поликремниевом затворе;
- эффект квантования инверсионного слоя;
- ток туннелирования через затвор;
- эффект узкого канала;
- обратный эффект короткого канала;
- аномальный рост подвижности;
- последовательные сопротивления истока и стока;

- эффект влияния подложки, вызванный ее током;
- влияние сопротивления подложки;
- ток утечки, индуцированный затвором;
- эффект неоднородного легирования;
- туннелирование через p - n -переходы;
- учет перекрытия затвором областей истока и стока;
- эффект саморазогрева.

Методика исследований

Поскольку физические эффекты, характерные для наноразмерных приборов, не могут быть соответствующим образом учтены в классической диффузионно-дрейфовой модели, для моделирования наноразмерных МОП-транзисторов используются альтернативные, более совершенные и одновременно сложные математические модели [6, 7].

Существуют два основных подхода к моделированию наноразмерных приборов:

- использование полного квантового описания процесса переноса носителей заряда;
- введение необходимой поправки к базовой диффузионно-дрейфовой модели.

Первый подход обычно опирается на квантовые модели, в основе которых лежат уравнения Шредингера и Пуассона, неравновесная функция Грина или функция Вигнера. Эти модели в большинстве случаев обеспечивают получение точной и полной физической информации о квантовомеханических явлениях, имеющих место в структуре. Однако отсутствие надежности используемых численных методов и высокие требования к вычислительным ресурсам затрудняют их использование.

В связи с этим высок интерес к моделям, основанным на втором подходе, связанным с квантовой коррекцией диффузионно-дрейфовой модели. Преимущество второго подхода заключается в использовании хорошо организованного математического аппарата и методов численного решения базовой диффузионно-дрейфовой модели [7].

Таким образом, закономерно рассмотрение и сравнение этих подходов, а также анализ результатов моделирования, полученных с использованием стандартной диффузионно-дрейфовой модели и моделей, базирующихся на квантовой механике.

Полное квантовое описание процесса переноса носителей заряда в наноразмерных структурах реализуется в модуле QUANTUM программного комплекса SILVACO посредством самосогласованного решения уравнений Шредингера и Пуассона с использованием неравновесной функции Грина (NEGF, Non-Equilibrium Green Function). Появившийся сравнительно недавно и получивший широкое развитие формализм неравновесной функции Грина в настоящее время рассматривается как один из основных инструментов моделирования наноразмерных электронных приборов. Данный подход к моделированию учитывает эффекты туннелирования, баллистического транспорта, размерного квантования [8].

Подход, связанный с введением необходимой поправки к базовой диффузионно-дрейфовой модели, может быть реализован в программном комплексе компании SILVACO посредством коррекции, использующей квантовый потенциал Бома (BQP) или модель квантовых моментов. Следует заметить, что модель квантового потенциала Бома характеризуется лучшей сходимостью при реализации численных методов решения. При этом вводится зависящий от положения в пространстве квантовый потенциал, который добавляется к потенциальной энергии носителей заряда [8–10].

Результаты и их обсуждение

Ввиду двумерного характера моделируемых МОП-структур закономерно масштабирование в соответствии с принципами обобщенного подхода с помощью независимых коэффициентов физических размеров транзистора и прикладываемых потенциалов, что повышает возможности проектирования и позволяет удерживать двумерные эффекты под контролем, вместе с тем сохраняя неизменной общую картину электрического поля и распределения его эквипотенциалей в пределах масштабируемой приборной структуры [11]. Параметры МОП-транзисторов, полученные в соответствии с данной методологией, а также с учетом объективных физических и технологических ограничений, реальных значений для промышленно выпускаемых приборов,

представлены в табл. 1. На рис. 1 представлена структура МОП-транзистора с длиной канала 40 нм, а также профили распределения примесей вблизи поверхности данной структуры.

Таблица 1. Параметры исследуемых МОП-транзисторов

Длина канала, нм	20	40	60	80	100
Толщина подзатворного окисла, нм	1	2	3	4	5
Концентрация примеси в истоке, стоке, см ⁻³	6,6·10 ²⁰	2,4·10 ²⁰	1,3·10 ²⁰	8,3·10 ¹⁹	6,0·10 ¹⁹
Концентрация примеси в канале, см ⁻³	2,7·10 ¹⁸	9,9·10 ¹⁷	5,1·10 ¹⁷	3,3·10 ¹⁷	2,4·10 ¹⁷
Концентрация примеси в кармане, см ⁻³	1,5·10 ¹⁸	5,6·10 ¹⁷	2,9·10 ¹⁷	1,9·10 ¹⁷	1,4·10 ¹⁷
Глубина залегания <i>p-n</i> -перехода истока, стока, нм	22	44	67	89	111
Глубина залегания <i>p-n</i> -перехода LDD-областей, нм	11	22	33	44	56
Толщина поликремниевго затвора, нм	67	133	200	267	333

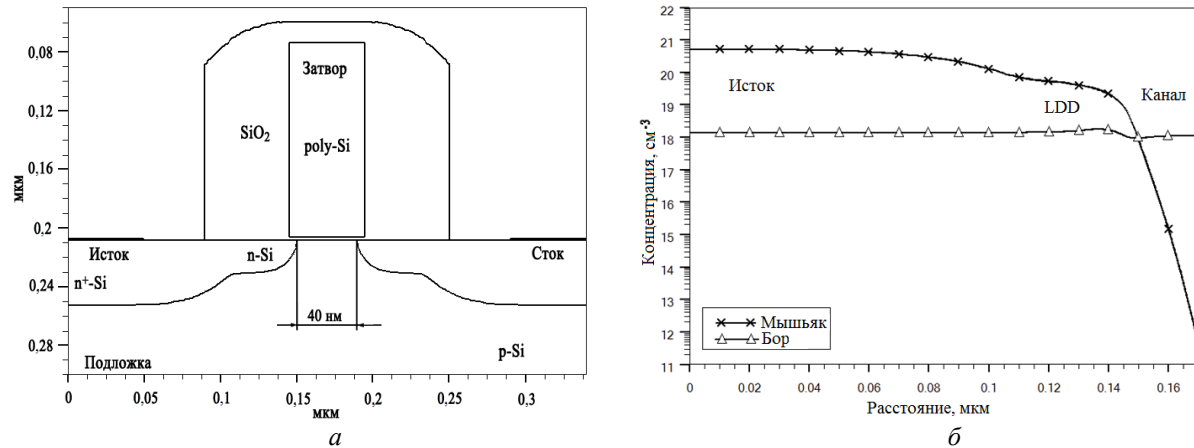


Рис. 1. Структура (а) и профили распределения (б) примесей МОП-транзистора с длиной канала 40 нм

Моделирование полученных МОП-структур с целью анализа и сравнения различных подходов осуществлялось с использованием следующих моделей:

- модели самосогласованного решения уравнений Шредингера и Пуассона с использованием неравновесной функции Грина;
- классической диффузионно-дрейфовой модели;
- диффузионно-дрейфовой модели с коррекцией квантовым потенциалом Бома.

При этом использовались модель подвижности Дарвиша, учитывающая снижение подвижности носителей заряда в инверсионных слоях вследствие высокой степени их рассеяния на поверхности вблизи границы раздела полупроводник-диэлектрик; модель рекомбинации Шокли-Рида-Холла с учетом зависимости времени жизни неосновных носителей от концентрации; модель туннелирования Клаасена из зоны в зону; статистика Ферми-Дирака с учетом снижения концентрации носителей в областях с высокой концентрацией примеси; модель, описывающая эффект сужения ширины запрещенной зоны при высоких концентрациях примеси [6]. На рис. 2 представлены ВАХ МОП-транзистора с длиной канала 40 нм.

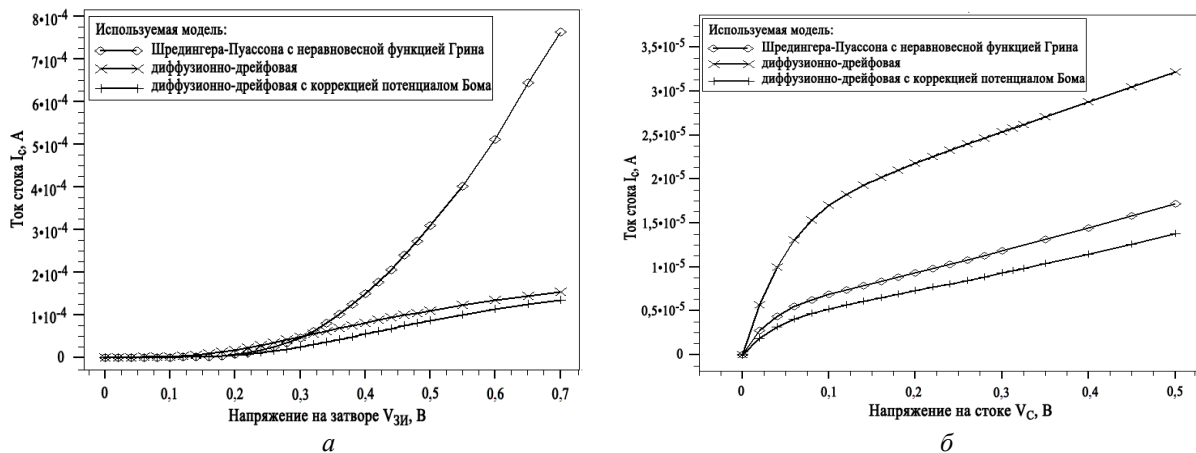


Рис. 2 Вольтамперные характеристики МОП-транзистора с длиной канала 40 нм при использовании различных моделей: а – передаточные; б – выходные

Очевидно, что полученные ВАХ одного и того же прибора в зависимости от используемых моделей значительно отличаются, что свидетельствует о высокой степени влияния квантовых эффектов на функционирование наноразмерных МОП-транзисторов. Существенное отличие результатов применения модели самосогласованного решения уравнений Шредингера и Пуассона с использованием неравновесной функции Грина от результатов, полученных с помощью других подходов моделирования, объясняется учетом только баллистического транспорта без рассеяния носителей заряда.

На рис. 3 представлена зависимость относительного изменения порогового напряжения, рассчитанного с использованием диффузионно-дрейфовой модели ($V_{пор}^{DD}$), и при использовании коррекции квантовым потенциалом Бома ($V_{пор}^Q$):

$$\Delta V_{пор} / V_{пор}^Q = (V_{пор}^{DD} - V_{пор}^Q) / V_{пор}^Q, \quad (5)$$

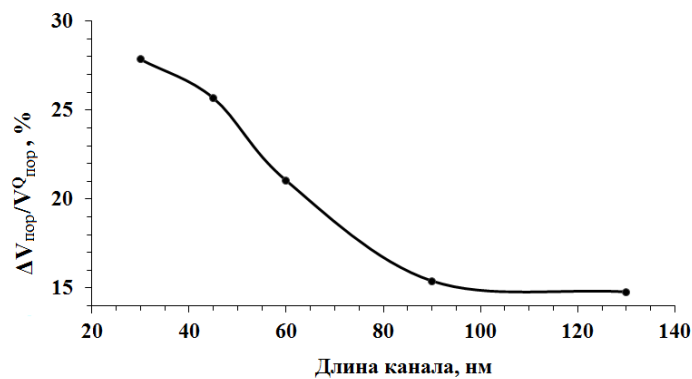


Рис. 3. Зависимость относительного изменения порогового напряжения при использовании различных моделей от длины канала МОП-транзистора

Из графика видно, что степень проявления квантовых эффектов увеличивается с уменьшением длины канала. В табл. 2 представлены данные о времени, затраченном на моделирование при использовании различных моделей.

Таблица 2. Время, затраченное на моделирование

Исследуемая модель	Время моделирования	
	ВАХ $I_C = f(V_{зи})$, мин	ВАХ $I_C = f(V_{си})$, мин
Диффузионно-дрейфовая модель	5,1	4,8
Диффузионно-дрейфовая модель с коррекцией квантовым потенциалом Бома	22,5	17,9
Модель самосогласованного решения уравнений Пуассона и Шредингера с использованием функции Грина	550,2	490,3

Можно сделать вывод, что модели, базирующиеся на квантовой механике, особенно те из них, которые реализуют подход полного квантового описания, отличаются требовательностью к вычислительным ресурсам, что делает их непригодными для исследований, требующих проведения большого количества компьютерных экспериментов.

Для исследования эффективности различных моделей использовался n -канальный МОП-транзистор, структура (рис. 4) и результаты экспериментального измерения ВАХ которой получены Microsystems Technology Laboratory [12].

Моделирование МОП-транзистора с целью анализа и сравнения различных подходов осуществлялось с использованием классической диффузионно-дрейфовой модели и диффузионно-дрейфовой модели с коррекцией квантовым потенциалом Бома. На рис. 5 представлены ВАХ, полученные с использованием перечисленных выше моделей, а также экспериментальные данные.

Использование диффузионно-дрейфовой модели с коррекцией квантовым потенциалом Бома обеспечивает получение результатов моделирования, хорошо согласующихся с экспериментальными результатами.

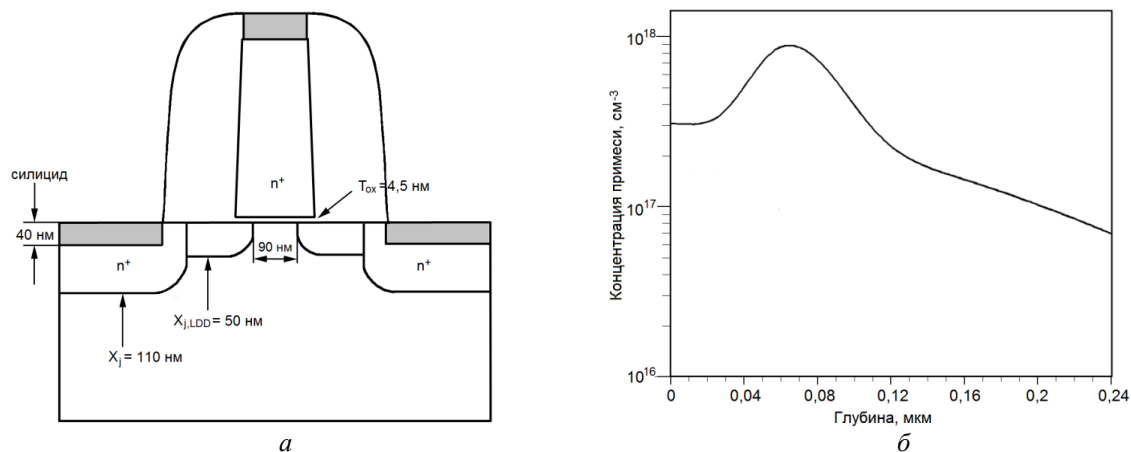


Рис. 4. Структура (а) и профиль распределения акцепторной примеси в канале (б) МОП-транзистора

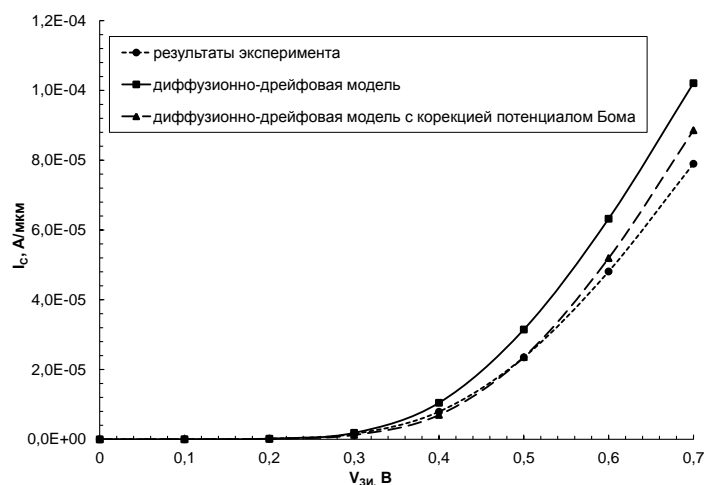


Рис. 5. Вольтамперные характеристики МОП-транзистора при $U_{DS} = 1,01$ В

Заключение

Показано, что принципиальными проблемами моделирования наноразмерных приборов являются возникающие в структуре полупроводниковых приборов новые, в том числе квантовые, эффекты, влияние которых возрастает с уменьшением геометрических размеров приборов, а также сложность одновременного обеспечения как высокой точности и достоверности результатов, так и приемлемой скорости моделирования.

Полученные ВАХ одного и того же прибора в зависимости от используемых моделей значительно отличаются, что свидетельствует о высокой степени проявления квантовых эффектов и неадекватности стандартных классических моделей для исследования наноразмерных структур. Квантово-механические эффекты оказывают значительное влияние на пороговое напряжение и ток стока, так как вследствие их наличия изменяются плотность и распределение носителей в канале, а также поверхностный потенциал. Кроме того, модели, базирующиеся на квантовой механике, особенно те из них, которые реализуют подход полного квантового описания, отличаются требовательностью к вычислительным ресурсам, что делает их непригодными для исследований, требующих проведения большого количества компьютерных экспериментов. Показана возможность применения диффузионно-дрейфовой модели с коррекцией квантовым потенциалом Боба для моделирования наноразмерных МОП-транзисторов после ее калибровки и использования результатов такого моделирования в качестве точных при отсутствии экспериментальных данных.

TECHNOLOGY AND DEVICE NANOSCALE MOSFETS SIMULATION

TRUNG TRAN TUAN, A.M. BOROVIK, I.Yu. LOVSHENKO,
V.R. STEMPIISKY, A.A. KULESHOV

Abstract

Current-voltage characteristics of MOSFET are obtained by computer simulation and their analysis is performed. The inadequacy of the classical models for simulation of nanoscale structures is revealed, as well as the unsuitability methods of direct quantum description for studies requiring a large number of computer experiments is detected.

Список литературы

1. *Vasileska D., Khan H.R., Ahmed S.S.* // Nano-Electronic Devices. 2005. Vol. 4. P. 305–361.
2. *Нелаев В.В., Стемпницкий В.Р.* Основы САПР в микроэлектронике. Моделирование технологии и прибора. Минск, 2008.
3. *Денисенко В.В.* Компактные модели МОП-транзисторов для SPICE в микро- и нанoeлектронике. М., 2010.
4. *Cheng Y., Hu C.* MOSFET modeling & BSIM3 user's guide. Kluwer Academic Publishers, 1999.
5. *Foty D. P.* MOSFET modeling with Spice. Principle and Practice. Prentice Hall PTR. NJ, 1997.
6. *Yu B., Xiong W., Hsu C.H. et al.* // 2007 IEEE International SOI Conference. 2007. P. 131–132.
7. *Carlo de Falco.* Quantum corrected drift-diffusion models and numerical simulation of nanoscale semiconductor devices: Ph.D. Thesis. Milan, 2006.
8. ATLAS User's Manual. Device simulation software [Электронный ресурс]. – Режим доступа: atlas_users.pdf. – Дата доступа: 18.07.2014.
9. *Iannaccone G. G., Curatola A., Fiori G.* // SISPAD. 2004. P. 275–278.
10. *Watling J. R., Brown A. R., Asenov A.* // J. of Computational Electronics. 2002. P. 289–293.
11. *Красников Г.Я.* Конструктивно-технологические особенности субмикронных МОП-транзисторов. М., 2011.
12. «Well-Tempered» Bulk-Si NMOSFET Device Home Page. – [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www-mtl.mit.edu/researchgroups/Well/>. – Дата доступа: 18.07.2014.

УДК 539.24;621.315.592; 621.382.002; 621.382.043.77.002

ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ КОНДЕНСАТОРНЫХ СТРУКТУР НА ОСНОВЕ ПЛЕНОК ТИТАНАТА СТРОНЦИЯ, СФОРМИРОВАННЫХ ЗОЛЬ-ГЕЛЬ МЕТОДОМ

СОХРАБИ АНАРАКИ Х., Н.В. ГАПОНЕНКО, М.В. РУДЕНКО, С.М. ЗАВАДСКИЙ,
Д.А. ГОЛОСОВ, А.Ф. ГУК, В.В. КОЛОС*, А.Н. ПЕТЛИЦКИЙ*, А.С. ТУРЦЕВИЧ*

*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
П. Бровки, 6, Минск, 220013, Беларусь*

**ОАО «Интеграл», ул. Казинца И.П.121А, г. Минск, 220108 Беларусь*

Поступила в редакцию 13 июня 2014

Сформированы тонкопленочные конденсаторы на подложках кремния. Основу конденсатора составляет многослойная пленка титаната стронция, полученная золь-гель методом при температурах отжига 750–800 °С. Нижний электрод сформирован из платины, верхний – из никеля. Средние значения диэлектрической проницаемости и тангенса угла диэлектрических потерь лежат в пределах 150–190 и 0,06–0,1 соответственно. Приведены значения среднеквадратического отклонения указанных величин.

Ключевые слова: золь-гель, титанат стронция, конденсатор.

Введение

Технологии получения сегнетоэлектрических оксидов BaTiO_3 и SrTiO_3 со структурой перовскита активно исследуются для формирования пирозлектрических детекторов, электрооптических модуляторов, тонкопленочных конденсаторов, элементов оптической памяти и других устройств электронной техники [1–3]. Проблема формирования тонкопленочных конденсаторов связана с числом отказов вследствие короткого замыкания между обкладками из-за дефектности осаждаемых пленок, электрического пробоя в местах микровыступов нижнего электрода, возникновении трещин вследствие механических напряжений при отжиге и других технологических факторов. Качество пленки, сформированной золь-гель методом, зависит от состава золя, способа нанесения, температуры и длительности термообработки.

В данной работе определены значения диэлектрической проницаемости (ϵ) и тангенса угла диэлектрических потерь ($\text{tg}\delta$) тонкопленочных конденсаторов на основе пленок титаната стронция, полученных золь-гель методом (ксерогелей), сформированных на структуре кремний/титан/платина, отличающихся составом золя и режимами термообработки.

Методика эксперимента

Исходными компонентами золь-гелей являлись ацетат гидрат стронция $\text{Sr}(\text{CH}_3\text{COO})_2 \cdot 1/2\text{H}_2\text{O}$ и тетраизопропоксид титана $\text{Ti}(\text{OCH}(\text{CH}_3)_2)_4$. В качестве растворителей использовали уксусную кислоту и монометиловый эфир этиленгликоля. В каждый золь в качестве стабилизатора добавляли ацетон или ацетилацетон. Ксерогели получали из золь-гелей с различной концентрацией компонентов. Пленки наносились на подложки монокристаллического кремния методом центрифугирования. Для изготовления конденсаторной структуры на подложке кремния формировались слои оксида титана и платины с последующей термообработкой в атмосфере кислорода при температуре не ниже 450 °С в течение 30 мин. Слой оксида титана использовался для улучшения адгезии платинового электрода к подложке. После нанесения каждого слоя геля на подложку кремния или структуру кремний/оксид титана/платина образцы

подвергались предварительной термообработке при температуре 200 °С. Затем использовалось несколько режимов термообработки (табл. 1). Для приготовления образца № 1, содержащего пять слоев ксерогеля, сначала проводили сушку каждого нанесенного слоя. Образцы №2, 3, 4 прошли высокотемпературную обработку после сушки первого слоя, после чего наносились последующие слои с сушкой каждого слоя. Затем следовала заключительная термообработка образцов при температурах 750 и 800 °С. Для изготовления конденсаторной структуры формировались верхние электроды из никеля диаметром 300 мкм.

Морфологический анализ пленок исследовался методом растровой электронной микроскопии на установке HITACHI-4800. Спектры рентгеновской дифракции были получены на установке D8 ADVANCE фирмы «Bruker AXS».

Таблица 1. Формирование образцов с пленками титаната стронция и их характеристики

№ образца	Стабилизатор золя	Скорость центрифугирования, об/мин	Время и режимы обработки, мин	Число слоев	Температура отжига, °С	Толщина, нм
1	ацетон	3000	30 мин, одна высокотемпературная обработка (нанесение, сушка, нанесение,.....сушка, термообработка)	5	750	200
2	ацетон	2700	60 мин, две стадии (нанесение, сушка, отжиг 800 градусов, (нанесение, сушка, нанесение,сушка, термообработка)	5	800	250
3	ацетон	2700	60 мин, две стадии, аналогично образцу 2	6	750	280
4	ацетилацетон	1500	40 мин, две стадии, аналогично образцу 2	8	750	430

Результаты и их обсуждение

На рис. 1 представлены результаты анализа конденсаторных структур методом растровой электронной микроскопии (РЭМ). Изображения на рис. 1 приведены для пленок, полученных из золь с концентрацией 40 мг/мл. Толщина титаната стронция составляет приблизительно 280 и 430 нм для пятислойной и восьмислойной пленки соответственно.

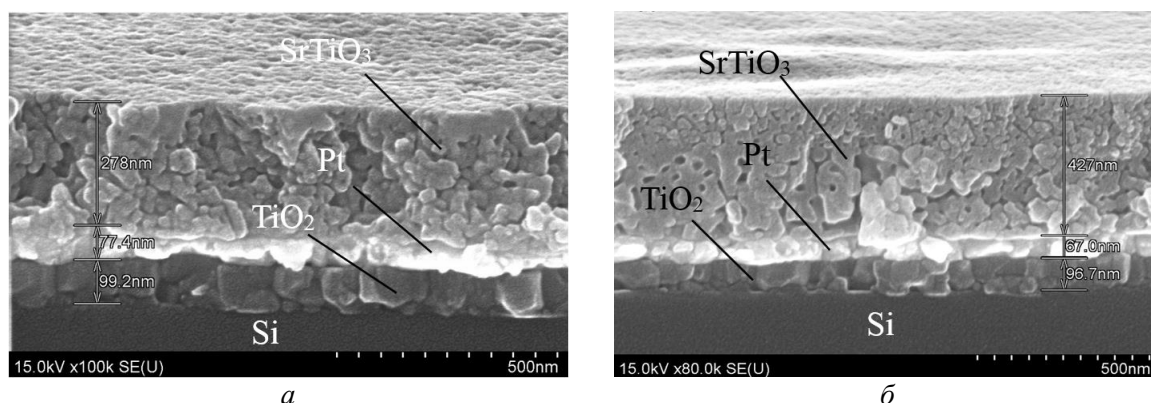


Рис. 1. РЭМ изображения пленок ксерогеля титаната стронция (образец № 4) на структуре кремний/титан/платина после двухстадийной термообработки при температуре 750 °С в течение 40 мин: *а* –пятислойная пленка ксерогеля; *б* – восьмислойная пленка ксерогеля

Полученные структуры, изображенные на рис. 1, использовались для изготовления пленочного конденсатора и измерения его характеристик. Емкость C и тангенс угла диэлектрических потерь ($\text{tg}\delta$) измерены с использованием измерителя RLC E7-20 на частоте 1 МГц. Значения диэлектрической проницаемости рассчитывались, исходя из толщины

диэлектрического слоя d и емкости конденсаторной структуры по формуле:

$$\varepsilon = \frac{C \cdot d}{\varepsilon_0 \cdot S}, \quad (1)$$

где $\varepsilon_0 = 8,85 \times 10^{-12}$ Ф/м, S – площадь конденсатора.

Результаты измерений емкости сформированных пленочных конденсаторов и вычисленных средних значений диэлектрической проницаемости ε и тангенса угла диэлектрических потерь ($\text{tg}\delta$) для сформированных конденсаторных структур представлены в таблице 2. Существенно, что при толщине пленки титаната стронция меньше 200 нм и длительности отжига 30 мин при температуре 750 °С (образец №1) конденсаторная структура не формируется. Полученный результат может быть обусловлен как шунтированием структуры, так и изменением проводимости титаната стронция. Для образцов конденсаторных структур № 2–4 полученные значения диэлектрической проницаемости лежат в пределах 150–190 и находятся в соответствии с известными ранее работами [2, 3]. В таблице приведены также значения среднеквадратического отклонения указанных величин, рассчитанное по формуле $\sigma = \sqrt{\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (x_i - \bar{x})^2}$, и число измеренных значений емкости конденсаторов (объем выборки) для каждого образца.

Таблица 2. Характеристики полученных конденсаторных структур

№ образца	Емкость, пФ	Диэлектрическая проницаемость, ε	Средне-квадратическое отклонение, $\sigma\varepsilon$	Тангенс угла диэлектрических потерь, $\text{tg}\delta$	Средне-квадратическое отклонение, $\sigma\text{tg}\delta$	n , объем выборки	Толщина, нм
1	–	–	–	–	–	–	200
2	589	186	10,7	0.08	0,035	5	250
3	413	153	12,3	0.06	0,011	16	280
4	335	190	32,3	0.1	0,036	7	430

Образцы, на которых удалось сформировать конденсаторы, исследовались методом рентгеновской дифракции. На рис. 2 представлена дифрактограмма пленки SrTiO_3 , сформированной при температуре 750 °С в течение 40 мин (образец № 4). Полученная дифрактограмма подтверждает наличие фазы титаната стронция.

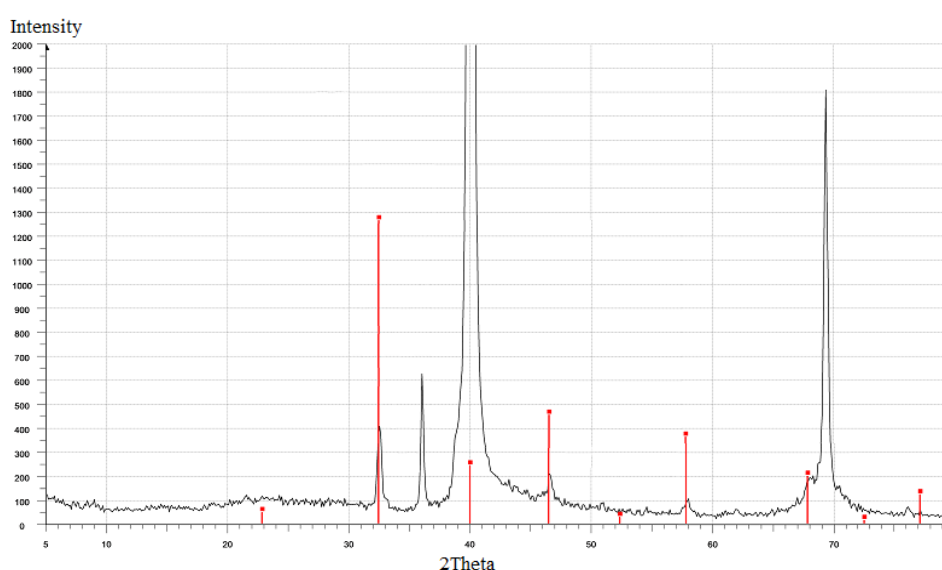


Рис. 2. Дифрактограмма восьмислойной пленки SrTiO_3 на структуре кремний/титан/платина, (образец № 4) после окончательной термообработки при температуре 750 °С

Заключение

Таким образом, разработана лабораторная технология получения золь для формирования пленок титаната стронция и изготовления конденсаторных структур на их основе. При толщине пленки титаната стронция меньше 200 нм и длительности отжига 30 мин при температуре 750 °С конденсаторная структура не формируется, что может быть вызвано как шунтированием структуры, так и изменением проводимости титаната стронция. При толщине титаната стронция 280 нм сформирована конденсаторная структура со значениями диэлектрической проницаемости $\epsilon = 153$ и тангенса угла диэлектрических потерь $\text{tg}\delta = 0,06$ для частоты 1 МГц. Сформированные конденсаторные структуры могут найти применение и для светоизлучающих электролюминесцентных приборов, принимая во внимание люминесценцию лантаноидов в ксерогелях оксида титана, легированных стронцием и тербием [4].

DIELECTRICAL CHARACTERISTICS OF CAPACITOR STRUCTURES ON THE BASIS OF SOL-GEL DERIVED STRONTIUM TITANATE FILMS

SOHRABI ANARAKI H., N.V. GAPONENKO, M.V. RUDENKO, S.M. ZAVADSKI,
D.A. GOLOSOV, A.F. GUK, V.V. KOLOS, A.N. PYATLITSKI, A.S. TURTSEVICH

Abstract

The thin film capacitors were formed on silicon. The capacitor is based on the strontium titanate multi-layer which was fabricated using the sol-gel method after heat treatment at the temperature 750 or 800 °C. The lower and upper electrodes were made from platinum and nickel accordingly. The average values of the dielectric permittivity, ϵ , and the loss factor, $\text{tg}\delta$, were found between 150–190 and 0,06–0,1 respectively. The standard deviation values of the mentioned characteristics were calculated.

Список литературы

1. *Fuentes S., Zarate R.A., Chavez E. et. al. // J. Mater. Sci. 2010. Vol. 45. P. 1448–1452.*
2. *Hofman W., Hoffmann S., Waster R. // Thin Solid Films. 1997. Vol. 305 P. 66–73.*
3. *Pontes F.M., Lee E.J.H., Leite E.R. et. al. // J. Mater. Sci. 2000. Vol. 35. P. 4783–4787.*
4. *Sohrabi Anaraki H., Gaponenko N.V., Rudenko M.V. et. al. // Докл. БГУИР. 2013. № 8 (78). С. 10–15.*
5. *Gaponenko N.V., Kortov V.S., Rudenko M.V. et. al. // J. of Applied Physics. 2012. Vol. 111. P. 103101–103107.*

УДК 621.391

ПРОСТРАНСТВЕННО-ОРИЕНТИРОВАННАЯ УГЛОВАЯ ЛОКАЛИЗАЦИЯ И ПАРАМЕТРИЗАЦИЯ РЕПЕРОВ НА ИЗОБРАЖЕНИЯХ

А.А. ЖУРАВЛЁВ, В.Ю. ЦВЕТКОВ

Поступила в редакцию 3 июня 2014

Предложен метод пространственно-ориентированной угловой локализации и параметризации реперов на изображениях, основанный на определении длин и углов пересечения прямых контурных линий с учетом их пространственной ориентации. Показано, что метод обеспечивает устойчивость идентификационных параметров реперов при изменении ориентации, масштаба, яркости, контраста, резкости и ракурса формирования изображения.

Ключевые слова: угловая параметризация реперов, угловая локализация реперов.

Введение

Локализация и параметризация реперов (характерных элементов) являются одними из центральных задач совмещения изображений. Для локализации и параметризации реперов широко используются методы SIFT (Scale Invariant Feature Transform) [1] и SURF (Speeded-Up Robust Features) [2], основанные на вычислении значений градиентных полей в окрестностях реперов на множестве разномасштабных представлений изображения. Использование точек в качестве реперов и градиентных полей в окрестностях этих точек обуславливает ряд недостатков и ограничивает область применения данных методов. Во-первых, градиентные поля в окрестности точечных реперов имеют определенные размеры и ориентацию и, поэтому, чувствительны к масштабированию и повороту изображения. Для обеспечения инвариантности идентификационных параметров реперов к масштабированию и повороту в методах SIFT и SURF используется многомасштабное представление изображений и определение ориентации градиентного поля, что требует существенных вычислительных ресурсов, особенно на этапе локализации реперов. Другие элементы изображений, подходящие для использования в качестве реперов, такие как линии и сегменты, имеют определенную ориентацию и соотношение размеров, что обеспечивает инвариантность их параметров к масштабированию и повороту изображения. Во-вторых, при изменении яркости, контраста, резкости и ракурса формирования изображения точки, представленные их градиентными полями, уступают по вероятности и стабильности локализации другим элементам изображений, таким как линии и сегменты, хорошо сохраняющим свои характерные признаки даже при значительных искажениях изображений [3]. Данные недостатки обуславливают необходимость разработки новых методов локализации и параметризации реперов, основанных на использовании более стабильных элементов изображений в качестве реперов.

Целью работы является разработка метода локализации и параметризации реперов в точках пересечения прямых контурных линий, обеспечивающего стабильность идентификационных параметров реперов при изменении масштаба, ориентации, яркости, контраста, резкости и ракурса формирования изображения.

Метод пространственно-ориентированной угловой локализации и параметризации реперов на изображениях

Предлагается метод пространственно-ориентированной угловой локализации и параметризации реперов (ARCP – Angular Range of Crossing Points) в точках пересечения прямых

контурных линий, основанный на определении длин и углов пересечения прямых контурных линий с учетом их пространственной ориентации. Сущность метода состоит в определении угловых ориентаций прямых контурных линий относительно доминирующей ориентации, локализации реперов в точках пересечения прямых контурных линий и использовании длин и углов пересечения прямых контурных линий с учетом их пространственных ориентаций в качестве идентификационных параметров реперов. Метод обеспечивает инвариантность идентификационных параметров реперов к повороту и масштабированию изображения и их устойчивость к изменению яркости, контраста, резкости и ракурса формирования изображения за счет использования прямых контурных линий, имеющих стабильные локализацию, ориентацию и соотношение размеров.

Исходными данными для угловой параметризации реперов является множество $\{P_L(n)\}_{(n=0, N_L-1)}$ идентификационных параметров прямых контурных линий изображения, состоящее из идентификаторов $P_L(n) = \{(y_1(n), x_1(n)), (y_2(n), x_2(n))\}$, каждый из которых включает координаты $(y_1(n), x_1(n))$ и $(y_2(n), x_2(n))$ концов n -ой прямой контурной линии, удовлетворяющие условиям $b < y_i(n) < Y - b$ и $b < x_i(n) < X - b$ при $i = 1, 2$, где N_L – количество прямых контурных линий в области угловой параметризации реперов на изображении; Y, X – размеры изображения по вертикали и горизонтали; $b < \min(\lfloor Y/2 \rfloor, \lfloor X/2 \rfloor)$ – число пикселей, ограничивающих область угловой параметризации реперов на изображении; $\min(\cdot)$ – операция выбора минимального из двух значений; $\lfloor \cdot \rfloor$ – операция округления до ближайшего целого с недостатком.

Алгоритм, реализующий метод угловой параметризации реперов, состоит из следующих шагов.

1. Определение угловых ориентаций прямых контурных линий изображения. Для каждой n -ой прямой контурной линии, задаваемой параметрами из множества $\{P_L(n)\}_{(n=0, N_L-1)}$, определяется угол $\alpha(n)$ ее наклона (угловая ориентация) относительно нижней границы изображения с помощью выражения

$$\alpha(n) = \arctan(|y_1(n) - y_2(n)| / |x_1(n) - x_2(n)|), \quad (1)$$

где $|\cdot|$ – операция по модулю.

2. Построение фазовой гистограммы прямых контурных линий изображения. Формируется фазовая матрица $D_P = \|d_P(\varphi)\|_{(\varphi=0, N_\varphi-1)}$ распределения вероятностей угловых ориентаций прямых контурных линий изображения, значения элементов $d_P(\varphi)$ которой определяют количества прямых контурных линий с угловыми ориентациями $\varphi(180/N_\varphi)$, где φ – индекс элемента фазовой матрицы; N_φ – число элементов в фазовых матрицах, определяющее точность учета угловых ориентаций прямых контурных линий. Для расчета индексов φ элементов фазовой матрицы используется выражение

$$\varphi = \lfloor \alpha(n) / N_\varphi \rfloor \text{ при } n = \overline{0, N_L - 1}. \quad (2)$$

Графическим отображением фазовой матрицы D_P является фазовая гистограмма, показывающая статистику угловых ориентаций прямых контурных линий на изображении. В качестве примера на рис. 1 приведены изображение и его фазовая гистограмма.

3. Определение доминирующей угловой ориентации прямых контурных линий изображения. Находится максимальный элемент фазовой матрицы D_P . Индекс φ_{MAX} максимального элемента указывает на доминирующую угловую ориентацию α_D прямых контурных линий, определяемую с помощью выражения

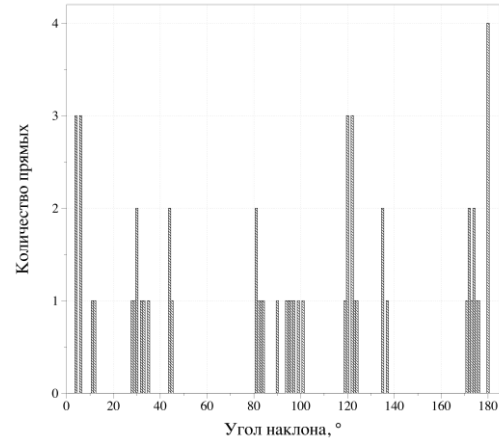
$$\alpha_D = \varphi_{MAX} (180 / N_\varphi). \quad (3)$$

4. Переопределение угловых ориентаций прямых контурных линий относительно доминирующей угловой ориентации. Для каждой n -ой прямой контурной линии с угловой ориентацией $\alpha(n)$ вычисляется нормированная угловая ориентация $\bar{\alpha}(n)$ относительно доминирующей угловой ориентации α_D с помощью выражения

$$\bar{\alpha}(n) = \alpha(n) - \alpha_D \text{ при } n = \overline{0, N_L - 1}. \quad (4)$$



a



б

Рис. 1. Статистика угловых ориентаций прямых контурных линий изображения: *a* – тестовое изображение; *б* – фазовая гистограмма прямых контурных линий

5. Локализация реперов в точках пересечения прямых контурных линий. Для каждой бесконечной прямой, соответствующей прямой контурной линии с нормированной угловой ориентацией $\bar{\alpha}(n)$, определяются координаты $(y_C(n, m), x_C(n, m))$ реперов в точках пересечения с бесконечными прямыми, соответствующими прямым контурным линиям с нормированными угловыми ориентациями $\bar{\alpha}(m)$. Для управления точностью и скоростью локализации реперов значения нормированных угловых ориентаций $\bar{\alpha}(n)$ и $\bar{\alpha}(m)$ ограничиваются условиями

$$0 \leq \bar{\alpha}(n) < 90 - \alpha_S, \quad (5)$$

$$\text{mod}_{180}(\bar{\alpha}(n) + 90 - \alpha_S) \leq \bar{\alpha}(m) \leq \text{mod}_{180}(\bar{\alpha}(n) + 90 + \alpha_S), \quad (6)$$

где α_S – угол, определяющий сектор с угловым размером $2\alpha_S$, в котором отыскиваются пересекающиеся прямые; $\text{mod}_{180}(\cdot)$ – операция по модулю 180.

Значение α_S выбирается исходя из требуемой точности локализации и допустимого времени на локализацию реперов. Увеличение α_S приводит к увеличению числа реперов, времени и средней точности их локализации за счет увеличения числа пересекающихся прямых.

6. Угловая параметризация реперов. Для каждого репера с координатами $(y_C(n, m), x_C(n, m))$ формируется набор $\{\alpha_L(n, m), \alpha_C(n, m), R_L(n, m), R_C(n, m)\}$ идентификационных параметров, включающий угловую ориентацию $\alpha_L(n, m)$ n -ой прямой контурной линии, угол $\alpha_C(n, m)$ пересечения бесконечных прямых, соответствующих n -ой и m -ой прямым контурным линиям, нормированное расстояние $R_L(n, m)$ от конца n -ой прямой контурной линии до репера, нормированное расстояние $R_C(n, m)$ от конца m -ой прямой контурной линии до репера, которые вычисляются с помощью выражений

$$\alpha_L(n, m) = \bar{\alpha}(n), \quad (7)$$

$$\alpha_C(n, m) = \text{mod}_{180}(\bar{\alpha}(n) - \bar{\alpha}(m)), \quad (8)$$

$$R_L(n, m) = L(n) / \max(L_1(n, m), L_2(n, m)), \quad (9)$$

$$R_C(n, m) = L(m) / \max(L_1(m, n), L_2(m, n)), \quad (10)$$

где $L(n) = \sqrt{(y_1(n) - y_2(n))^2 + (x_1(n) - x_2(n))^2}$, $L(m) = \sqrt{(y_1(m) - y_2(m))^2 + (x_1(m) - x_2(m))^2}$ – длины пересекающихся прямых контурных линий; $L_1(n, m) = \sqrt{(y_1(n) - y_C(n, m))^2 + (x_1(n) - x_C(n, m))^2}$, $L_2(n, m) = \sqrt{(y_C(n, m) - y_2(n))^2 + (x_C(n, m) - x_2(n))^2}$, $L_1(m, n) = \sqrt{(y_1(m) - y_C(n, m))^2 + (x_1(m) - x_C(n, m))^2}$, $L_2(m, n) = \sqrt{(y_C(n, m) - y_2(m))^2 + (x_C(n, m) - x_2(m))^2}$ – расстояния от концов отрезков до точек пересечения прямых контурных линий; $\max(\cdot)$ – операция выбора максимального из двух значений.

7. Отбор уникальных реперов. Для исключения ошибок идентификации при совмещении изображений в качестве реперов могут использоваться те, идентификационные параметры которых удовлетворяют условию

$$\forall \alpha_L(n, m) \exists \alpha_L(n, k) ((\alpha_C(n, m) = \alpha_C(n, k)) \wedge (R_L(n, m) = R_L(n, k)) \wedge (R_C(n, m) = R_C(n, k))) \quad (11)$$

при $n = 0, N_L - 1, m \neq k$.

8. Ранжирование уникальных реперов. В зависимости от взаимного положения и длин двух прямых контурных линий уникальные реперы, локализуемые в точках пересечения бесконечных прямых, которым принадлежат рассматриваемые прямые контурные линии, могут быть ранжированы с присвоением ранга $G(n, m)$, устанавливающим приоритет выбора реперов для идентификации при совмещении изображений в порядке убывания значений. Ранг $G(n, m)$ вычисляется с помощью выражения

$$G(n, m) = \begin{cases} 1 & \text{при } L_1(n, m) + L_2(n, m) = L(n), \\ 2 & \text{при } (L_1(n, m) + L_2(n, m) > L(n)) \wedge (b < y_C(n, m) < Y - b) \wedge (b < x_C(n, m) < X - b), \\ 3 & \text{при } (L_1(n, m) + L_2(n, m) > L(n)) \wedge ((y_C(n, m) \leq b) \vee (y_C(n, m) \geq Y - b) \vee \\ & \vee (x_C(n, m) \leq b) \vee (x_C(n, m) \geq X - b)), \end{cases} \quad (12)$$

где $G(n, m) = 1$ – определяет реперы, локализуемые в точках пересечения прямых контурных линий (рис. 2, а); $G(n, m) = 2$ – определяет реперы, локализуемые в пределах области угловой параметризации реперов в точках пересечения прямых, которым принадлежат непересекающиеся прямые контурные линии (рис. 2, б); $G(n, m) = 3$ – определяет реперы, локализуемые за пределами области угловой параметризации реперов в точках пересечения прямых, которым принадлежат непересекающиеся прямые контурные линии.



Рис. 2. Ранжирование уникальных реперов: а – реперы с рангом 1; б – реперы с рангом 2

9. Формирование реперных идентификаторов. Каждому уникальному реперу, локализованному на шаге 7 и ранжированному на шаге 8 алгоритма, ставится в соответствие

элемент множества $P_R = \{p_R(i)\}_{(i=0, N_R-1)}$ реперных идентификаторов, где N_R – число локализованных на изображении уникальных реперов; $p_R(i) = \{\hat{G}(i), \hat{\alpha}_L(i), \hat{\alpha}_C(i), \hat{R}_L(i), \hat{R}_C(i), \hat{y}(i), \hat{x}(i)\}$ – реперный идентификатор, состоящий из параметров $\hat{G}(i) = G(n, m)$, $\hat{\alpha}_L(i) = \alpha_L(n, m)$, $\hat{\alpha}_C(i) = \alpha_C(n, m)$, $\hat{R}_L(i) = R_L(n, m)$, $\hat{R}_C(i) = R_C(n, m)$, $y_C(i) = y_C(n, m)$, $x_C(i) = x_C(n, m)$ при $n \in [0, N_L - 1]$, $m \in [0, N_L - 1]$, $n \neq m$.

Сформированные в результате выполнения данного алгоритма реперные идентификаторы $p_R(i) = \{\hat{G}(i), \hat{\alpha}_L(i), \hat{\alpha}_C(i), \hat{R}_L(i), \hat{R}_C(i), \hat{y}(i), \hat{x}(i)\}$ позволяют идентифицировать соответствующие реперы на двух перекрывающихся изображениях. Это может быть сделано, например, с помощью метода RANSAC [4] или другого аналогичного метода. Параллакс, возникающий при изменении ракурса формирования изображения, может быть учтен за счет определения допустимого разброса значений для параметров $\hat{\alpha}_L(i)$, $\hat{\alpha}_C(i)$, $\hat{R}_L(i)$, $\hat{R}_C(i)$.

Оценка эффективности пространственно-ориентированной угловой параметризации реперов

Для оценки эффективности предложенного метода локализации и параметризации реперов произведено его сравнение с методами SURF/RANSAC. В качестве критериев эффективности использованы устойчивость идентификационных параметров реперов к изменению яркости и контраста изображения.

Оценка устойчивости идентификационных параметров реперов получена на основе вычисления значений числа сохраненных реперов при различных значениях яркости и контраста изображения.

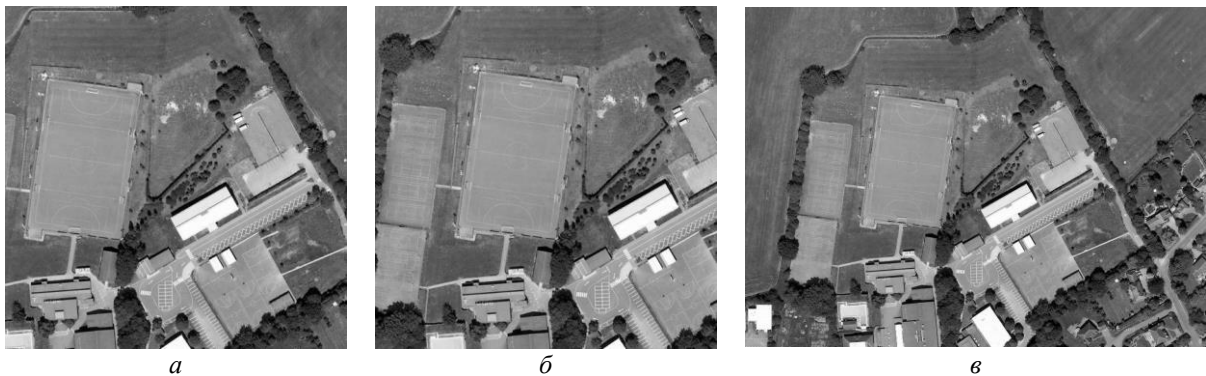


Рис. 3. Тестовые изображения:

а – прогнозируемый кадр; б – опорный кадр; в – фрагмент фотоплана

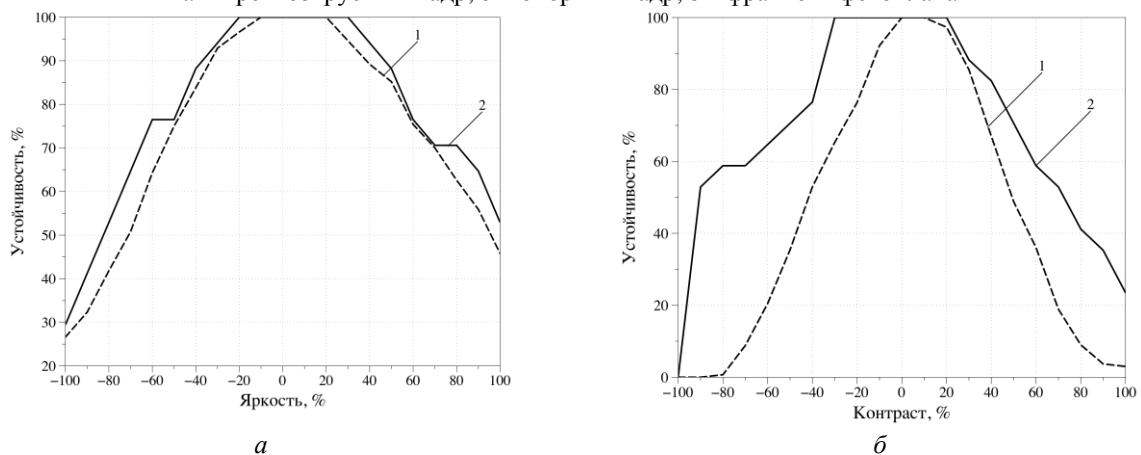


Рис. 4. Устойчивость к изменению: а – яркости; б – контраста; 1 – SURF/RANSAC, 2 – ARCP

В результате эксперимента над тестовыми изображениями (рис. 3), установлено, что при изменении яркости в пределах от -90 до -50 %, а также от 75 до 90 % предложенный

метод примерно на 8 % более устойчив по сравнению с методами SURF/RANSAC (рис. 4). При изменении контраста изображения в пределах от –100 до –20 % и от 40 до 100 % предложенный метод обеспечивает выигрыш в устойчивости на 25–55 % и 15–30 % соответственно по сравнению с SURF/RANSAC.

Экспериментально установлено, что локализация, параметризация и идентификация реперов на изображении на компьютере (процессор Intel i5 2,27 ГГц) в среде MatLab 2012b с использованием предложенного метода составляет 0,74 с, что на 20 % быстрее по сравнению с методами SURF/RANSAC (время локализации, параметризации и идентификации 0,89 с).

Заключение

Предложен метод пространственно-ориентированной угловой локализации и параметризации реперов на изображении, ориентированный на применение в условиях изменения яркости и контраста изображения. Сущность метода состоит в определении угловых ориентаций прямых контурных линий относительно доминирующей ориентации изображения, локализации реперов в точках пересечения прямых контурных линий и использовании длин и углов пересечения прямых контурных линий с учетом их пространственных ориентаций в качестве идентификационных параметров реперов. Показано, что при изменении яркости изображения в пределах от –90 до –50 % и от 75 до 90 % предложенный метод обеспечивает увеличение устойчивости на 8 % по сравнению с методами SURF/RANSAC. При изменении контраста изображения в пределах от –100 до –20 % и от 40 до 100 % предложенный метод обеспечивает повышение устойчивости на 25–55 % и 15–30 % соответственно по сравнению с методами SURF/RANSAC. Выигрыш предложенного метода в быстродействии на 20 % по сравнению с известными методами SURF/RANSAC достигается за счет уменьшения вычислительной сложности.

DIMENSIONAL ORIENTED ANGULAR LOCALIZATION AND PARAMETERIZATION

A.A. ZHURAVLYOV, V.Yu. TSVIATKOU

Abstract

A method of dimensional oriented angular localization and parameterization is proposed. The method based on detection of lengths and angles of crossings of straight contour lines uses dimensional orientation. This method ensures the stability of identification parameters of reference points when the orientation, scale, brightness, contrast, sharpness are changes.

Список литературы

1. *Lowe D.G.* // International Journal of Computer Vision. 2004. Vol. 60, № 2. P. 91–110.
2. *Bay H.* // Computer Vision and Image Understanding. 2008. Vol. 110, № 3. P. 346–359.
3. *Журавлев А.А., Цветков В.Ю.* // Тез. докл. 5-й Международ. научн. конф. по военно-техническим проблемам, проблемам обороны и безопасности, использованию технологий двойного применения. Минск, 25–26 мая 2011 г. С. 112–114.
4. *Fischler M.A., Bolles R.C.* // Communications of the ACM. 1981. Vol. 24 (6). P. 381–395.

УДК 621.383.92

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ОДНОКВАНТОВОЙ РЕГИСТРАЦИИ ДЛЯ СИСТЕМ ПЕРЕДАЧИ КОНФИДЕНЦИАЛЬНОЙ ИНФОРМАЦИИ ПО ВОЛОКОННО-ОПТИЧЕСКИМ ЛИНИЯМ СВЯЗИ

И.Р. ГУЛАКОВ, А.О. ЗЕНЕВИЧ, А.М. ТИМОФЕЕВ, А.Г. КОСАРИ

*Высший государственный колледж связи
Ф. Скорины, 8/2, г. Минск, 220114, Республика Беларусь*

Поступила в редакцию 6 мая 2014

На основе созданной системы одноквантовой регистрации оптического излучения предложена система передачи и приема конфиденциальных данных по волоконно-оптической линии связи. Применительно к такой системе связи экспериментально обоснован выбор двух длин волн излучения, одна из которых используется для передачи информации, а вторая – для синхронизации времени передачи и приема информации и обнаружения несанкционированного доступа к информации, создаваемого посредством макроизгибов оптического волокна. Установлены оптимальные значения мощностей оптического излучения, при которых удалось обеспечить наиболее высокую скорость передачи конфиденциальной информации и, вместе с тем, наиболее эффективно обнаруживать возможные каналы утечки этой информации.

Ключевые слова: одноквантовая система регистрации, макроизгиб оптического волокна, канал утечки информации, лавинный фотоприемник.

Введение

В последние годы в современных сетях связи для передачи данных преимущественно используют волоконно-оптические линии связи, поскольку они обладают достаточно большой скоростью передачи информации (СПИ) [1]. Одной из важнейших задач, решаемых при разработке современных систем волоконно-оптической связи, является обеспечение конфиденциальности передаваемых данных. Для формирования канала утечки информации наиболее часто создают макроизгибы оптического волокна (ОВ) [2]. При определенной величине макроизгиба ОВ на границе раздела сердцевина-оболочка угол падения оптической волны становится меньше предельного угла, и в месте макроизгиба создается побочное излучение, в результате чего может осуществляться несанкционированный съём передаваемой информации. В настоящее время разработан ряд способов и устройств для обнаружения таких каналов утечки информации, как, например [3–5], однако они малоэффективны, когда осуществляется несанкционированный забор не более десяти фотонов оптического излучения из каждого бита передаваемой информации. В этих случаях для передачи конфиденциальной информации следует использовать оптические импульсы малой мощности, для формирования и регистрации которых применяют одноквантовые системы передачи и приема как наиболее чувствительные [6], однако до настоящего времени отсутствуют исследования таких систем по определению длин волн и мощностей передаваемых оптических сигналов, при которых обеспечивается конфиденциальность передаваемых данных за счет обнаружения каналов утечки информации, сформированных макроизгибами ОВ. В связи с этим целью данной работы являлось предложить одноквантовую систему передачи и приема конфиденциальных данных по волоконно-оптической линии связи и применительно к такой системе обосновать выбор длин волн и мощностей передаваемых оптических сигналов, обеспечивающих конфиденциальность передаваемых данных за счет обнаружения каналов утечки информации, сформированных макроизгибами ОВ.

Описание установки и методики эксперимента

Структурная схема установки для передачи и приема конфиденциальных данных по волоконно-оптической линии связи представлена на рис. 1.

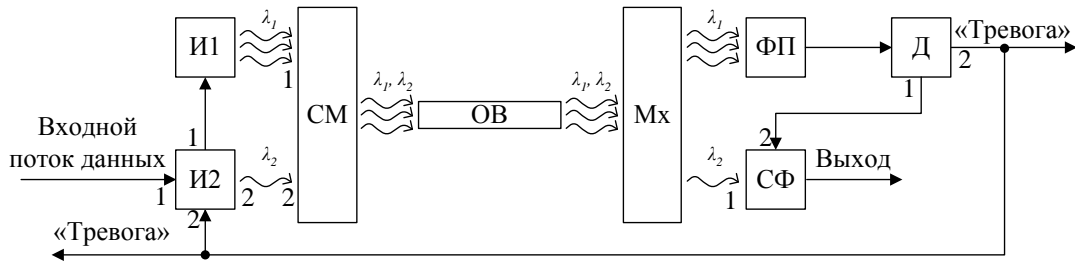


Рис. 1 Структурная схема установки для передачи и приема конфиденциальных данных по волоконно-оптической линии связи: И1 и И2 – источники оптического излучения, СМ – оптический смеситель, ОВ – оптическое волокно, Мх – монохроматор, ФП – фотоприемник; СФ – счетчик фотонов; Д – амплитудный дискриминатор

Принцип работы этой установки заключается в том, что источник оптического излучения И1 с длиной волны λ_1 передает синхроимпульсы, а источник оптического излучения И2 с длиной волны λ_2 используется для передачи данных при помощи импульсов малой мощности. Оптические излучения от источников И1 и И2 поступают на оптический смеситель СМ, после чего направляются в оптическое волокно ОВ. С выхода оптического волокна излучения подаются на монохроматор Мх, который разделяет оптические излучения в зависимости от длины волны. Излучение с длиной волны λ_1 направляется на фотоприемник ФП, а излучение с длиной волны λ_2 подается на счетчик фотонов СФ.

Синхроимпульсы применяются для синхронизации работы счетчика фотонов СФ и источника И2, по аналогии как это сделано при помощи электрических импульсов в работе [7]. Синхронизация работы счетчика фотонов СФ и источника И2 осуществляется при помощи фотоприемника ФП и амплитудного дискриминатора Д. Фотоприемник ФП регистрирует синхроимпульсы от источника И1. Электрические импульсы с выхода ФП поступают на вход амплитудного дискриминатора Д, который сравнивает их амплитуду с некоторым заранее заданным значением. Если амплитуда синхроимпульса превышает заданное значение, то на первом выходе Д формируются импульсы стандартной амплитуды и длительности, которые поступают на второй вход счетчика фотонов СФ, управляя его работой. Счетчик фотонов СФ регистрирует оптическое излучение только при наличии управляющих импульсов на его втором входе. В случае, когда амплитуда синхроимпульса, поступающего на вход Д, не превышает заданное значение, импульсы на первом выходе Д отсутствуют, а на его втором выходе формируется сигнал тревоги, подаваемый на второй вход источника оптического излучения И2, как показано на рис. 1, и передача и прием информации прекращаются.

Поступающая входная последовательность данных, состоящая из двоичных символов «0» и «1», подается на первый вход источника оптического излучения И2. При отсутствии сигнала «Тревога» на втором входе И2 и наличии на первом входе И2 символа («0» или «1») на первом выходе И2 формируются электрические импульсы, а на втором – оптические при передаче символов «1»; при передаче символов «0» оптические импульсы на втором выходе И2 отсутствуют. Электрические импульсы с первого выхода И2 поступают на вход источника оптического излучения И1. Источник И1 формирует оптическое излучение при наличии на его входе электрических импульсов. В результате на выходе И1 формируется оптическое излучение при передаче символа («0» или «1»).

При передаче символа «1» на втором выходе И2 формируются маломощные оптические импульсы. Следовательно, несанкционированному пользователю для перехвата информации необходимо создать такой макроизгиб ОВ, при котором из каждого передаваемого оптического импульса изымается не менее одного фотона. В зависимости от общего количества фотонов в одном импульсе при несанкционированном изъятии из каждого такого импульса одного фотона доля потерь мощности будет различна. Например, несанкционированное изъятие из каждого передаваемого оптического импульса одного фотона эквивалентно потере 1 % или 10 % мощности передаваемого оптического импульса, если маломощный импульс на передающей

стороне содержал 100 или 10 фотонов соответственно. Потерю 1 % от передаваемой мощности обнаружить сложнее, чем потерю 10 % от передаваемой мощности. Потеря 10 % от передаваемой мощности достаточно просто может быть обнаружена при помощи мощных оптических синхроимпульсов: при наличии макроизгиба ОВ контролируемая амплитуда синхроимпульса становится меньше некоторого заданного значения, что позволяет выявить наличие несанкционированного доступа к информации и прекратить ее передачу и прием.

В качестве объектов исследования использовались: установка для передачи конфиденциальной информации, описанная выше, лавинный фотодиод ФД-115Л, лавинные фотоприемники (ЛФП) со структурой металл-резистивный слой-полупроводник и n^+p-p^+ , а также серийно выпускаемое оптическое волокно G.652.

Общая длина ОВ составляла 398 м. Макроизгиб формировался на расстоянии 198 м от источника оптического излучения; в процессе проведения эксперимента это расстояние не изменялось. Для создания макроизгибов ОВ использовались цилиндры различных диаметров D , на которых формировался один виток ОВ. Вероятность потери оптического сигнала в оптическом волокне рассчитывалась по формуле:

$$P_{pot} = 1 - 10^{(p_D - p_\infty)/10}, \quad (1)$$

где p_D и p_∞ – опорная мощность оптического сигнала на выходе ОВ при диаметре макроизгиба D и при отсутствии макроизгиба соответственно.

Опорная мощность p вычислялась по формуле:

$$p = 10 \lg(P/1 \text{ мВт}), \quad (2)$$

где P – абсолютная мощность оптического сигнала.

Длина волны оптического излучения источников И1 и И2 изменялась в диапазоне от 850 до 1625 нм. Из этого диапазона для проведения экспериментальных исследований выбраны длины волн оптического излучения, которые в современных системах связи наиболее часто используются для передачи данных: 850, 1310, 1490, 1550 и 1625 нм [8]. Для измерения абсолютной мощности оптического сигнала использовался оптический тестер ОТ-2-8. Из работы [6] известно, что при комнатных температурах вероятность образования темновых импульсов в фотоприемнике достаточно большая, но при уменьшении температуры эта вероятность уменьшается. Темновые импульсы возникают в фотоприемнике в отсутствие оптического излучения и приводят к увеличению вероятности ошибочной регистрации данных, поэтому их число стремятся уменьшить. В этой связи для проведения экспериментальных исследований выбраны температуры $T_1 = 300$ К и $T_2 = 263$ К. Температура T_1 соответствует комнатной, а T_2 достаточно просто реализуется при помощи термоэлектрического холодильника на эффекте Пельтье.

Экспериментальные результаты и их обсуждение

Для оценки влияния диаметра макроизгиба ОВ на величину потерь мощности передаваемого оптического излучения выполнены исследования зависимости P_{pot} от диаметра макроизгиба ОВ для различных длин волн оптического излучения, результаты которых представлены на рис. 2.

Из полученных зависимостей следует, что вероятность потери оптического сигнала в ОВ тем меньше, чем больше диаметр D . Для всех исследуемых длин волн оптического излучения при диаметре макроизгиба больше 100 мм величина P_{pot} равнялась вероятности потери мощности оптического излучения в отсутствие макроизгиба ОВ. Наиболее сильная зависимость $P_{pot}(D)$ наблюдалась для длины волны оптического излучения 1625 нм, а наименьшая – для длины волны оптического излучения 850 нм. Это подтверждается приведенной на рис. 3 зависимостью отношения $\Delta P_{pot}/\Delta D$ от длины волны оптического излучения.

Величина ΔP_{pot} рассчитывалась как разность между вероятностью потери мощности оптического излучения в ОВ при диаметре макроизгиба ОВ 60 мм и вероятностью потери мощности оптического излучения в ОВ при диаметре макроизгиба ОВ $D = 5$ мм.

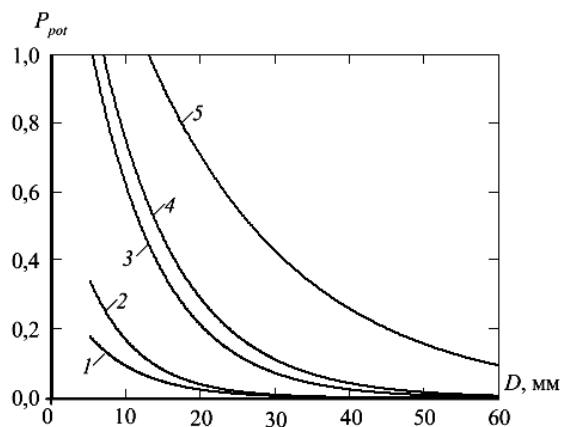


Рис. 2. Зависимость вероятности потерь оптического сигнала от диаметра макроизгиба ОВ; длина волны оптического излучения: 1 – 850 нм; 2 – 1310 нм; 3 – 1490 нм; 4 – 1550 нм; 5 – 1625 нм

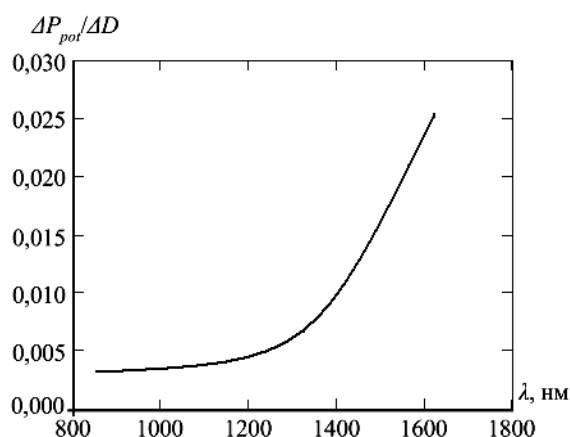


Рис. 3 Зависимость отношения $\Delta P_{pot}/\Delta D$ от длины волны оптического излучения

Такие значения выбраны как крайние из исследуемого диапазона значений D . Отметим, что при $D < 5$ мм достаточно высока вероятность излома ОВ, а при $D > 60$ мм для всех длин волн оптического излучения, за исключением 1625 нм, зависимости $P_{pot}(D)$ практически не изменялись (см. рис. 2, кривые 1–4). Величина $\Delta D = 55$ мм и по модулю равнялась разности между выбранными крайними значениями D .

Из полученных зависимостей, представленных на рис. 2 и 3, следует, что для передачи конфиденциальной информации целесообразно использовать оптическое излучение с длиной волны 850 нм, а для определения наличия макроизгиба ОВ и передачи синхроимпульсов – 1625 нм.

Согласно [9], СПИ по оптическому каналу связи, содержащему в качестве приемного модуля счетчик фотонов, зависит от мощности оптического излучения. С увеличением мощности оптического излучения увеличивается скорость передачи информации при постоянном значении длительности времени передачи бита информации. Увеличение СПИ с ростом мощности оптического излучения ограничивается быстродействием счетчика фотонов, то есть наличием у ЛФП, работающих в режиме одноквантовой регистрации, мертвого времени [6]. Однако для обеспечения конфиденциальности передаваемых данных необходимо понижать мощность оптического излучения, используемого для передачи информации. Поэтому необходимо найти оптимум между скоростью передачи информации и возможностью обеспечения конфиденциальности передаваемых данных.

В таблице представлены характеристики хорошо зарекомендовавших себя в режиме одноквантовой регистрации ЛФП, чувствительных к оптическому излучению с длиной волны 850 нм. С учетом средней длительности передачи одного бита информации в таблице приведены рассчитанные по методике, описанной в [9], значения максимальной скорости передачи информации по волоконно-оптическому каналу связи, содержащему в качестве приемного модуля счетчик фотонов.

**Характеристики исследуемой системы передачи конфиденциальной информации
по волоконно-оптической линии связи**

Сравниваемые параметры	Тип лавинного фотоприемника					
	Лавинный фотодиод ФД-115Л		Структура металл-резистивный слой-полупроводник		Лавинный фотоприемник со структурой $n^+p\text{-}\pi\text{-}p^+$	
Рабочая температура фоточувствительного слоя ЛФП, К	300	263	300	263	300	263
Пороговая мощность СФ, 10^{-14} Вт	0,8	0,2	1,0	1,0	0,7	0,1
Мощность оптического сигнала с длиной волны $\lambda_1 = 850$ нм, подаваемого на вход СФ для обеспечения максимальной СПИ, 10^{-12} Вт	1,9	1,6	1,9	1,9	1,9	1,9
Максимальный динамический диапазон СФ, дБ	30	31	28	30	29	30
Квантовая эффективность регистрации СФ, %	3,0	10	1,0	8,0	2,0	12
Скорость счета темновых импульсов СФ, 10^4 с $^{-1}$	1,00	0,90	3,00	0,10	0,80	0,07
Длительность мертвого времени СФ, мкс	1,0	1,0	1,1	1,1	1,0	1,0
Средняя длительность бита (символа), мкс	8	3	24	3	12	2
Максимальная СПИ при отсутствии макроизгиба, Кбит/с	50	130	10	130	30	190
Параметры макроизгиба ОВ:						
– диаметр, мм;	23	16	32	16	26	13
– вероятность потери оптического сигнала с длиной волны $\lambda_1 = 850$ нм;	0,015	0,039	0,005	0,039	0,010	0,059
– вероятность потери оптического сигнала с длиной волны $\lambda_2 = 1625$ нм	0,59	0,84	0,39	0,84	0,51	0,98

Наибольшее значение СПИ рассматриваемого канала связи, обеспечивающего конфиденциальность передаваемых данных, удалось получить при использовании в качестве приемного модуля счетчика фотонов, построенного на базе ЛФП со структурой $n^+p\text{-}\pi\text{-}p^+$ при его рабочей температуре 263 К.

Заключение

Установлено, что, в сравнении с другими исследуемыми длинами волн, наибольшей чувствительностью к макроизгибам ОВ обладает оптическое излучение с длиной волны 1625 нм, которое целесообразно использовать для передачи синхроимпульсов и обнаружения несанкционированного доступа к передаваемой информации. Непосредственно передавать данные по волоконно-оптической линии связи следует на длине волны оптического излучения 850 нм, поскольку в этом случае конфиденциальность передаваемой информации будет выше, чем при использовании других длин волн из числа исследуемых. Это обусловлено тем, что на длине волны оптического излучения 850 нм наименьшая вероятность потери оптического излучения, поэтому возможный несанкционированный доступ, осуществляемый посредством макроизгиба ОВ, может привести к утечке наименьшего количества информации.

Получено, что наибольшее значение СПИ рассматриваемого канала связи, обеспечивающего конфиденциальность передаваемых данных, достигается при использовании в качестве приемного модуля счетчика фотонов, построенного на базе лавинного фотоприемника со структурой $n^+p\text{-}\pi\text{-}p^+$ при его рабочей температуре 263 К.

Работа выполнена при поддержке Белорусского республиканского фонда фундаментальных исследований (договоры № Т13-018, № Т14М-130).

USING OF SINGLE-QUANTUM REGISTRATION FOR CONFIDENTIAL INFORMATION TRANSMISSION SYSTEMS OVER FIBER-OPTIC COMMUNICATION LINES

I.R. GULAKOV, A.O. ZENEVICH, A.M. TIMOFEEV, A.G. KOSARI

Abstract

The system for transmission and reception of confidential information over fiber-optic communication line on the basis of created single-quantum registration system of optical radiation has

been suggested. With regard to such a communication system two types of optical wavelengths have been experimentally justified. One type of optical wavelength is used for information transfer and the second one for time synchronization of information transmission and reception, as well as for detection of unauthorized access to information, created with optical fiber macrobends. Optimal values of optical power, which allowed to provide the highest confidential information data rate and detect more effectively possible data loss channels have been established.

Список литературы

1. *Олифер В.Г.* Компьютерные сети. Принципы, технологии, протоколы: учебник для вузов. СПб., 2012.
2. *Булавкин И.А.* // Вестник связи. 2008. № 3. С. 54–58.
3. *Ивченко С.Н., Шубин В.В.* Способ защиты информации от несанкционированного доступа в волоконно-оптических линиях связи / Патент РФ 2110894.
4. *Ивченко С.Н., Овечкин С.И., Шубин В.В.* Способ обнаружения медленного вывода оптического излучения через боковую поверхность волоконно-оптической линии связи / Патент РФ №2251810.
5. *Шубин В.В.* Способ обнаружения участков волоконно-оптической линии передачи с повышенным боковым излучением / Патент РФ №2252405.
6. *Гулаков И.Р., Зеневич А.О.* Фотоприемники квантовых систем: монография. Минск, 2012.
7. *Зеневич А.О., Комаров С.К., Тимофеев А.М.* // Электросвязь. 2010. № 10. С. 14–16.
8. *Дмитриев С.А.* Волоконно-оптическая техника: современное состояние и новые перспективы. М., 2010.
9. *Гулаков И.Р., Зеневич А.О., Комаров С.К.* // Докл. БГУИР. 2009. № 8 (46). С. 22–27.

УДК 666.1.056. 2

ВЛИЯНИЕ ХИМИЧЕСКОГО ОСАЖДЕНИЯ НИКЕЛЯ ИЗ ВОДНЫХ РАСТВОРОВ НА ХАРАКТЕРИСТИКИ ОТРАЖЕНИЯ И ОСЛАБЛЕНИЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ИЗЛУЧЕНИЯ ПОЛИЭФИРНОЙ ЭКРАНИРУЮЩЕЙ ТКАНИ С ВЛОЖЕНИЕМ НАНОСТРУКТУРНОГО ФЕРРОМАГНИТНОГО МИКРОПРОВОДА

О.В. БОЙПРАВ, А.А.А. АХМЕД, Л.М. ЛЫНЬКОВ

*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
П. Бровка, 6, Минск, 220013, Беларусь*

Поступила в редакцию 1 августа 2014

Получены закономерности изменения характеристик отражения и передачи электромагнитного излучения полиэфирной экранирующей ткани с вложением наноструктурного ферромагнитного микропровода при химическом осаждении на поверхность ее волокон никеля из водных растворов. Составлены рекомендации по практическому применению такой ткани.

Ключевые слова: коэффициенты отражения и передачи электромагнитного излучения, никель, полиэфирная экранирующая ткань с вложением наноструктурного ферромагнитного микропровода, химическое осаждение.

Введение

Для защиты оборудования и биологических объектов от воздействия электромагнитного излучения (ЭМИ) могут использоваться конструкции электромагнитных экранов. Материалы для изготовления таких конструкций выбираются, исходя из требований, предъявляемых к их рабочему диапазону частот, характеристикам отражения и ослабления ЭМИ, а также механическим свойствам и массогабаритным параметрам. В частности, если необходимо, чтобы конструкция электромагнитного экрана характеризовалась свойством гибкости и толщиной в единицы миллиметров, то для ее формирования приемлемо использовать ткани и трикотажные полотна. Такие материалы должны содержать компоненты, свойства которых обеспечивают ослабление энергии взаимодействующих с ними электромагнитных волн за счет диэлектрических, магнитных и/или резистивных потерь. Одним из способов управляемого изменения значений коэффициентов отражения и ослабления ЭМИ конструкций электромагнитных экранов на основе таких материалов является включение в их волокна частиц металла.

Цель настоящей работы заключалась в исследовании влияния химического осаждения никеля из водных растворов различных типов на характеристики отражения и ослабления ЭМИ полиэфирной экранирующей ткани с вложением наноструктурного ферромагнитного микропровода (ПЭТВНФМ).

Методика проведения эксперимента

На рис. 1 представлена рентгенограмма ПЭТВНФМ, полученная с использованием рентгеновского дифрактометра ДРОН-3 по методике, представленной в [1].

Установлено, что основными компонентами ПЭТВНФМ являются оксиды кремния (SiO_2 , Si_5O_{10}), бруциты ($\text{D}_{1,988}\text{MgO}_2$, MgH_2O_2), а также ниобат железа (F_6FeNb), характеризующийся магнитными свойствами [2].

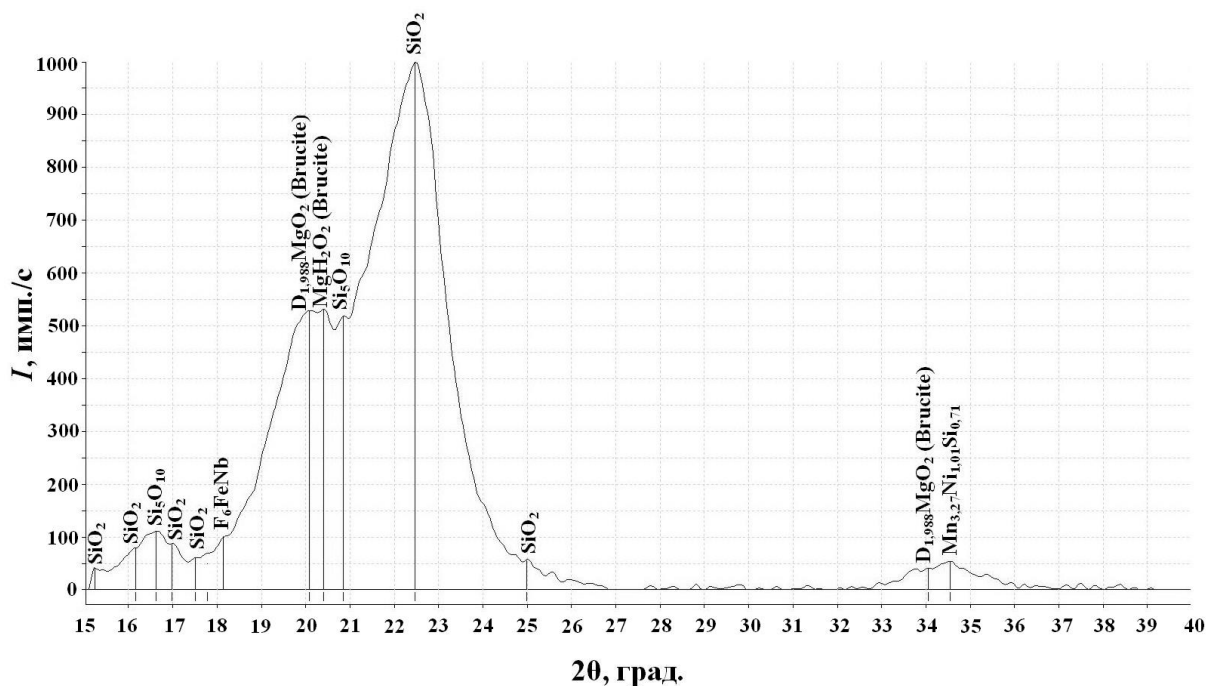


Рис. 1. Рентгенограмма ткани с ферромагнитным микропроводом

Химическое осаждение никеля на поверхность волокон ПЭТВНФМ проводилось из растворов двух типов. Раствор первого типа включал в себя гипофосфит натрия и хлористый аммоний (восстановитель – сульфат никеля (кристаллогидрат)), раствор второго типа – гипофосфит натрия и лимоннокислый натрий (восстановитель – хлорид никеля (кристаллогидрат)). Образцы ткани помещались в указанные растворы, выдерживались в них, после чего выполнялись ее промывка, сушка и стабилизация на ее поверхности кластеров осажденного никеля [3].

На рис. 2 представлена рентгенограмма исследуемых образцов после проведения химического осаждения никеля из водных растворов на поверхность ее волокон. Установлено, что в результате данного процесса на поверхности волокон образуется Mg_2Ni . Данное вещество представляет собой проводящий парамагнетик (т.е. характеризуется парамагнитной намагниченностью Паули) [4].

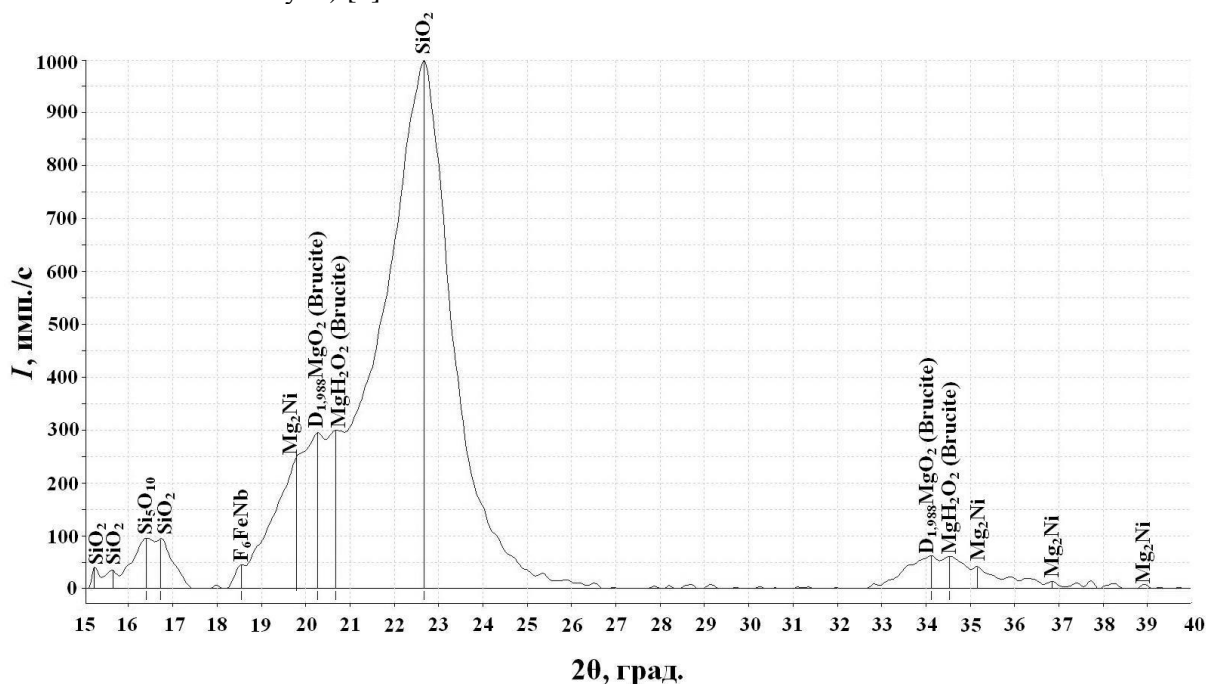


Рис. 2. Рентгенограмма ткани с ферромагнитным микропроводом, содержащей кластеры никеля

Измерения характеристик отражения и ослабления ЭМИ ПЭТВНФМ проводились в диапазоне частот 8...12 ГГц с использованием панорамного измерителя КСВН и отражения Я2Р-67, согласно методике, представленной в [5].

Результаты и их обсуждение

На рис. 3 и 4 представлены частотные зависимости коэффициентов отражения (S_{11}) и ослабления ($|S_{21}|$) ЭМИ ПЭТВНФМ в диапазоне частот (f) 8...12 ГГц.

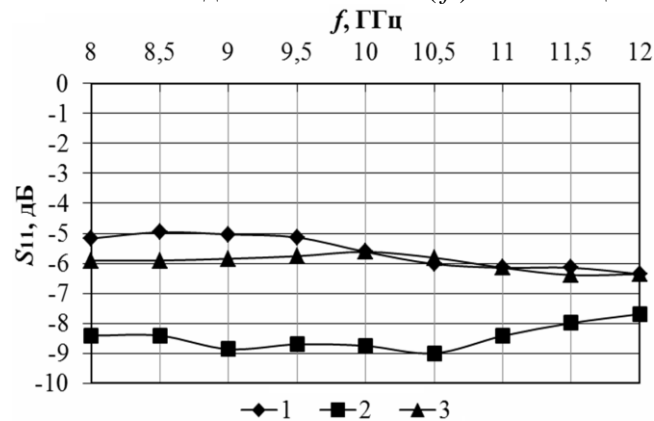


Рис. 3. Частотные зависимости коэффициентов отражения ЭМИ: 1 – ПЭТВНФМ; 2 – ПЭТВНФМ после осаждения на поверхность ее волокон никеля из раствора первого типа; 3 – ПЭТВНФМ после осаждения на поверхность ее волокон никеля из раствора второго типа

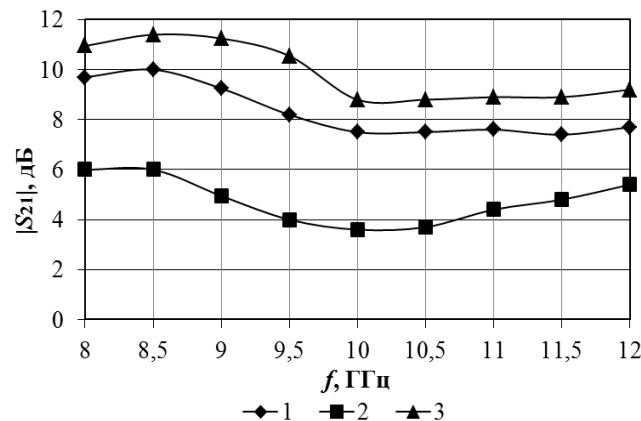


Рис. 4. Частотные зависимости ослабления ЭМИ: 1 – ПЭТВНФМ; 2 – ПЭТВНФМ после осаждения на поверхность ее волокон никеля из раствора первого типа; 3 – ПЭТВНФМ после осаждения на поверхность ее волокон никеля из раствора второго типа

Показано, что значения коэффициентов отражения ЭМИ ПЭТВНФМ составляют $-5...-6$ дБ при значениях ослабления ЭМИ $7,2...10$ дБ в диапазоне частот 8...12 ГГц. Химическое осаждение никеля из раствора первого типа на поверхность волокон такой ткани приводит к увеличению значений ее коэффициентов отражения ЭМИ на $1,2...3$ дБ, а осаждение из раствора второго типа – к увеличению значений указанного параметра на $1,2...3,5$ дБ. Величины ослабления ЭМИ ПЭТВНФМ при этом уменьшаются с $7,8...10$ дБ до $3,8...6$ дБ (при использовании для химического осаждения никеля водного раствора первого типа) и возрастают до $9,2...11,5$ дБ (при использовании для химического осаждения никеля водного раствора второго типа).

На рис. 5 представлены частотные зависимости коэффициентов отражения ЭМИ ПЭТВНФМ, закрепленной на металлической подложке.

Показано, что значения коэффициентов отражения ЭМИ закрепленной на металлической подложке ПЭТВНФМ составляют $-0,6...-1,2$ дБ в диапазоне частот 8...12 ГГц. Значения коэффициентов отражения ЭМИ закрепленных на металлической подложке образцов ткани после химического осаждения никеля из водных растворов на поверхность волокон последней уменьшаются на $1...2$ дБ (при использовании для химического осаждения никеля

водного раствора первого типа) и на 1,5...3 (при использовании для химического осаждения никеля водного раствора второго типа). Уменьшение значений указанного параметра может быть обусловлено эффектом интерференционного гашения находящихся в противофазе электромагнитных волн, отраженных от поверхностей ПЭТВНФМ и металлической подложки.

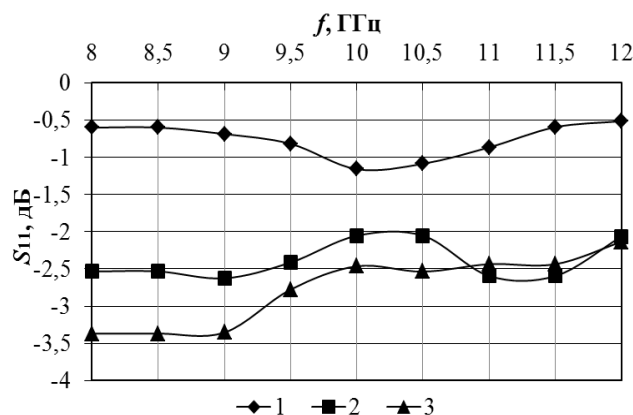


Рис. 5. Частотные зависимости коэффициентов отражения ЭМИ закрепленных на металлических подложках ПЭТВНФМ (1), ПЭТВНФМ после осаждения на поверхность ее волокон никеля из раствора первого типа (2), ПЭТВНФМ после осаждения на поверхность ее волокон никеля из раствора второго типа (3)

Заключение

Химическое осаждение никеля из водных растворов на поверхность волокон трикотажных материалов может привести как к увеличению, так и к снижению значений ее коэффициентов отражения и ослабления ЭМИ (в зависимости от типа использованного раствора). В среднем, указанные параметры изменяются на 2 дБ.

Исследованная ткань может использоваться для формирования гибких конструкций (как одно-, так и многослойных) экранов, обеспечивающих ослабление энергии побочных ЭМИ радиоэлектронного оборудования. С использованием таких конструкций допустимо изготавливать устройства типа «штора» для экранирования окон помещений, внутри которых располагается радиоэлектронное оборудование, или спецодежду для персонала, обслуживающего это оборудование. С целью увеличения значений ослабления ЭМИ такими конструкциями в них дополнительно можно включать металлическую фольгу.

INFLUENCE OF CHEMICAL NICKEL DEPOSITION FROM WATER SOLUTIONS ON THE ELECTROMAGNETIC RADIATION REFLECTION AND ATTENUATION CHARACTERISTICS OF SHIELDING POLYESTER FABRIC WITH NANOSTRUCTURED FERROMAGNETIC MICROWIRE

O.V. BOIPRAV, A.A.A. AHMED, L.M. LYNKOU

Abstract

It's obtained the change regularities of electromagnetic radiation reflection and transmission characteristics of shielding polyester fabric with nanostructured ferromagnetic microwire when nickel deposited on its fibers surface from water solutions. Recommendations for the practical application of such fabric are proposed.

Список литературы

1. Нахмансон М.С., Фекличев В.Г. Диагностика состава материалов рентгендифракционными и спектральными методами. Л., 1990.
2. Delobbe V., Chassaing J., Bizot D. et. al. // J. of magnetism and magnetic materials. 1988. № 74. P. 165–176.
3. Мелашенко Н.Ф. Гальванические покрытия диэлектриков: справочник. Минск, 1987.
4. Buschow K.H.J. // Solid State Communications. 1975. Vol. 17, Iss. 1. P. 891–893.
5. Бойправ О.В., Борботько Т.В., Пухир Г.А. // Электроника инфо. 2013. № 6. С. 99–101.

УДК 004.42:632.123.1

ПРОГРАММНЫЙ МОДУЛЬ ДЛЯ ОЦЕНКИ ЭКОЛОГИЧЕСКИХ УГРОЗ ЧРЕЗВЫЧАЙНЫХ СИТУАЦИЙ НА ГИДРОТЕХНИЧЕСКИХ СООРУЖЕНИЯХ

А.А. ЗИНОВЬЕВ

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
П.Бровки, 6, Минск, 220013, Беларусь

Поступила в редакцию 28 июля 2014

Рассмотрена необходимость автоматизации расчетов параметров чрезвычайной ситуации при аварии на гидрологических сооружениях. Приведена математическая модель прогнозирования параметров гидрологической чрезвычайной ситуации при разрушении гидроузла. Была произведена разработка программного модуля по автоматизации прогнозирования и оценки обстановки в чрезвычайной ситуации и возможных последствий затопления в случае прорыва водного узла.

Ключевые слова: гидротехнические сооружения, авария, волна прорыва, зона затопления.

Введение

Среди стихийных бедствий на территории Республики Беларусь одними из наиболее распространенных являются наводнения, которые могут возникать как за счет природных явлений циклического характера, так и из-за аварий на гидротехнических сооружениях. Старение и износ основных фондов водного хозяйства, отсутствие должного надзора за безопасной эксплуатацией делают прорыв плотин водохранилищ и накопителей стоков все более реальным, что может привести к катастрофическим последствиям. Все гидросооружения, в той или иной степени, удерживают в своей системе огромные объемы кинетической энергии водных масс. Всегда аварии на гидротехнических сооружениях сопровождались масштабными последствиями: гибелью людей, разрушением жилищ, разрушением объектов экономики, ухудшением и деградацией окружающей среды и пр. [1]. Основными поражающими факторами катастрофического затопления являются: волна прорыва (высота волны, скорость движения) и длительность затопления. Волна прорыва – волна, образующаяся во фронте устремляющегося в пролом потока воды, имеющая, как правило, значительную высоту гребня, скорость движения и обладающая большой разрушительной силой. Поэтому волну прорыва следует рассматривать как определенную массу воды, движущуюся вниз по реке и непрерывно изменяющую свою форму, размеры и скорость [2, 3]. Схематично продольный разрез такой сформировавшейся волны показан на рис. 1 (h – бытовой уровень воды в реке; H_B – высота волны; H – высота потока).



Рис. 1. Схематический продольный разрез волны прорыва [4]

Экспериментальная часть

Исходными данными для расчета параметров волны прорыва являются: объем водохранилища, уклон дна впадающего водотока, коэффициент шероховатости реки.

Расчет основных параметров волны прорыва производится по динамической оси потока.

1. Определение высоты волны прорыва:

$$H_{В1} = 0,6H - h_6, \text{ м}, \quad (1)$$

где H – глубина водохранилища у плотины, м; h_6 – глубина реки типа плотины, м.

2. Определение времени прохождения волны прорыва через створ разрушенной плотины (время полного опорожнения водохранилища):

$$T_1 = \frac{W_B \cdot A}{3600 \cdot \mu \cdot e_1 \cdot H \cdot \sqrt{H}}, \text{ ч}, \quad (2)$$

где W_B – объем водохранилища; A – коэффициент кривизны водохранилища, для ориентировочного расчета принимается равным 2; μ – параметр, характеризующий форму русла реки; B_i – ширина прорыва, м; H – глубина водохранилища перед гидроузлом.

3. Определение времени добегания волны прорыва до 1-го створа

$$t_1 = \frac{L_1}{V_1}, \text{ ч}, \quad (3)$$

где L_1 – длина 1-го участка реки; V_1 – скорость движения волны прорыва на 1-м участке.

4. Определение времени добегания волны прорыва до 2-го створа:

$$t_2 = \frac{L_2}{V_2} + t_1, \text{ ч}, \quad (4)$$

где L_2 – длина второго участка, км (т. е. от первого до второго створа); V_2 – скорость движения волны прорыва на 2-м участке, км/ч.

Для получения параметров волны прорыва в последующих створах поступают аналогичным способом с учетом примечания к табл. 2.

Рассмотрим последовательность оценки возможной обстановки в зоне катастрофического затопления при разрушении гидротехнического сооружения на следующем примере.

В результате аварии на водохранилище Локтыши полностью разрушен гидроузел.

Характеристика водохранилища и реки ниже плотины [4]:

- объем водохранилища W_B – 50 млн.м³;
- ширина водохранилища перед плотиной B – 350 м;
- глубина водохранилища перед гидроузлом H – 7 м;
- глубина реки ниже плотины h_6 – 2,2 м;
- скорость течения V_6 = 1 м/с;

– форма (сечения) долины в створе гидроузла – параболическая;

– река равнинная с хорошо разработанным руслом, поймы узкие, местами средние, без больших сопротивлений;

– на участке $L = 0 - 25$ км, $i = 0,0012$, далее $L = 25 - 45$ км, $i = 0,001$.

Таблица 1. Коэффициенты шероховатости естественных водотоков

Характеристика русла и поймы	$i=0,01$	$i=0,001$	$i=0,0001$
На реках с широкими затопленными поймами	4–8	1–3	0,5–1
На извилистых реках с заросшими или неровными каменистыми поймами, с расширениями и сужениями поймы	8–14	3–8	1–2
На реках с хорошо разработанным руслом, с узкими и средними поймами без больших сопротивлений	14–20	8–12	2–5
На слабоизвилистых реках с крутыми берегами и узкими поймами	24–18	12–16	5–10

Требуется определить:

- параметры волны прорыва на 45 км участка реки;
- характер разрушений в населенном пункте.

Оценка возможных последствий затопления и подготовка исходных данных для планирования мероприятий ГО по защите населения. На основе исходных данных участок реки протяженностью 45 км целесообразно разбить на два расчетных участка и три створа. Первый участок $L_1 = 25$ км ($i = 0,0012$) и второй $L_2 = 20$ км ($i = 0,001$). Первый створ – створ разрушенной плотины, второй створ – между 1-ым и 2-ым участками и третий створ – в конце второго участка.

Определяем параметры волны прорыва в створе полного разрушения гидроузла (1 створ):

– находим высоту волны прорыва $H_{В1}$: $H_{В1} = 0,6 H - h_1 = 0,6 \cdot 7 - 2,2 = 2$ м;

– определяем время прохождения волны прорыва через створ разрушенной плотины (время полного опорожнения водохранилища). Для ориентировочного расчета коэффициента, характеризующего форму кривизны водохранилища, A принимаем равным 2. При параболической форме русла и поймы в 1 створе коэффициент $\mu = 0,6$:

$$T_1 = \frac{W_B \cdot A}{3600 \cdot \mu \cdot B \cdot H \cdot \sqrt{H}} = \frac{50000000 \cdot 2}{3600 \cdot 0,6 \cdot 350 \cdot 7 \cdot \sqrt{7}} = 7,14 \text{ ч.}$$

Находим основные данные движения волны прорыва на первом участке и параметры, характеризующие ее во втором створе определяем следующее.

1. Время добегания волны до второго створа (t_1).

Для реки с хорошо разработанным руслом, с узкими поймами без больших сопротивлений, при уклоне дна $i = 0,0012$ средняя скорость движения волны на первом участке равна $V_1 = 10$ км/ч (см. табл. 1): $t_1 = \frac{L_1}{V_1} = \frac{25}{10} = 2,5$ ч.

2. Высоту волны прорыва во втором створе ($H_{ВII}$).

Для этого в начале находим значение отношения времени добегания волны до второго створа t_1 ко времени полного опорожнения водохранилища T_1 : $\frac{t_1}{T_1} = \frac{2,5}{7,14} = 0,35$ ч.

Затем, по табл. 2, находим соответствующие этому отношению значения других отношений. При больших значениях t_1/T_1 ориентировочно можно принимать $H_{ВII}/H_{В1} = 0,3$, а $T_{II}/T_1 = 2,6-3$. Данные таблицы справедливы только для второго створа, при определении параметров волны в третьем створе t_1/T_1 заменяется отношением $t_2/T_{II} + t_1$, а в четвертом $t_3/T_{III} + t_1 + t_2$ и т.д.

Таблица 2. Значения отношений высоты волны прорыва и продолжительность ее прохождения через створ

t_1/T_1	$H_{ВII}/H_{В1}$	T_{II}/T_1
0,00	1	1
0,1	0,9	1,1
0,25	0,8	1,3
0,4	0,7	1,5
0,55	0,6	1,6
0,7	0,5	1,7
0,95	0,4	1,9
1,25	0,3	2,2
1,5	0,3	2,6

Используя метод интерполяции, находим значения $H_{ВII}/H_{В1}$ и T_{II}/T_1 , соответствующие отношению $H_{ВII}/H_{В1} = 0,77$, откуда $H_{ВII} = 0,77 \cdot H_{В1} = 0,77 \cdot 2 = 1,54$ м. Время прохождения волны прорыва через второй створ. По таблице $T_{II}/T_1 = 1,43$, откуда $T_{II} = 1,43 \cdot T_1 = 1,43 \cdot 7,14 = 10,21$ ч.

Находим параметры волны прорыва при ее движении по второму расчетному участку и в третьем створе.

Определяем время добегания волны прорыва до третьего створа.

Протяженность расчетного участка 20 км (уклон дна реки $i = 0,001$).

На реках со средними поймами без больших сопротивлений по таблице среднюю скорость движения волны принимаем 8 км/ч. При этих данных время добегания волны прорыва до третьего створа $t_2 = \frac{L_2}{V_2} = \frac{20}{8} = 2,5$.

Для определения высоты волны прорыва в третьем створе находим значение отношения $\frac{t_2}{T_{II} + t_1} = \frac{2,5}{10,21 + 2,5} = 0,197$, $H_{ВШ} / H_{ВП} = 0,86$, $H_{ВШ} = 0,86 \cdot H_{ВП} = 0,86 \cdot 1,54 = 1,32$ м.

Продолжительность прохождения волны прорыва через третий створ находим из отношения: $T_{III} / T_{II} = 1,23$; $T_{III} = 1,23 \cdot T_{II} = 1,23 \cdot 10,21 = 12,56$ ч. Таким образом, находим следующее.

1. Параметры волны прорыва в створе разрушенного гидроузла:

– высота волны прорыва $H_{В1} = 2$ м;

– время полного опорожнения водохранилища $T_1 = 7,14$ ч.

2. Данные движения волны прорыва на первом участке (L_1) и параметры ее во втором створе:

– время добегания волны до второго створа $t_1 = 2,5$ ч;

– высота волны прорыва $H_{ВП} = 1,54$ м;

– время прохождения волны через второй створ $T_{II} = 10,21$.

3. Данные движения волны прорыва на втором участке (L_2) и параметры ее в третьем створе:

– время добегания волны прорыва до третьего створа $t_2 = 2,5$ ч;

– высота волны прорыва $H_{ВШ} = 1,32$ м;

– время прохождения волны через третий створ $T_{III} = 12,56$ ч.

Зона чрезвычайно опасного затопления находится в 2500 м от гидроузла (из расчета движения волны в течение 15 мин).

Зона опасного затопления находится в 10 км от гидроузла (из расчета движения волны в течение 1 ч после разрушения гидроузла).

Длительности затопления определяется временем прихода хвоста волны. Расчет основных параметров волны прорыва представляет собой систему сложных инженерных расчетов, требующих больших временных затрат, поэтому для решения данной проблемы нами была разработана схема-алгоритм программного модуля, включающая следующие основные функции.

1. Создание новой или выбор сохраненной конфигурации водохранилища.

2. Изменение параметров водохранилища и условий аварии.

3. Выбор графического представления русла реки для определения коэффициентов, используемых при расчетах.

4. Вычисление значения основных параметров гидродинамической аварии.

5. Представление в графическом виде расчетных значений.

6. Формирование отчета, содержащего общие характеристики водохранилища и расчетные параметры аварии.

С целью автоматизации расчетов параметров волны прорыва, была произведена разработка программного модуля, предназначенного для выполнения следующих функций:

– расчет высоты волны прорыва;

– расчет времени полного опорожнения водохранилища;

– расчет времени добегания волны до второго створа;

– расчет высоты волны прорыва;

– расчет времени прохождения волны через второй створ;

– расчет времени добегания волны прорыва до третьего створа;

– расчет высоты волны прорыва;

– расчет времени прохождения волны через третий створ;

– создание отчета, содержащего характеристики гидроузла и рассчитанные данные.

Описание схемы алгоритма работы программного модуля

Для решения поставленной задачи, алгоритм разрабатываемого программного модуля должен быть следующим.

1. Выбор ранее сохраненной конфигурации водохранилища или создание новой.
2. Изменение параметров водохранилища и условий аварии.
3. Выбор графического представления русла реки, для определения коэффициентов, используемых при расчетах.
4. Вычисление значения основных параметров гидродинамической аварии.
5. Вывод рассчитанных значений на экран.
6. Формирование отчета, содержащего общие характеристики водохранилища и рассчитанные параметрами аварии.

Была произведена разработка программного модуля по автоматизации прогнозирования и оценки в чрезвычайной ситуации в случае прорыва водного узла. Вид основных рабочих окон программы представлен на рис. 2–4 [5]. Рекомендуется заранее провести работу по внесению и сохранению параметров всех гидроузлов, которые могут подвергнуться разрушению.

The screenshot shows the 'Расчет параметров волны прорыва' (Calculation of parameters of a breach wave) window. The 'Исходные данные' (Initial data) tab is active. It contains a list of input parameters with corresponding text boxes for values. A 'Продолжить' (Continue) button is at the bottom, and a 'Выход' (Exit) button is at the bottom right.

Параметр	Значение
Известен объем водохранилища	<input checked="" type="checkbox"/>
Объем водохранилища, м ³	50000000
Глубина водохранилища у плотины, м	не требуется
Площадь зеркала водохранилища, м ²	не требуется
Ширина водохранилища перед плотиной, м	350
Глубина водохранилища перед плотиной, м	7
Глубина реки ниже плотины, м	2,2
Скорость течения реки, м/с	1
Расстояние до створов на реке, км	L1: 25, L2: 45

Рис. 2. Окно ввода и редактирования исходных данных

The screenshot shows the 'Расчет параметров волны прорыва' window with the 'Характеристики реки' (River characteristics) tab active. It displays six diagrams of river cross-sections labeled with $M=1, 1,25, 1,75, 2, 2,5$. Each diagram shows a trapezoidal channel with a dashed vertical line through the center and points A, B, C, D, N marked. A text box at the bottom contains the value '1,25' for the parameter characterizing the river cross-section. 'Продолжить' and 'Выход' buttons are also present.

Рис. 3. Окно выбора формы русла реки

Рис. 4. Окно вывода рассчитанных данных

Заключение

Аварии на гидросооружениях напорного типа характеризуются масштабными воздействиями ниспадающих огромных водных масс на больших территориях, сопровождаемые: гибелью людей; разрушением жилых строений, промышленных объектов и элементов инфраструктуры; уничтожением и деградацией сельскохозяйственных угодий, ландшафта и пр. Наибольшей опасности возникновения и развития аварийной ситуации подвержены гидросооружения напорного типа на грунтовых основаниях в зоне переувлажнения и экстремальных погодных условий, сопровождаемых обильными осадками и паводками. Поражающими факторами аварии на гидросооружениях напорного типа являются: волна прорыва и затопление территории. Риск аварий на гидротехнических сооружениях – есть вероятностный ущерб, реализуемый в зоне поражающего действия волны прорыва и затопления, возникающих в результате разрушения плотины под воздействием неблагоприятных факторов.

На основании представленного алгоритма был разработан программный модуль, который позволяет выполнять следующие функции:

- рассчитывает изначальную высоту волны прорыва, а также высоту волны после второго и третьего створа;
- рассчитывает время полного опорожнения водохранилища, а так же время добегания и прохождения волны прорыва до второго и третьего створа;
- создает отчет, содержащий характеристики гидроузла и рассчитанные данные.

Разработанный программный модуль позволяет точно и в кратчайшие сроки рассчитывать параметры гидродинамической аварии при прорыве гидроузла. Имеется возможность сохранять параметры гидроузла, что позволит сократить время на ввод параметров водохранилища. Программный модуль позволит заблаговременно произвести расчеты параметров аварии при различных условиях, что позволит заранее спланировать мероприятия по ликвидации чрезвычайной ситуации и тем самым сократить ущерб от аварии и избежать человеческих жертв.

Внедрение данного модуля в практику работы служб МЧС позволит более оперативно реагировать в случае наводнения, предотвратит либо существенно уменьшит возможные материальные и социальные потери.

SOFTWARE TOOL FOR ASSESSING THE ECOLOGICAL THREAT ON THE WATERWORKS

A.A. ZINOVIEV

Abstract

The necessity of automation calculating the parameters of an emergency in an accident on hydrological structures is examined. A mathematical model for predicting hydrological parameters emergency fracture waterworks is given. A software module for automated forecasting and assessment of the situation in an emergency situation and the possible consequences of flooding in case of a breakthrough water node is developed.

Список литературы

1. *Биненко В.И., Храмов Г.Н., Яковлев В.В.* Чрезвычайные ситуации в современном мире и проблемы безопасности жизнедеятельности. Санкт-Петербург. 2004.
2. Гидравлические расчеты водосбросных гидротехнических сооружений. М., 1988.
3. *Климович В.И., Прокофьев В.А.* // Гидротехническое строительство. 2001. № 1. С. 38–44.
4. *Калинин М.Ю., Счисленок В.Н., Рутковский П.П и др.* Водохранилища Беларуси. Минск, 2005.
5. *Зиновьев А.А.* Программное обеспечение расчета параметров волны прорыва. Авторское свидетельство № 548 о регистрации компьютерной программы. 14.10.2013 г.

УДК 62-34/-38:621.771

СИНТЕЗ И МОДЕЛИРОВАНИЕ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ЭЛЕКТРОПРИВОДАМИ РОЛЬГАНГОВ ПРОКАТНОГО СТАНА

Д.Н. ЦАПКО, С.В. ЛУКЬЯНЕЦ

ОАО «Белорусский металлургический завод – управляющая компания холдинга
“Белорусская металлургическая компания”»
Промышленная, 37, Жлобин, 247210, Беларусь

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
П. Бровки, 6, Минск, 220013, Беларусь

Поступила в редакцию 12 мая 2014

Анализируется структурная схема силовой части электроприводов рольгангов прокатного стана, производится синтез регулятора системы автоматического управления и его моделирование в среде Simulink.

Ключевые слова: рольганг, электропривод, структурная схема, моделирование, синтез регулятора.

Введение

Прокатное производство – сложный процесс, базирующийся на современных технологиях и оборудовании, высоком уровне механизации и автоматизации на всех стадиях обработки проката для получения продукции с заданными показателями качества. Основной особенностью производства является высокая скорость протекания технологических операций.

При анализе существующей системы управления технологическим процессом стана 850 на ОАО «БМЗ – управляющая компания холдинга «БМК» выявлены ее существенные недостатки и предложены решения, направленные на увеличение производительности стана, повышение качества готовой продукции, а также улучшение условий труда персонала [1]. В частности, для сближения скоростей отводящих рольгангов клетки и транспортных рольгангов холодильника со скоростью произведен соответствующий выбор двигателей, направленный на уменьшение износа поверхности роликов и сокращение времени позиционирования заготовки.

В настоящем исследовании осуществляется расчет параметров структурной схемы силовой части электропривода, разработки схемы алгоритма позиционного регулятора и моделирование динамических процессов в среде Simulink.

Структурная схема электроприводов рольгангов

Силовая часть электропривода каждого рольганга состоит из частотного преобразователя и группы электродвигателей. Структурная схема электропривода представлена на рис. 1 [2].

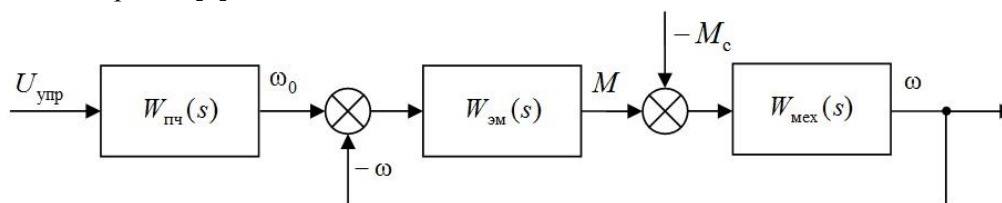


Рис. 1. Структурная схема электропривода

Динамические свойства преобразователя частоты с блоками измерения и преобразования координат могут быть учтены аperiodическим звеном с передаточной функцией

$$W_{\text{пч}}(s) = \frac{k_{\text{пч}}}{T_{\text{пч}}s + 1} \cdot \frac{2\pi}{p_n}, \quad (1)$$

где $k_{\text{пч}}$ – коэффициент передачи преобразователя, $T_{\text{пч}}$ – постоянная времени преобразователя, p_n – количество пар полюсов асинхронного двигателя (для выбранного двигателя серии 4А100L4 УЗ $p_n = 2$), s – оператор Лапласа.

Коэффициент передачи преобразователя найдем из выражения

$$k_{\text{пч}} = \frac{f_c}{U_{\text{упр. max}}}, \quad (2)$$

где f_c – промышленная частота питающей сети, $U_{\text{упр. max}}$ – максимальное напряжение входного сигнала системы управления.

Численное значение коэффициента передачи преобразователя частоты $k_{\text{пч}} = \frac{50}{10} = 5 \frac{\text{Гц}}{\text{В}}$. Постоянная времени преобразователя $T_{\text{пч}}$ состоит из времени задержки включения ШИМ $T_{\text{ш}}$ и времени, затрачиваемого процессором на преобразование и вычисление сигналов $T_{\text{пр}}$:

$$T_{\text{пч}} = T_{\text{ш}} + T_{\text{пр}}. \quad (3)$$

Время задержки ШИМ определяется по формуле $T_{\text{ш}} = \frac{1}{f_k}$, а так как несущая частота коммутации $f_k = 8000 \text{ Гц}$, то $T_{\text{ш}} = 0,000125 \text{ с}$.

Время на преобразование сигналов $T_{\text{пр}} = 0,001 \text{ с}$. Следовательно $T_{\text{пч}} = 0,001125 \text{ с}$. Электродвигатель представим передаточными функциями, соответствующими электромагнитной и механической составляющим, соединенными последовательно аperiodическим и интегрирующим звеньями.

Модель электромагнитной составляющей асинхронного двигателя имеет вид:

$$W_{\text{эм}}(s) = \frac{\beta_e}{T_{\text{эм}}s + 1} \cdot \frac{3}{2} p_n k_2, \quad (4)$$

где β_e – модуль жесткости естественной характеристики, $T_{\text{эм}}$ – электромагнитная постоянная времени, p_n – количество пар полюсов двигателя, k_2 – коэффициент электромагнитной связи ротора. Из предварительных расчетов $k_2 = 0,945$.

Модуль жесткости естественной характеристики двигателя

$$\beta_e = \frac{2M_k}{\omega_{0н} s_k}, \quad (5)$$

где M_k – максимальный критический момент, $\omega_{0н}$ – номинальная синхронная угловая скорость, s_k – критическое скольжение двигателя.

Подставив в (5) численные значения, предварительно определив $M_k = 64,08 \text{ Н} \cdot \text{м}$ и $s_k = 0,31$, а также $\omega_{0н} = \frac{2\pi f_1}{p_n} = 157 \text{ с}^{-1}$, получим: $\beta_e = 2,63$. Электромагнитная постоянная времени асинхронного двигателя

$$T_{\text{эм}} = \frac{1}{\omega_{0эл} \cdot s_k}, \quad (6)$$

где $\omega_{0эл} = 2\pi f_1 = 314,6 \text{ с}^{-1}$ – круговая частота сети.

Численное значение $T_{эм} = 0,01 \text{ с}$. Модель механической части асинхронного двигателя представляется интегрирующим звеном с передаточной функцией

$$W_{мех}(s) = \frac{1}{Js}, \quad (7)$$

где J – суммарный момент инерции системы (с учетом момента инерции транспортируемого металла), приведенный к валу двигателя, из предварительных расчетов $J = 0,52$.

Позиционный регулятор системы управления электроприводами рольгангов

Схема алгоритма позиционного регулятора электроприводов рольгангов при реализации ее в среде Simulink представлена на рис. 2.

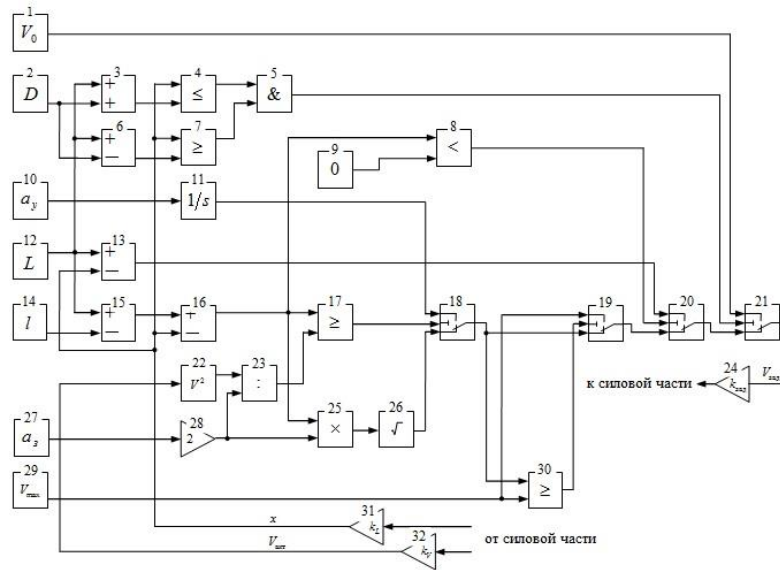


Рис. 2. Схема алгоритма позиционного регулятора

Назначение блоков схемы: 1 – задание нулевой скорости V_0 при достижении заготовкой конечной позиции; 2 – задание позиционного допуска D ; 3, 6 – вычисление верхнего и нижнего пределов допуска позиционирования, $L \pm D$; 4, 7 – контроль координаты x , если данная величина находится в диапазоне между верхним и нижним пределами позиционного допуска ($L + D > x > L - D$), тогда через логический элемент 5 ключ 21 переводится в верхнее положение и скорость на выходе регулятора равна V_0 ; 8 – сравнение с 0 остатка пути $\Delta S_{п}$, если $\Delta S_{п} < 0$, то ключ 20 переводится в верхнее положение и заданная скорость на выходе регулятора прямо пропорциональна остатку пути, т.е. $V_{зад} = \Delta S$; 9 – задание числовой константы; 10 – задание ускорения a_y ; 11 – обеспечение нарастания скорости в период ускорения; 12 – задание позиции остановки заготовки L ; 13 – расчет остатка пути $\Delta S = L - x$; 14 – отрицательное смещение от заданной позиции l ; 15 – расчет предварительной позиции для остановки заготовки с учетом отрицательного смещения $X = L - l$; 16 – расчет остатка пути с учетом предварительной позиции $\Delta S_{п} = X - x$; 17 – сравнение остатка пути с учетом предварительной позиции $\Delta S_{п}$ с координатой начала снижения скорости S , если $\Delta S_{п} \geq S$ тогда логический ключ 18 находится в верхнем положении, заданная скорость формируется в блоках 10, 11, если данное условие не выполняется, то, логический ключ 18 переключается в нижнее положение и расчет заданной скорости производится через блоки 25–28; 18, 19, 20, 21 – обеспечение работы регулятора в различных режимах, с помощью логических ключей; 22, 23 –

расчет координаты начала снижения скорости: $S = \frac{V^2}{2a_3}$, где V – актуальная скорость, a_3 – замедление; 24 – определение коэффициента масштабирования аналогового задания скорости, $k_{зад} = \frac{U_{max}}{V_{max}}$, где U_{max} – максимальное напряжение управления, V_{max} – максимальная скорость движения заготовки; 25, 26 – расчет заданного значения скорости в период замедления $V_{зад} = \sqrt{\Delta S_{п} \cdot 2 \cdot a_3}$; 27 – задание замедления a_3 ; 28 – умножение замедления на два; 29 – ограничение максимальной скорости V_{max} ; 30 – сравнение расчетного значения скорости $V_{зад}$ с заданной максимальной скоростью V_{max} , если $V_{зад} > V_{max}$ то логический ключ 19 переключается в верхнее положение и на выходе регулятора устанавливается скорость $V_{зад} = V_{max}$; 31, 32 – установление коэффициентов усиления по скорости и расстоянию $k_V = k_L = \frac{d_p}{2}$, где d_p – наружный диаметр ролика рольганга.

Компьютерный эксперимент

Схема моделирования системы управления в среде Simulink представлена на рис. 3.

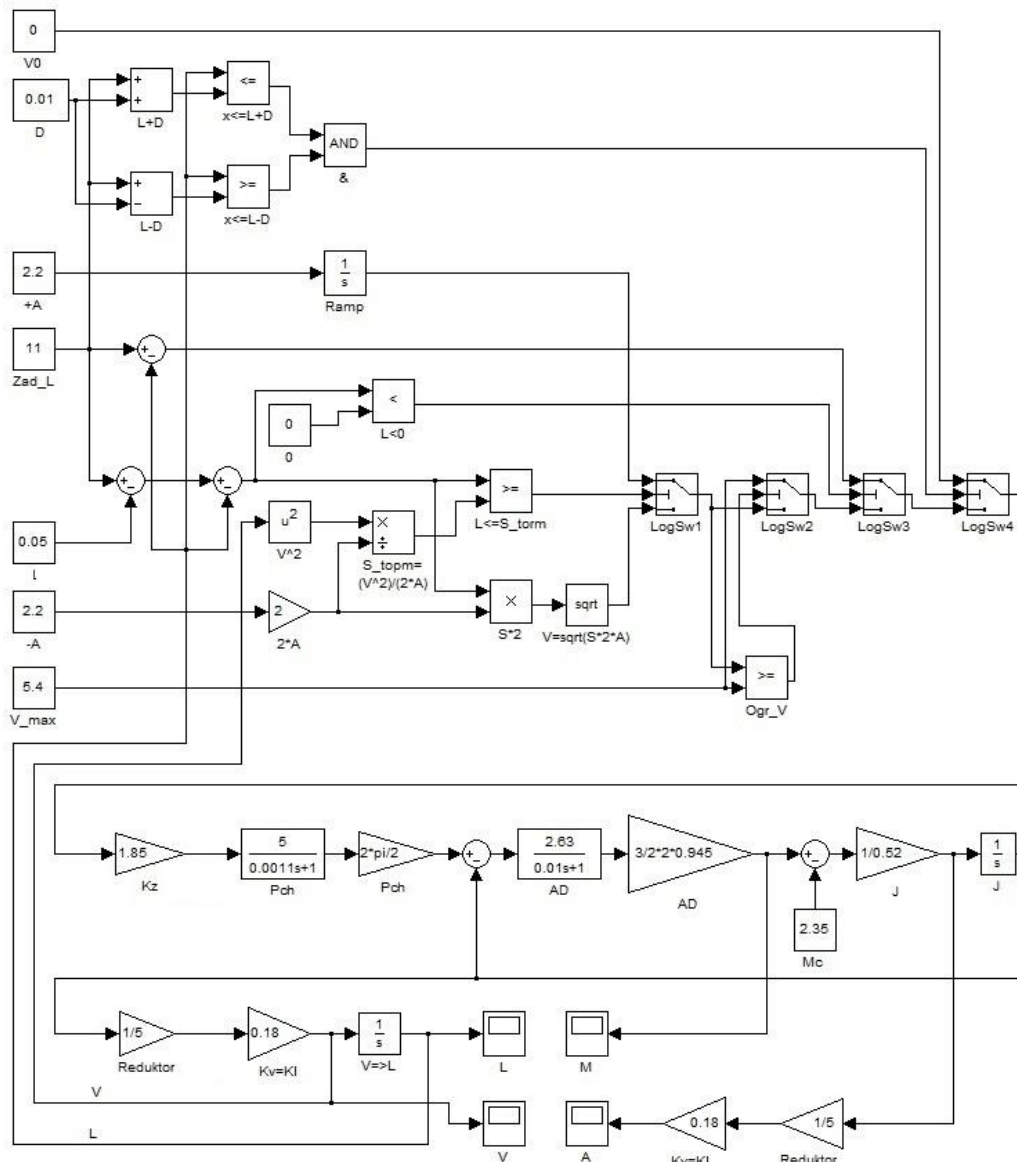


Рис. 3 Схема моделирования системы управления

При выполнении компьютерного эксперимента учтены исходные данные, вытекающие из требований к технологическим характеристикам электроприводов и предварительных расчетов [3]. Так, длина заготовки $L=11$ м, максимальная скорость движения заготовки $V_{\max}=5,4$ м/с, ускорение и замедление $a_y = a_3 = 2,2$ м/с², позиционный допуск $D=0,01$ м, наружный диаметр ролика $d_p=0,36$ м, передаточное число редуктора $i=5$, статический момент транспортирования металла по рольгангу при отсутствии буксирования и добавочных сопротивлений $M_c=2,35$ Н·м, максимальное напряжение управления $U_{\max}=\pm 10$ В, коэффициенты: $k_{\text{зад}}=1,8 \frac{\text{Вс}}{\text{м}}$, $k_V=k_L=0,18$ м.

В результате моделирования системы управления получены динамические характеристики, представленные в виде графиков на рис. 4.

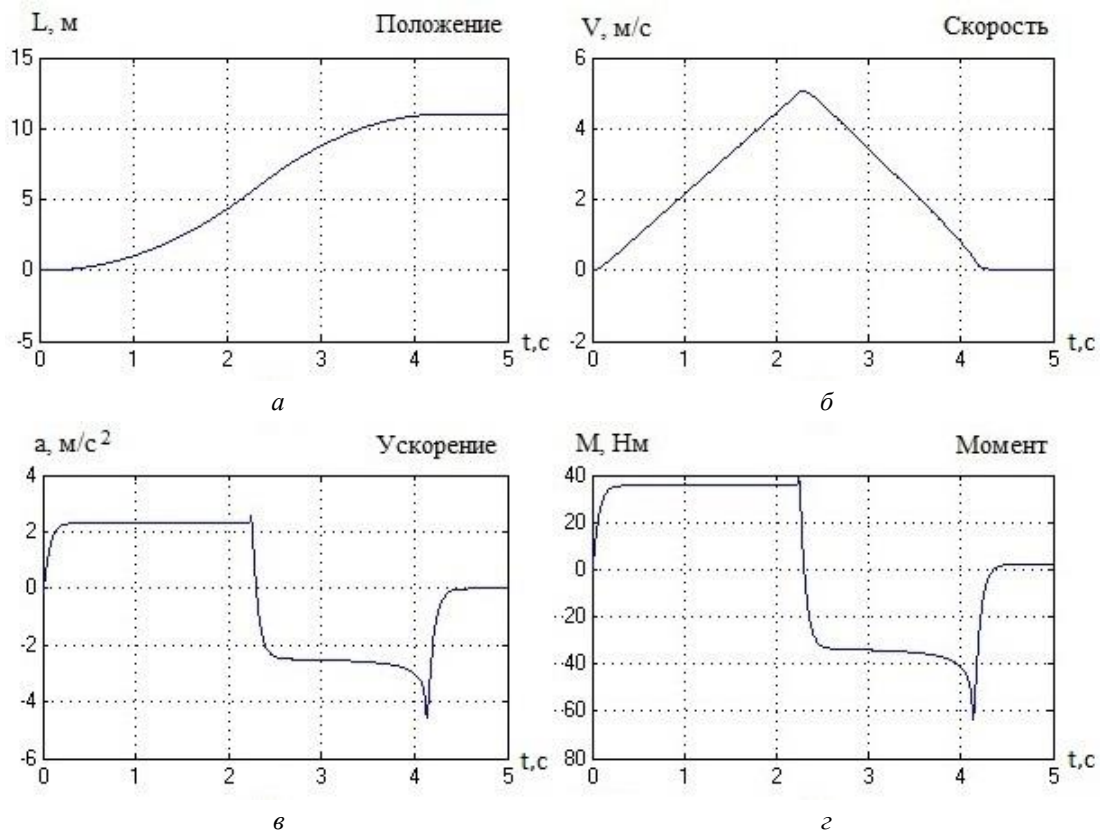


Рис. 4. Динамические характеристики системы

На рис. 4, *а* показано изменение координаты контролируемого объекта в процессе позиционирования. Координата достигла заданного значения, с учетом позиционного допуска через $t=4,5$ с. На рис. 4, *б* изображено изменение скорости. Максимальное значение скорости $V=5$ м/с.

Ускорение (рис. 4, *в*) в период разгона не превышает заданного значения $a_y = 2,2$ м/с². В период замедления соответствующее значение $a_3 = -2,5$ м/с², а по мере приближении к заданной позиции $a_3 = -4,5$ м/с².

График на рис. 4, *г* отображает изменение момента на валу электродвигателя. При ускорении момент составляет $M=35,6$ Н·м, в процессе замедления достигает пикового значения $M=63,7$ Н·м, что меньше максимального критического момента M_k , следовательно, двигатель работает без перегрузок.

Заключение

Предлагаемая структурная схема электроприводов рольгангов прокатного стана включает апериодическое звено преобразователя частоты и безынерционное звено блоков измерения и преобразования координат, последовательно соединенные с охваченной местной обратной связью моделью двигателя в виде апериодического звена и интегратора. Приведенные аналитические выражения позволяют рассчитать параметры всех элементов схемы.

С учетом технологических требований к производственному процессу выполнен синтез алгоритма позиционного регулятора системы управления электроприводами рольгангов и разработана схема ее модерирования в среде Simulink, проведен компьютерный эксперимент. Результаты расчетов на ЭВМ подтвердили правильность предлагаемой модели приводов рольгангов, приемлемое совпадение расчетных и экспериментальных динамических характеристик системы управления и тем самым ее перспективность.

SYNTHESIS AND SIMULATION OF ELECTRIC DRIVES CONTROL SYSTEM OF ROLLING MILL CONVEYORS

D.N. TSAPKO, S.V. LUKYANETS

Abstract

The structural diagram of electric drives conveyors power of rolling mill is offered, the synthesis of automatic control system controller and its simulation in a medium of Simulink is produced.

Список литературы

1. *Цапко Д.Н., Куполов В.Н., Лукьянец С.В.* // Матер. междунар. научн. конф. «Информационные технологии и системы-2013». Минск, 23 октября 2013. С. 104–105.
2. *Фираго Б.Н., Павлячик Л.Б.* Регулируемые электроприводы переменного тока Минск, 2006.
3. *Зеленов А.Б.* Выбор мощности электропривода механизмов прокатных станов. Киев, 1990.

УДК 681.327.12.001.362

МЕТОДЫ ПОСТРОЕНИЯ И АНАЛИЗА ДЕСКРИПТОРА ДЛЯ СИСТЕМ МОНИТОРИНГА МОБИЛЬНЫХ ГЕТЕРОГЕННЫХ ОБЪЕКТОВ

А.И. КУЗЬМИЧ*, В.В. КРАСНОПРОШИН, А.Н. ВАЛЬВАЧЕВ

**Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
П. Бровки, 6, Минск, 220013, Беларусь*

*Белорусский государственный университет
Независимости, 4, Минск, 220050, Беларусь*

Поступила в редакцию 5 мая 2014

Предложены стандарты, методы построения и анализа дескриптора для мобильных гетерогенных объектов. Представлен пример их использования для сложных объектов с изменяемой структурой. В целом, полученные результаты позволяют сократить время формирования объектов и исключают ошибки в программах мониторинга.

Ключевые слова: мобильные гетерогенные объекты, дескриптор, технические объекты с изменяемой структурой, мониторинг.

Введение

В результате быстрой эволюции промышленных технологий, компьютеров, коммуникаций и искусственного интеллекта появилось множество новых материальных и виртуальных мобильных объектов, состоящих из разнородных компонентов. К первой группе относятся скоростные поезда, безэкипажные корабли, беспилотные самолеты и т.д. [1]. Наиболее сложными из них считаются объекты с изменяющейся структурой и функционирующие под управлением систем с элементами искусственного интеллекта. Во вторую группу входят элементы компьютерной визуализации технологических процессов, экземпляры классов в тренажерах для летчиков, машинистов, диспетчеров, а также составляющие динамических адаптируемых интерфейсов. Здесь наиболее сложными являются тренажеры для пилотов и водителей, визуально приближенные к реальности [2]. Несмотря на столь большое разнообразие, жизненный цикл (ЖЦ) таких объектов включает одни и те же этапы: описание, создание, использование и деструкцию. Поэтому для их изучения целесообразно использовать общий абстрактный термин – «мобильные гетерогенные объекты» (МГО) [3–5].

В данной статье рассматриваются актуальные вопросы описания МГО первой группы для реализации проектов, связанных с перемещением грузов. Важнейшими свойствами современных проектов являются оперативность и разнообразие используемых компонентов с быстро изменяющимися параметрами. Лица, формирующие объекты, вынуждены в кратчайший срок изучить каждый новый проект, выбрать соответствующие компоненты, коммуникации, средство управления (человек, компьютерная система или тандем) и сформировать из них структуру, обеспечивающую достижение цели проекта. Далее результат передается программистам, которые формализуют и используют его в программах мониторинга МГО. В первичном описании могут встречаться ошибки, которые переносятся в программы и могут привести к деструкции МГО. В литературе методы описания МГО крайне специфичны и труднореализуемы [1, 2, 5, 6]. Поэтому актуальным является вопрос построения простого универсального метода описания МГО с использованием интуитивно понятных стандартов, ориентированного на автоматический анализ элементов описания и их применение

в программах поддержки ЖЦ МГО. Предлагается комплексный вариант этих задач, допускающий реализацию на современных языках программирования.

Постановка задачи

Пусть имеется компания, реализующая проекты (proj) с применением МГО (mgo1) в некоторой среде (env). МГО может состоять из компонентов различного типа (например, T200, T201, T202). В сцене реализации ЖЦ МГО участвуют акторы: менеджер (инициирующий проект, С) и, возможно, эксперты; диспетчер (контролирующий траекторию движения МГО, D); исполнитель, непосредственно управляющий МГО и обладающий естественным (nI) или искусственным (aI) интеллектом; возможно, другие МГО (mgo2). Менеджер формирует описание структуры и состава МГО в соответствии с требованиями каждого нового проекта и оценивает сложность МГО на основе собственного опыта и предпочтений, при этом возможны ошибки в типах и реквизитах компонентов. Описание передается программистам, которые формализуют и декомпозируют описание на фрагменты, используемы в различных программах сопровождения ЖЦ МГО, при этом также возможны ошибки с серьезными последствиями. Соответствующая сцена представлена на рис. 1, где символами i1–i5 выделены естественные (визуальные) и технические каналы связи для поддержки ЖЦ МГО. Канал i3 необходим в случае управления МГО диспетчером или менеджером через спутник.

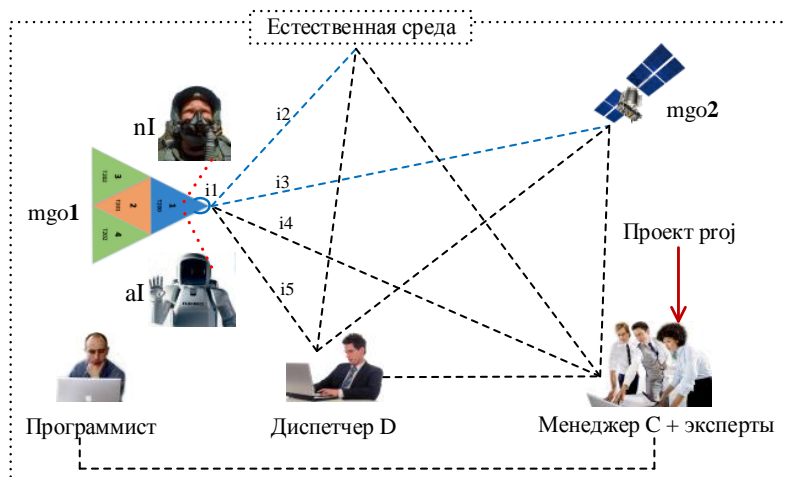


Рис. 1. Сцена реализации ЖЦ МГО

Требуется разработать стандарты для представления компонентов, формат описания (дескриптор) МГО, механизм его декомпозиции, исключающие возможность ошибки.

Основное требование к решению заключается в обеспечении возможности реализации результата на любом современном языке программирования.

Стандарт описания компонентов

Основная проблема построения стандартов заключается в том, что они должны включать все новшества и быть понятны персоналу, который участвует в ЖЦ МГО. Персонал может иметь различный уровень подготовки и говорить на разных языках. Чем выше уровень взаимопонимания, тем ниже вероятность катастроф.

Для выявления значимых сущностей МГО были проанализированы инновационные проекты: «интеллектуального» грузовика Future Truck 2025 (Mercedes-Benz, Daimler team), автомобиля без водителя «Self-Driving Car» (Google), безэкипажных кораблей Self-Driving Ships (Rolls-Royce, Blue Ocean team), скоростного поезда CRH380 High-Speed Train (Hong Kong Polytechnic University). В результате определено, что важнейшей сущностью МГО является тип компонентов, т.к. все задачи МГО решаются с учетом его свойств. На основе статистического анализа определены элементы типа, которые присутствуют практически во всех указанных выше проектах. Соответствующий стандарт можно представить кортежем:



$$Tcomp = (T, Id, Dt, kDt, X, Gt, Ng, I, com, tr), \quad (1)$$

где T – тип компонента; Id – идентификатор; Dt – датчики, фиксирующие значения диагностических параметров; kDt – количество датчиков; X – диагностические параметры; Gt – графический образ типа (jpg-файл); Ng – назначение; I – тип интеллекта, применяемого для управления; com – коммуникации для обмена информацией; tr – траектория движения.

Для практического применения (1) необходимо классифицировать элементы стандарта. Датчики в зависимости от пользователей классифицируются на две группы: $DtnI$ – для биологических объектов (людей) и $DtnoI$ – для технических объектов. Интеллект в зависимости от носителя подразделяется на три группы: nI – естественный (носитель – человек); aI – искусственный (носитель – программа); noI – отсутствие интеллекта (носитель – грузовые платформы и т.п.). Коммуникации, используемые акторами для обмена информацией, классифицируются в зависимости от масштаба на четыре группы: локальные ($com1$) для общения в рамках структуры МГО; интернет ($com2$) для общения в рамках глобальной общедоступной инфраструктуры; телефонные ($com3$) для общения по телефонным и специальным каналам; спутниковые ($com4$) для общения по каналам спутников связи. Траектория классифицируется в зависимости от среды на четыре группы: наземная (trE), подземная ($trUE$), водная (trW), воздушная (trA), космическая (trC).

При формировании элементов стандарта необходимо учитывать и согласовывать мнение технических специалистов и психологов. Для построения корпоративного стандарта на основе (1) можно использовать СУБД (MySQL и др.), таблицы (Excel и др.) или сохраненный (в .Net – Serialize) на внешнем носителе как XML-файл и затем прочитанный (Deserialize) экземпляр соответствующего класса [7]. Пример стандартов для описания типов в компании, использующей в бизнес-проектах железнодорожный транспорт, представлен в таблице.

Таблица 1. Стандарт для описания компонентов МГО

Тип (T)	Идентификатор типа компонента (Id)	Датчики (Dt)	Количество датчиков (kDt)	Параметры (X)	Граф. файл (Gf)	Вид	Интеллект (nI/aI)	Траектория (Tr)
$T1$	Локомотив	Dt_{T1} (nI, noI)	kDt_{T1}	X_{T1} (nI, noI)	Lc.jpg		nI/aI_{T1}	Tr_{T1}
$T2$	Цистерна	Dt_{T2} (noI)	kDt_{T2}	X_{T2} (noI)	Vt.jpg		noI	Tr_{T2}
$T3$	Товарный вагон	Dt_{T3} (noI)	kDt_{T3}	X_{T3} (noI)	Vk.jpg		noI	Dt_{T3}

После создания такой базы данных на сервере, все другие программы, включая мониторинг и визуализацию результатов, могут пользоваться актуальной и подтвержденной экспертами информацией. В случае изменения значений полей другие программы будут использовать новый вариант без коррекции кода.

Дескриптор МГО

Под термином дескриптор будем понимать компактное описание состава и структуры МГО, обеспечивающие выделение составляющих для применения в программах поддержки ЖЦ МГО. Основная сложность построения дескриптора заключается в разнообразии типов компонентов, множестве вариантов их отношений, используемых коммуникаций и уровня риска во время движения по траектории. Первый и третий фактор был преодолен введением стандартов (табл. 1). Для преодоления второго фактора классифицируем отношения между компонентами по признаку связности на две группы: физические (F), где акторы жестко связаны физически и перемещаются по одной траектории (например, вагоны в метро); логические (L), где акторы не связаны и могут перемещаться по разным траекториям (например, группа кораблей).

Четвертый фактор – риск (R) – определяет менеджер, используя собственный опыт и знания экспертов. В большинстве случаев достаточно классификации риска на три класса: слабый ($R1$), средний ($R2$), сильный ($R3$). Фактически уровень риска является интегральной характеристикой, отражающей непосредственно риск и уровень неопределенности в процессе реализации ЖЦ МГО.

Используя результаты классификации, сформируем формулу описания МГО:

$$Dmgo = (proj, id, FL, N, \langle i. T. q. \rangle, com, R), \quad (2)$$

где N – общее количество акторов; i – порядковый номер актора; q – количество акторов данного типа; «,» – разделитель, который можно заменить на любой другой.

В качестве примера построим дескриптор для описания железнодорожного состава VRP11.4, сформированного для проекта Сургут, состоящего из локомотива, четырех цистерн и трех товарных платформ, использующих локальную и специальную связь: $mgo = (Сургут, RVP11.4, F, 8, 1, T1.1, 2, T2.4, 3, T4.3, com1, com3, R1)$

Для практического применения дескриптора необходимо разработать механизм разбора строки на фрагменты, которые будут использоваться в других программах.

Алгоритм анализа дескриптора

Для алгоритма анализа строки дескриптора используем классическую идею разбора последовательности символов по некоторому признаку. В данном случае в качестве признака будем использовать символ «,». Ниже представлен краткий (без try-catch-проверки корректности входной информации) консольный вариант соответствующей программы на языке C# [7]:

```
using System;
namespace ConsoleParsing
{ class Program
  { static void Main (string[] args)
    { Console.WriteLine("Введите строку дескриптора: ");
      string mgo = Console.ReadLine ();
      Console.WriteLine ("Результат анализа:");
      Parsing (mgo);
      Console.ReadKey (); }
  static void Parsing(string mgoin)
  {
    string[] parts = mgoin.Split (new char[] { ',' });
    foreach (string s in parts) { Console.WriteLine (" " + s);
    } } }
```

В данном случае для представления фрагментов используется тип string. Работа программы аналогична синтаксическому анализу предложения с целью выделения лексем. Полученные фрагменты легко преобразуются в другой тип (например, методами класса convert [7]) или в дерево, которое отражает структуру входной последовательности и хорошо подходит для дальнейшей обработки.

Методика применения дескриптора

Практическое применение дескриптора включает следующие шаги.

1. Анализ нового проекта и формулирование требований для его выполнения.
2. Определение типов, количества, отношения компонентов и коммуникаций, обеспечивающих выполнение требований и достижения цели проекта.
3. Старт программы построения дескриптора и ввод менеджером соответствующей строки.
4. Декомпозиция строки на элементы.
5. Использование элементов в других программах сопровождения ЖЦ МГО.

Необходимым условием успеха применения методики является работоспособность каналов связи $i1, i4, i5$.

Экспериментальная проверка методики

Для проверки правильности методики решим задачу из области применения инновационных МГО для доставки груза в различные точки труднодоступных территорий.

Пусть для проекта Z требуется описать МГО drone, включающий четыре беспилотника трех типов (1 – $T200$, 1 – $T201$, 2 – $T202$), использующие для связи локальные коммуникации. На взлете и части траектории для уменьшения сопротивления и экономии топлива в МГО используются отношения F , затем они меняются на L и компоненты по отдельности решают собственные задачи, после чего восстанавливается отношение F и осуществляется возврат в точку вылета (рис. 2). Полет осуществляется в грозовых условиях при максимальном риске. Требуется построить соответствующий дескриптор и провести его анализ.

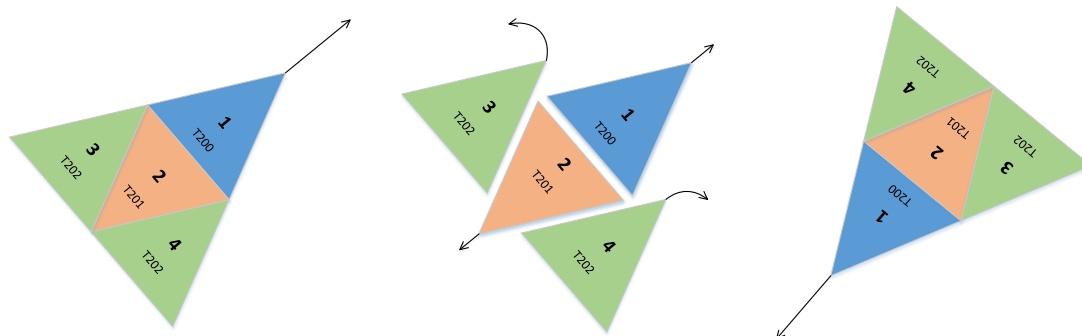


Рис. 2. МГО с изменяющейся структурой

Решение по шагам.

Шаг 1. Главное требование – компактное описание МГО drone.

Шаг 2. Типы компонентов, отношения и коммуникации даны в условии.

Шаг 3. Старт программы и ввод строки дескриптора

$mgo = (Z, drone, F.L.F, 4, 1.T200.1, 2.T201.1, 3.T202.2, com1, R3)$.

Шаг 4. Декомпозиция строки на элементы производится автоматически после ее передачи в метод Parsing. На экране появляется результат:

Введите строку дескриптора:

$Z, drone, F.L.F, 4, 1.T200.1, 2.T201.1, 3.T202.2, com1, R3$

Результат анализа:

```
Z
drone
F.L.F
4
1.T200.1
2.T201.1
3.T202.2
com1
R3
```

Шаг 5. Выделенные фрагменты при необходимости преобразуются в любой тип из строкового и используются в других программах, включая мониторинг, оценку шансов выполнения проекта и др. Очевидно, что результат соответствует поставленной задаче. Аналогичным образом можно построить и провести анализ дескриптора для любого МГО, характеристики компонентов которого представлены в стандарте.

На основе вышеизложенного, можно утверждать, что предложенный вариант дескриптора и алгоритм его анализа в полной мере соответствует сформулированным выше требованиям, обеспечивает компактное описание МГО и возможность автоматической обработки его элементов, что минимизирует возможность ошибок при формировании структуры и состава МГО.

Заключение

Разработаны стандарты для описания МГО, интуитивно понятные персоналу, участвующему в ЖЦ МГО. Предложен вариант дескриптора для описания МГО с фиксированной и изменяемой структурой с использованием стандартов. Описан алгоритм разделения дескриптора на элементы, необходимые для решения задач сопровождения ЖЦ МГО. Представлены результаты эксперимента по использованию дескриптора и алгоритма для описания и выделения элементов сложного МГО с переменной структурой. В целом, полученные результаты способствуют сокращению времени формирования МГО и исключению ошибок формализации, вызывающих сбои работы систем мониторинга.

METHODS FOR DESIGN AND ANALYSIS OF DESCRIPTORS FOR MONITORING MOBILE HETEROGENEOUS OBJECTS

A.I. KUZMICH, V.V. KRASNOPROSHIN, A.N. VALVACHEV

Abstract

Standards, methods of construction and analysis descriptor for mobile heterogeneous objects are proposed. An example of their use for complex objects with variable structure is given. Overall, these results allow us to reduce the formation of objects and eliminate errors in the monitoring programs.

Список литературы

1. Distributed Computing and Artificial Intelligence: 10th International Conference. New York, 2013.
2. *Kuhl F., Weatherly R.* Creating computer simulation systems: an introduction to the high level architecture. New Jersey, 1999.
3. *Cai Y., Hua K., Cao G.* // IEEE Int. Conf. Mobile Data Management. 2004. P. 27–38.
4. *Pasco A., Adziew V., Cominos P.* Heterogeneous objects modelling and applications. Springer, 2008.
5. *Кузьмич А.И., Краснопрошин В.В.* // Информатика. 2013. № 4. С. 45–53.
6. *Валькман Ю.Р.* // Матер. междунар. конф. «Искусственный интеллект». 2008. С. 310–318.
7. *Троелсен Э.* Язык программирования C# и платформа.NET 4.5. М. 2013.

УДК 66.085.3, 66.087.7

ТЕХНОЛОГИИ ФОРМИРОВАНИЯ НАНОРАЗМЕРНЫХ СТРУКТУР ДЛЯ ПРИМЕНЕНИЯ В ДИСПЛЕЙНЫХ И ОПТИЧЕСКИХ УСТРОЙСТВАХ

Ю.В. ТИМОШКОВ, В.И. КУРМАШЕВ*, А.А. САКОВА, В.Ю. ТИМОШКОВ

*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
П. Бровка, 6, Минск, 220013, Беларусь*

**Минский Институт Управления, Лазо, 12, г. Минск, 220102, Беларусь*

Поступила в редакцию 21 июля 2014

Рассмотрены технологии электроосаждения наноструктурированных покрытий для решения проблем наноформирования сложных современных оптических систем. Описывается получение пленок на основе различных металлов и их соосаждение с частицами дисперсной фазы. Исследованы особенности заполнения наноразмерных окон, а также влияние технологических режимов на свойства полученных покрытий. Описаны перспективы применения этих материалов и технологий в современных комплексных системах, таких как голографические матрицы, поляризаторы, оптические функциональные слои, фазовые пластины (Optical Retarders), микрооптоэлектромеханические системы (МОЭМС).

Ключевые слова: МОЭМС, подвижные микроэлементы, оптические системы, трибология, нанокпозиционные материалы, nanotrench filling.

Введение

В современных дисплейных и оптических устройствах, таких как LCD, OLED-, PLED-дисплеи, важную роль играет формирование различных структур, в том числе микро- и наноразмерных. Формирование функциональных структур достигается благодаря использованию таких технологий как roll-to-roll, nanoimprint, nanotrench filling, что позволяет получать системы управления световыми потоками [1].

Технология наноформирования межсоединений интегрированных оптических устройств

Бездефектное покрытие поверхностей со сложным наноразмерным рельефом является ключевым моментом при создании поляризаторов, оптических функциональных слоев, фазовых пластин и других оптических элементов [2]. С целью повышения качества таких сложных наноразмерных структур разработана nanotrench filling технология бездефектного заполнения канавок, глубиной до 730 нм и шириной – 140–200 нм. На полупроводниковую пластину со сложной нанометровой конфигурацией методом ионно-лучевого распыления нанесен специальный подслой, толщиной 300–600 Å. Формирование этого подслоя необходимо для обеспечения хорошей адгезии, а также проводимости для последующей операции электрохимического осаждения функциональных материалов. Было проведено электрохимическое осаждение никеля, меди (рис. 1), а также сплава на основе кобальта (рис. 2). Как видно на SEM-фотографиях поперечного сечения полупроводниковых пластин, с использованием данной технологии были получены образцы, в которых отсутствовали такие типичные дефекты как поры, стыки и повышенная зернистость. Высокое качество полученных покрытий позволяет использовать данную технологию для заполнения наноканавок как диэлектрических, так и металлических решеток в составе фазовых пластин и поляризаторов [3, 4].

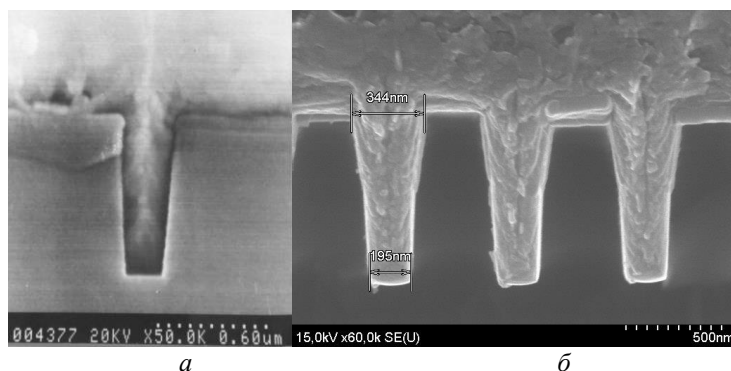


Рис. 1. SEM фотографии поперечного сечения пластины с канавками шириной 180 нм, заполненными медью (а) и шириной 195 нм, заполненными сплавом на основе никеля (б)

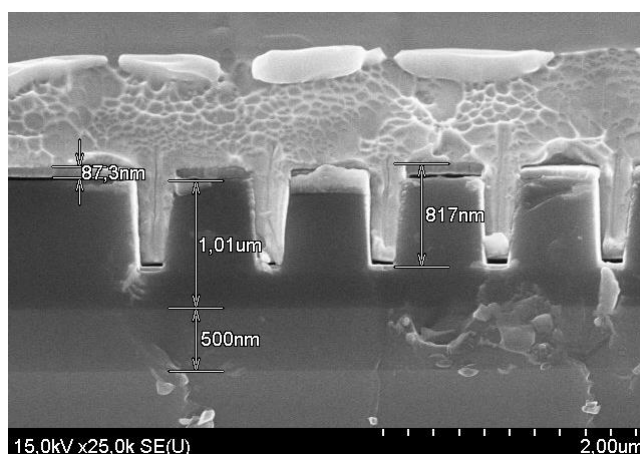


Рис. 2. SEM фотография поперечного сечения полупроводниковой пластины с канавками шириной 150 нм, заполненными сплавом на основе кобальта

Применение нанокomпозиционных материалов для повышения надежности подвижных элементов микрооптомеханических систем

Экспериментально исследован процесс электрохимического соосаждения нанокomпозиционных материалов на основе никеля, кобальта и хрома с инертными наночастицами ультрадисперсного алмаза (УДА), оксида алюминия, моногидроксида алюминия, нитрида бора. Размеры частиц дисперсной фазы изменялись от 7 до 50 нм при толщинах полученного нанокomпозиционного покрытия от 5 до 100 нм. По сравнению с гомогенными структурами микротвердость полученных покрытий возросла на 20–80 %, износостойкость увеличилась в 4 раза, коэффициент трения снизился в 2 раза. Как видно из рис. 3, наночастицы равномерно распределены как на поверхности, так и в объеме нанокomпозиционного покрытия.

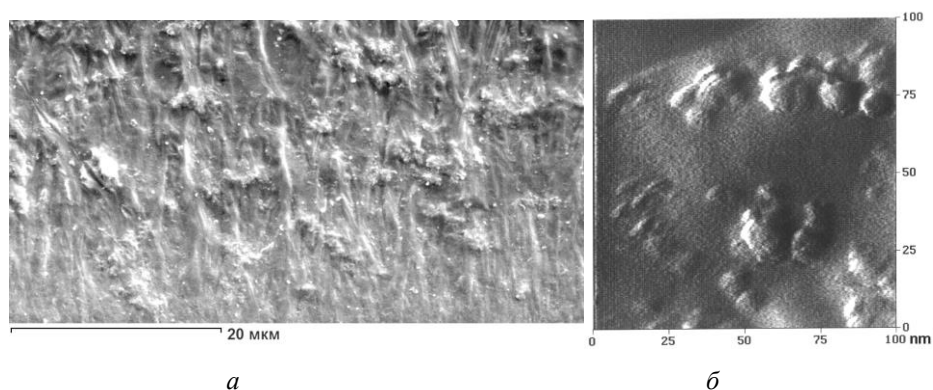


Рис. 3. SEM фотография поперечного сечения (а) и AFM фотография поверхности композиционного никелевого покрытия (б)

Данная технология представляет собой наиболее перспективный способ решения проблемы надежности механических компонентов (рис. 4) МОЭМС, таких как массивы подвижных микрзеркал, оптические затворы, МОЭМС-актюаторы и др [5, 6].

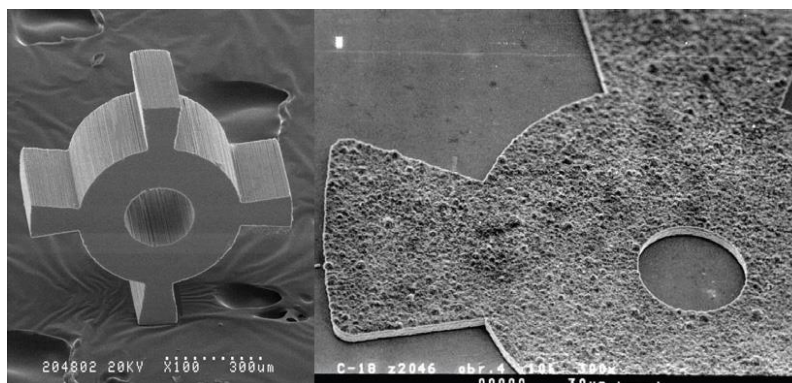


Рис. 4. Подвижные элементы МЭМС на основе композиционного никеля

Наноконпозиционные материалы для roll-to-roll технологии

Roll-to-roll технология является одной из самых перспективных для массового производства прецизионных структур и изделий. В процессе вращения (формования) барабан с рабочей матрицей механически взаимодействует (вдавливается) с фольгой функциональных слоев второго барабана. Механические свойства рабочей матрицы в значительной степени определяют ее тиражестойкость и, в конечном счете, эффективность производства, конечную цену изделий. Осаждение тонких защитных покрытий и модификация рабочей матрицы для улучшения трибологических свойств контактирующих поверхностей являются эффективными путями достижения повышенных эксплуатационных свойств структур. Покрытия и материал рабочей матрицы сформировались путем совместного электрохимического осаждения металлической матрицы с мелкодисперсными инертными частицами. Ввиду высокой выравнивающей способности электролита частицы не встраиваются в поверхностный, контактирующий с фольгой слой, распределяются преимущественно в объеме фольги. При этом не вносятся искажения в структуру дифракционных голографических решеток, а наноконпозиционный материал препятствует необратимым пластическим деформациям матриц и, соответственно, точному воспроизведению геометрии оттиска на фольге (рис. 5).

Таким образом, получены голографические рабочие матрицы на основе композиционного никеля и хрома для применения в roll-to-roll и nanoimprint технологиях. Использование композиционных материалов позволило повысить их тиражестойкость в 2–3 раза (до 6500–6750 м) по сравнению с обычными матрицами [7, 8].

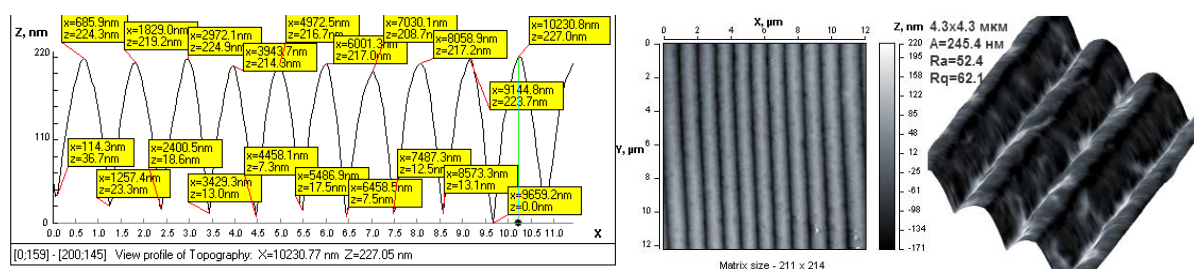


Рис. 5. Рельеф и 3D-изображение образцов матрицы на основе никеля

Заключение

Описаны перспективы применения технологии электрохимического осаждения наноконпозиционных и наноструктурированных материалов в современных устройствах и системах. Использование описанных технологий в таких системах как LCD, OLED-, PLED-дисплеи, MOEMS, мастер-матрицы для roll-to-roll и nanoimprint технологий позволяет повысить качество и надежность конечных продуктов и делает возможным их промышленное изготовление.

TECHNOLOGIES OF NANOSIZED STRUCTURES FOR DISPLAY AND OPTICAL APPLICATIONS

I.V. TIMOSHKOV, V.I. KURMASHEV, A.A. SAKOVA, V.I. TIMOSHKOV

Abstract

The electroplating technology of composite nanostructured coatings for advanced optical systems is described. Preparation of patterned profiles and substrates by codeposition process with inert nanoparticles is represented. Trenches coated with nanocomposite materials are investigated, as well as the influence of technological conditions on the properties of the coatings. The prospects of these materials and technologies for advanced applications such as roll-to-roll technology (holographic matrixes), nanoimprint, optical retarders and nanograting, polarizers, functional optical layers, microoptoelectromechanical systems are considered.

Список литературы

1. *Timoshkov I., Kurmashev V., Timoshkov V.* // Nanocomposites. 2011. P. 73–88.
2. *Jian (Jim) Wang, Xuegong Deng, Paul Sciortino, et. al* // Nanoengineering: Fabrication, Properties, Optics, and Devices II. Proceedings of SPIE. 2005. Vol. 5931. P 96–108.
3. The National Research Council Institute for Fuel Cell Innovation: Composite coatings for solid oxide fuel cell interconnects. – [Electronic resource]. – Available online: <http://archive.nrc-cnrc.gc.ca/obj/ifci-iipc/doc/fs-interconnect-en.pdf>. – Access date: 30.06.2014.
4. *Tsukimoto S., Ito K., Murakami M.* // Advanced nanoscale ULSI interconnects: fundamentals and applications. 2009. P. 131–143.
5. *Jiang K.* // Cutting-edge nanotechnology. 2010. P. 391–411.
6. *Teh K-S., Cheng Y-T., Lin L.* // J. of Micromechanics and Microengineering. 2005. Vol. 15. № 12. P. 2205–2215.
7. *Schwartz E.* Roll to roll processing for flexible electronics. USA, 2006.
8. *Parent F., Hamel J.* Web and roll performance characterization: a better way to ensure good runability in pressroom. Point Claire, QC, 2008.

УДК 621.396.96

ОЦЕНКА ВЛИЯНИЯ УСЛОВИЙ НАБЛЮДЕНИЯ НА ТОЧНОСТЬ ИЗМЕРЕНИЯ ДИСКРЕТНЫХ ФИЛЬТРОВ КАЛМАНА ПРИ НАБЛЮДЕНИИ ОБЪЕКТОВ В ПОЛЯРНЫХ КООРДИНАТАХ МЕТОДОМ МОНТЕ-КАРЛО

А.С. СОЛОНАР, П.А. ХМАРСКИЙ

Военная академия Республики Беларусь
Минск, 220057, Беларусь

Поступила в редакцию 5 мая 2014

Оценена точность аппроксимации гауссовской плотности вероятности при переходе из прямоугольных координат в полярные для различных условий наблюдения. Представлены результаты исследований по оценке влияния условий наблюдения на показатели качества различных модификаций дискретных фильтров Калмана.

Ключевые слова: метод линеаризации, плотность вероятности, метод Монте-Карло, сопровождение летательных аппаратов, фильтр Калмана при косвенных измерениях.

Введение

Одной из важнейших задач радиолокации является сопровождение – оценивание траекторных параметров движущегося объекта по данным радиолокационного наблюдения удаленного объекта. Сопровождение воздушных объектов, как правило, осуществляется в прямоугольной системе координат (СК) при наблюдении полярных координат. Переход от прямоугольных координат к полярным и (или) обратно выполняется при помощи нелинейных функциональных преобразований. При этом прямое использование уравнений дискретного линейного фильтра Калмана (ФК) невозможно. Известен целый ряд модификаций алгоритма работы фильтра Калмана, позволяющих обойти эту проблему [1–5]. В основе данных модификаций лежит метод линеаризации [6–8], позволяющий заменить нелинейные преобразования на линейные в окрестности оценки (разовой или экстраполированной).

На практике широкое распространение получили три модификации фильтра Калмана [3, 6]: при наблюдении полярных координат и фильтрации прямоугольных; при наблюдении коррелированных прямоугольных координат; при наблюдении независимых прямоугольных координат. В первой модификации применяется переход из прямоугольных координат в полярные, в остальных – переход из полярных в прямоугольные. Для некоторых условий наблюдения метод линеаризации не подходит, так как его использование может привести к возникновению значительных ошибок сопровождения. В известной литературе эти условия не конкретизированы. В данной статье приводится окончательная часть результатов исследований, начатых в работе [6]. Она посвящена анализу влияния условий наблюдений на точность измерения дискретных фильтров Калмана при наблюдении полярных координат методом математического моделирования Монте-Карло.

Цель статьи – выявить условия наблюдения, которые будут оказывать существенное влияние на точность измерения модификаций фильтра Калмана при наблюдении полярных координат.

Постановка задачи

Начальные условия. Примем, что вектор наблюдаемых параметров θ_f состоит из разовых оценок радиальной дальности r и азимута β ; данные соответствуют двухкоординатной радиолокационной станции (РЛС) кругового обзора. Ошибки наблюдения представляют собой некоррелированные центрированные случайные величины с корреляционной матрицей (КМ) ошибок измерения:

$$\mathbf{R}_0 = \begin{Bmatrix} \sigma_r^2 & 0 \\ 0 & \sigma_\beta^2 \end{Bmatrix},$$

где σ_r, σ_β – СКО гауссовских ошибок наблюдения радиальной дальности и азимута.

Интервал обновления данных равен T . Наблюдается летательный аппарат (ЛА), летящий с постоянной скоростью по прямолинейной траектории. В оцениваемый вектор состояния α входят разовые оценки прямоугольных координат ЛА: x (направление на север), z (на восток) и скоростей их изменения V_x, V_z .

Рассматриваемые модификации ФК [3, 7]: ФК при наблюдении коррелированных прямоугольных координат; ФК при наблюдении независимых прямоугольных координат; ФК при наблюдении полярных координат и фильтрации прямоугольных координат.

Задачи: 1) методом математического моделирования оценить точность аппроксимации гауссовской плотности вероятности при переходе из прямоугольных координат в полярные; 2) провести сопоставительный анализ результатов фильтрации модификаций ФК.

Особенности применения метода линеаризации в модификациях фильтра Калмана

Структурная схема дискретного ФК при наблюдении полярных координат и фильтрации прямоугольных изображена на рис. 1, *а*. Оценка вектора состояния $\hat{\alpha}_{k+1}$ производится на основе невязки оценки вектора наблюдаемых параметров θ_f и пересчитанного экстраполированного значения вектора состояния $\mathbf{h}(\hat{\alpha}_{0(k+1)})$:

$$\theta = \begin{Bmatrix} r \\ \beta \end{Bmatrix} = \mathbf{h}(\alpha) = \mathbf{h}(\|x \quad V_x \quad z \quad V_z\|^T) = \begin{Bmatrix} \sqrt{x^2 + z^2} \\ \arctg(z/x) + (\pi/2)[2 - \text{sgn}(x) - \text{sgn}(x)\text{sgn}(z)] \end{Bmatrix} \quad (1)$$

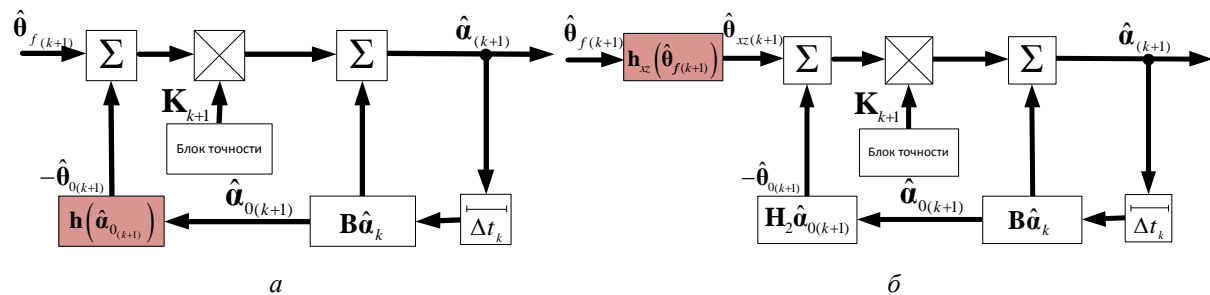


Рис. 1. Структурные схемы алгоритмов фильтрации: *а* – при наблюдении полярных координат и фильтрации прямоугольных; *б* – при наблюдении коррелированных прямоугольных координат

Одновременно с пересчетом математического ожидания (МО) вектора состояния осуществляется пересчет корреляционной матрицы ошибок \mathbf{R}_0 априорной гауссовской плотности вероятности (ПВ) из прямоугольной СК в полярную [3, 7]:

$$\mathbf{R}_{00} = \mathbf{H}_1 \mathbf{R}_0 \mathbf{H}_1^T, \quad \mathbf{H}_1 = \left\| \frac{\partial \mathbf{h}^{(i)}(\alpha)}{\partial \alpha^{(j)}} \right\| = \begin{Bmatrix} \frac{z_0}{\sqrt{x_0^2 + z_0^2}} & \frac{x_0}{\sqrt{x_0^2 + z_0^2}} \\ \frac{x_0}{x_0^2 + z_0^2} & -\frac{z_0}{x_0^2 + z_0^2} \end{Bmatrix},$$

где i – номер строки вектор-функции $\mathbf{h}(\cdot)$; $i = (0, \dots, n_\theta - 1)$; n_θ – размерность $\boldsymbol{\theta}_f$; j – номер элемента вектора состояния $\boldsymbol{\alpha}$; $j = (0, \dots, n_\alpha - 1)$; n_α – размерность $\boldsymbol{\alpha}$; x_0, z_0 – экстраполированные координаты в прямоугольной СК.

В фильтре Калмана при наблюдении коррелированных прямоугольных координат (рис. 1, б) оценка вектора состояния $\hat{\boldsymbol{\alpha}}_{k+1}$ формируется по результатам наблюдения разовых оценок прямоугольных координат $\hat{\boldsymbol{\theta}}_{xz(k+1)} = \left\| \hat{x}_{f(k+1)} \quad \hat{z}_{f(k+1)} \right\|^T$. При этом необходимо пересчитать корреляционную матрицу ошибок текущих измерений \mathbf{R}_θ в прямоугольную СК \mathbf{R}_{xz} [6]. Для пересчета оценки вектора наблюдения $\hat{\boldsymbol{\theta}}_{f(k+1)}$ из полярной СК в прямоугольную $\hat{\boldsymbol{\theta}}_{xz(k+1)}$ применяется вектор-функция $\mathbf{h}_{xz}(\hat{\boldsymbol{\theta}}_{f(k+1)})$:

$$\hat{\boldsymbol{\theta}}_{xz(k+1)} = \left\| \hat{x}_{f(k+1)} \quad \hat{z}_{f(k+1)} \right\|^T = \mathbf{h}_{xz}(\hat{\boldsymbol{\theta}}_{f(k+1)}) = \left\| \hat{r}_{(k+1)} \cos(\hat{\beta}_{(k+1)}) \quad \hat{r}_{(k+1)} \sin(\hat{\beta}_{(k+1)}) \right\|^T.$$

В ФК при наблюдении независимых прямоугольных координат считается, что ошибки наблюдений между собой некоррелированы. Подобное допущение позволяет фильтровать прямоугольные координаты x, z отдельно при помощи двух идентичных ФК по каждой прямоугольной координате [2, 3].

Оценка точности аппроксимации гауссовской плотности вероятности при переходе из прямоугольных координат в полярные координаты

Для оценки точности аппроксимации гауссовской плотности вероятности при переходе из прямоугольных координат в полярные координаты и обратно применялся метод Монте-Карло [1, 8, 9]. Этот метод позволяет численно определить неискаженную оценку МО и КМ преобразованной ПВ. Применение метода требует формирования большого числа векторных гауссовских случайных величин (отсчетов) с заданными МО и КМ, после чего каждая случайная величина пересчитывается при помощи нелинейного преобразования $\mathbf{h}(\cdot)$. По пересчитанной совокупности определяются МО и КМ результирующей ПВ.

Результаты применения метода Монте-Карло представлены в верхней части рис. 2. Наблюдается существенное отличие закона распределения результирующей ПВ от гауссовского после нелинейного преобразования (1). Применение метода Монте-Карло позволяет определить отклонение МО и КМ, полученных методом линеаризации, от истинного значения, что показано в нижней части рис. 2. Для приведенного примера наблюдается отклонение оценки МО и значительное искажение эллипса ошибок экстраполяции от истинного значения. При проведении исследований число отсчетов было выбрано 40000.

Для определения степени искажения пересчета параметров гауссовской ПВ методом линеаризации можно применять три показателя качества [6]: суммарная ошибка пересчета МО; ошибка пересчета элементов КМ и состоятельность преобразования.

Суммарная ошибка пересчета МО: $\Sigma = \sqrt{(r_M \cos \beta_M - x_0)^2 + (r_M \sin \beta_M - z_0)^2}$, где β_M, r_M – координаты МО в полярной СК, полученные методом Монте-Карло.

Ошибки пересчета МО по радиальной дальности и азимуту методом линеаризации: $\Delta r_L = |r_M - r_0|$, $\Delta \beta_L = |\beta_M - \beta_0|$, где β_0, r_0 – координаты МО в полярной СК, полученные методом линеаризации.

Ошибки пересчета элементов КМ экстраполяции методом линеаризации:

$$\Delta R_r = |R_{rM} - R_{rL}|, \quad \Delta R_\beta = |R_{\beta M} - R_{\beta L}|, \quad \Delta R_{r\beta} = |R_{r\beta M} - R_{r\beta L}|,$$

где $R_{rM}, R_{\beta M}, R_{r\beta M}$ – элементы КМ, полученной методом Монте-Карло, в полярной СК по радиальной дальности, азимуту и взаимной корреляции радиальной дальности и азимута; $R_{rL},$

$R_{\beta L}$, $R_{r\beta L}$ – элементы КМ, полученной методом линеаризации, в полярной СК по радиальной дальности, азимуту и взаимной корреляции радиальной дальности и азимута.

$$\text{Состоятельность преобразования [6]: } \eta = \text{tr} \left(\left((\mathbf{m}_0 - \mathbf{m}_M) (\mathbf{m}_0 - \mathbf{m}_M)^T + \mathbf{R}_0 \right) \mathbf{R}_M^{-1} \right),$$

где \mathbf{m}_0 – МО в полярной СК, полученное методом линеаризации; \mathbf{m}_M – МО в полярной СК, полученное методом Монте-Карло; \mathbf{R}_0 – КМ в полярной СК, полученная методом линеаризации; \mathbf{R}_M – КМ в полярной СК, полученная методом Монте-Карло.

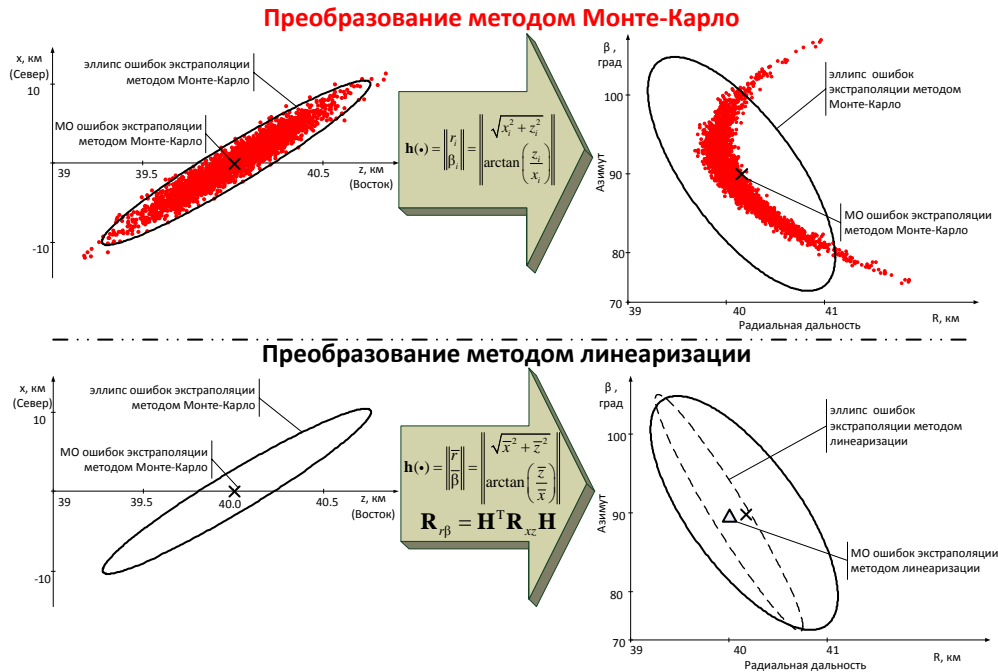


Рис. 2. Преобразование плотности вероятности при наблюдении полярных координат и фильтрации прямоугольных координат

Условия наблюдения при проведении модельных экспериментов по оценке точности аппроксимации ПВ представлены в табл. 1. Для адекватного расчета параметров исходной ПВ в прямоугольной СК задавались следующие параметры (см. рис. 3): \bar{r} , $\bar{\beta}$ – МО дальности и азимута (определяют МО ПВ); σ_r , σ_β – СКО по дальности и азимуту двумерной некоррелированной ПВ в полярной СК; φ – угол поворота ПВ.

По заданным \bar{r} , $\bar{\beta}$, σ_r , σ_β рассчитываются эквивалентные параметры исходной ПВ в прямоугольной СК $\tilde{\sigma}_x$ и $\tilde{\sigma}_z$, после чего определяется КМ R_{xz} исходной ПВ с учетом угла поворота φ [7, 8]:

$$R_{xz} = \begin{bmatrix} \cos \varphi & -\sin \varphi \\ \sin \varphi & \cos \varphi \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \overbrace{\sigma_r^2 \cos^2 \bar{\beta} + \sigma_\beta^2 \bar{r}^2 \sin^2 \bar{\beta}}^{\tilde{\sigma}_x} & 0 \\ 0 & \underbrace{\sigma_r^2 \sin^2 \bar{\beta} + \sigma_\beta^2 \bar{r}^2 \cos^2 \bar{\beta}}_{\tilde{\sigma}_z} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \varphi & -\sin \varphi \\ \sin \varphi & \cos \varphi \end{bmatrix}^T.$$

По результатам проведенных исследований можно сделать следующие выводы: 1) условия наблюдения оказывают существенное влияние на ошибки аппроксимации методом линеаризации; 2) при фиксированной дальности наблюдается сложный характер изменения ошибки аппроксимации при изменении $\bar{\beta}$ и φ . Ошибка минимальна (стремится к нулю) в случае когда угол γ между одной из осей эллипса ошибок и линией визирования равен 90° . При приближении угла γ к 45° , максимальные значения ΔR_r , ΔR_β могут достигать $(2-3)\sigma_\beta$ и

(2–8) σ_r , соответственно, а значения Δr_L и $\Delta \beta_L$ будут достигать (0,5–3) σ_r , (0,1–0,5) σ_β соответственно; 3) увеличение σ_β и \bar{r} приводит к существенному нелинейному росту всех составляющих ошибок аппроксимации; 4) увеличение σ_r на больших дальностях ($\bar{r} \gg \sigma_r$) не приводит к росту ошибок аппроксимации.

Таблица 1. Условия наблюдения при проведения модельных экспериментов

Эксперимент	\bar{r}	$\bar{\beta}$	σ_r	σ_β	φ
Влияние изменения коэффициента взаимной корреляция прямоугольных координат	100 км	90°	100 м	25', 40'	0°
Влияние изменения азимута	100 км	0°–360°	100 м	25', 40'	0°
Влияние изменения радиальной дальности	4–200 км	90°	100 м	40'	0°
Влияние изменения угла курса ЛА	100 км	90°	100 м	60', 70'	0°–360°
Влияние эквивалентного углового размера эллипса ошибок экстраполяции	100 км	90°	100 м, 500 м.	10'–180'	0°

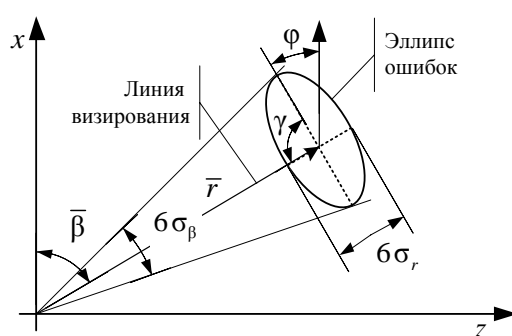


Рис. 3. Пояснение построения эллипса ошибок

Влияние ошибок аппроксимации плотности вероятности на качество фильтрации

Методика исследования влияния условий наблюдения на показатели качества фильтрации модификаций ФК при наблюдении полярных координат ЛА включала в себя этапы [6]: определение показателей качества; разработка комплекса математического моделирования для анализа выбранных показателей качества; определение условий моделирования; математическое моделирование и сопоставительный анализ.

Показателем качества фильтрации модификаций ФК было выбрано нормированное СКО суммарной ошибки измерения местоположения $\Delta_\Sigma(k)$ [3, 4, 6]. Нормировка применялась к СКО текущих оценок. В ходе моделирования каждого модельного эксперимента результаты усреднялись по 5000 опытных реализаций. Период обзора РЛС равнялся 10 с.

Для сопоставительного моделирования качества фильтрации модификаций ФК использовался комплекс математического моделирования, описанный в [3, 4, 6]. Скорость ЛА являлась постоянной и равнялась 1000 км/ч. Условия наблюдения при проведении модельных экспериментов по сопоставлению показателей качества различных ФК представлены в табл. 2. Траектории при проведении модельных экспериментов изображены на рис. 4, а–в. Параметры траектории (r_H , β_H – дальность и азимут начала траектории; α – угол курса, как угол между направлением на север и направлением полета) выбирались таким образом, чтобы на 40-м шаге обновления данных ЛА пролетал на дальности 100 км от РЛС с азимутом 90° – такой выбор гарантирует завершение всех переходных процессов, происходящих в модификациях ФК.

Таблица 2. Условия наблюдения при проведении модельных экспериментов по сопоставлению результатов работы модификаций ФК

Эксперимент	r_H	β_H	σ_r	σ_β	α
Влияние изменения курса ЛА	100 км	90°	100 м	25', 70'	0°–360°
Влияние изменения СКО ошибок измерения азимута	100 км	90°	100 м	10'–180'	45°
Влияние изменения начальной радиальной дальности до ЛА	10–200 км	90°	100 м	25', 70'	45°

Влияние изменения курса ЛА. Траектории ЛА изображены на рис. 4, а. На рис. 5, а, б представлены значения суммарной ошибки измерения местоположения для различных значений СКО ошибки измерения азимута. Учет взаимной корреляции приводит к выигрышу до 12 %, что подтверждает проведенные исследования в работе [3]. Для меньшего значения СКО ошибки измерения азимута, максимальное значение суммарной ошибки наблюдается для значений курса равных 90° и 270° . Это поясняется максимальным значением ошибки аппроксимации МО методом линеаризации.

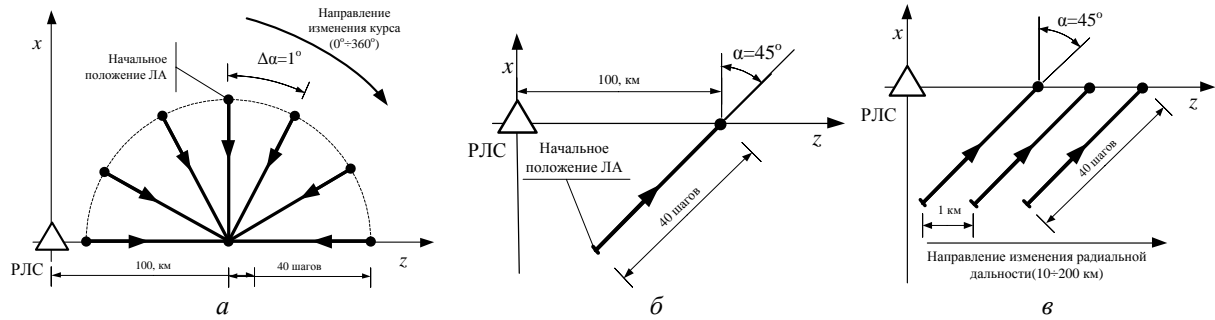


Рис. 4. Условия проведения модельных экспериментов: а – влияние изменения угла курса; б – влияние изменения СКО ошибки измерения азимута; в – влияние изменения начальной радиальной дальности

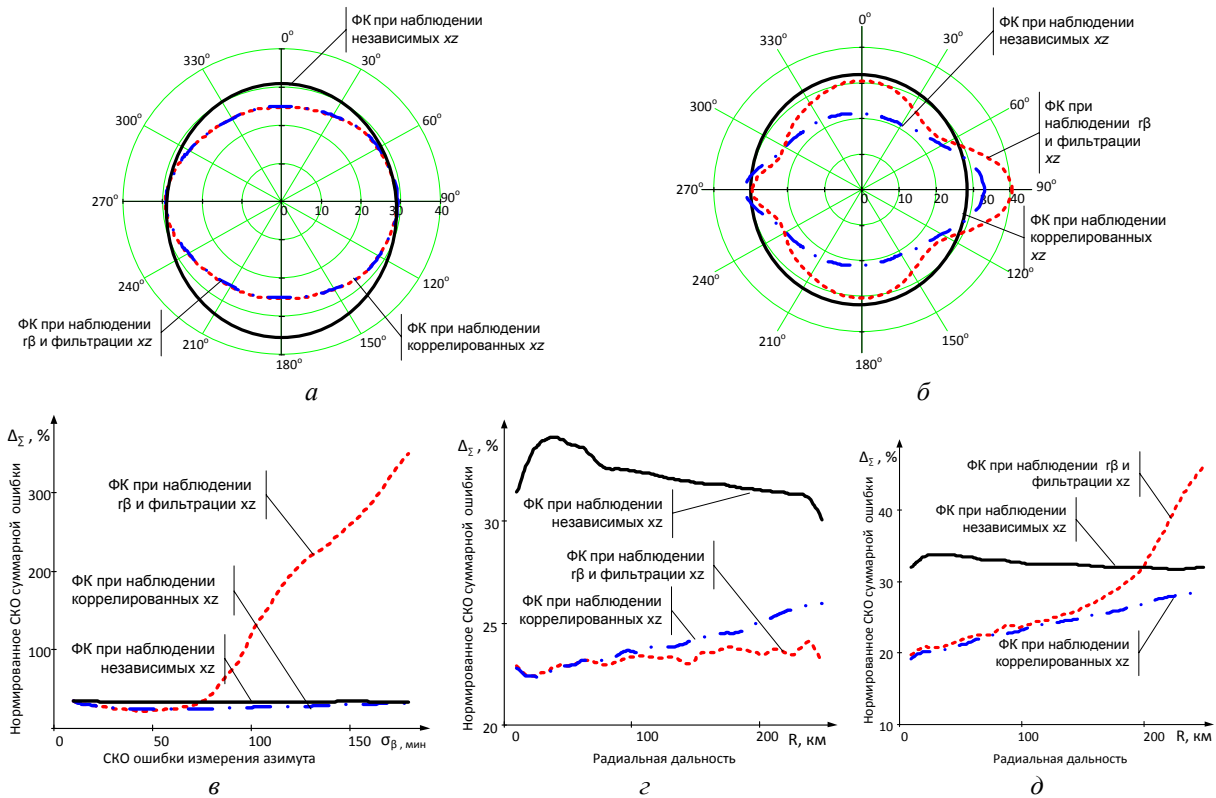


Рис. 5. Значение нормированной суммарной ошибки измерения местоположения при изменении угла курса: а – $\sigma_\beta = 25'$; б – $\sigma_\beta = 70'$; в – при изменении СКО ошибки измерения азимута; при изменении радиальной дальности; г – $\sigma_\beta = 25'$; д – $\sigma_\beta = 70'$

Влияние изменения СКО ошибок измерения азимута. Траектория для проведения данного модельного эксперимента изображена на рис. 4, б. Результаты моделирования представлены на рис. 5, в. Как и в предыдущем модельном эксперименте, условия проведения выбраны таким образом, чтобы ЛА пролетал на 40-ом шаге наблюдения радиальную дальность 100 км от РЛС и азимут 90° . Учет взаимной корреляции для таких условий наблюдения приводит к выигрышу до 15 %. Надо отметить, что при значительном росте ошибок аппроксимации (при увеличении σ_β) наблюдается срыв сопровождения в ФК при наблюдении полярных координат и фильтрации прямоугольных координат. Фильтры Калмана при

наблюдении коррелированных прямоугольных координат и при наблюдении независимых прямоугольных координат устойчивы к росту σ_β , т.к. для них ошибки аппроксимации не существенны по сравнению с первой модификацией ФК.

Влияние изменения начальной радиальной дальности до ЛА. Траектории для проведения данного модельного эксперимента изображена на рис. 4, в. Результаты представлены на рис. 5, г–д для различных значений СКО ошибки измерения азимута – 25' и 70'. ФК при наблюдении независимых прямоугольных координат проигрывает лучшим показателям до 15%. Увеличение дальности до цели приводит к росту ошибок аппроксимации и соответственно к срыву сопровождения ФК при наблюдении полярных координат и фильтрации прямоугольных координат на больших дальностях. Здесь требуется отметить, что в этой модификации параметры фильтра (участвующие в пересчете) согласованы с параметрами РЛС. Для предотвращения срыва сопровождения в уравнениях пересчета можно применять увеличенные значения σ_r, σ_β . Но в этом случае будет наблюдаться рост ошибок аппроксимации на всей дистанции и, как следствие, рост ошибок фильтрации.

Заключение

Для некоторых условий радиолокационных наблюдений метод линеаризации не подходит по причине возникновения значительных ошибок аппроксимации. Увеличение ошибок аппроксимации напрямую влияет на результаты работы алгоритмов фильтрации. Наиболее сильное влияние на изменение ошибок аппроксимации и точность измерения модификаций ФК оказывают: СКО ошибки измерения азимута, радиальная дальность до ЛА, курс ЛА. СКО ошибки измерения радиальной дальности оказывает незначительное влияние на ошибки аппроксимации методом линеаризации. Учет взаимной корреляции прямоугольных координат приводит к выигрышу по точности до 15%.

THE CONDITIONS OF OBSERVATION RESEARCH FOR EXTENDED KALMAN FILTER GOODNESS-OF-FIT USING MONTE-CARLO METHOD

A.S. SOLONAR, P.A. KHMARSKI

Abstract

Accuracy of approximation Gaussian probability density at conversion of measurements from Cartesian coordinates to polar for various conditions of observation is estimated using Monte-Carlo method. Conditions of observation research for extended Kalman filter goodness-of-fit are presented.

Список литературы

1. Бар-Шалом Я., Ли Х.Р. Траекторная обработка. Принципы, способы и алгоритмы. М., 2011.
2. Blackman S. Design and analysis of modern tracking systems. Boston, 1999.
3. Солонар А.С., Хмарский П.А. // Докл. БГУИР. 2012. № 7. С 47–53.
4. Солонар А.С., Хмарский П.А. // Докл. БГУИР. 2013. № 2. С. 79–85.
5. Степанов О.А., Торопов А.Б. // Изв. ТулГУ. Технические науки. 2012. Вып. 7. С. 172–189.
6. Солонар А.С., Хмарский П.А. // Приложение к журналу «Известия НАН РБ». 2014. № 2. С. 102–109.
7. Ширман Я.Д. Радиозлектронные системы: Основы построения и теория. М., 2007.
8. Степанов О.А. Основы теории оценивания с приложениями к задачам обработки навигационной информации. Часть 1. Введение в теорию оценивания. СПб, 2010.
9. Горшков С.А., Параневич А.В., Солонар А.С. // Докл. БГУИР. 2012. № 1. С 22–29.

УДК 621.39

ОЦЕНКА ЗАТУХАНИЯ РАДИОСИГНАЛА ПРИ ПРОХОЖДЕНИИ ЧЕРЕЗ СТЕНУ

А.И. СЕМЕНКО, А.А. СМЕЛЯНСКИЙ

*Государственный университет телекоммуникаций
Соломенская, 7, 03680, г. Киев, Украина**Поступила в редакцию 23 января 2014*

Приведены результаты исследования прохождения радиосигнала через стену типового помещения: офиса, квартиры, склада и т.д. Получены формулы для оценки затухания сигнала и изменения направления его распространения в зависимости от диэлектрической проницаемости материала стены.

Ключевые слова: фемтосота, диэлектрическая проницаемость, стройматериал, коэффициент прохождения, угол падения, угол отражения, распространение радиоволн, затухание сигнала.

Введение

При проектировании телекоммуникационных систем (ТКС), предназначенных для работы в помещении, в частности ТКС на основе фемтосоты, важной задачей является оценка затухания радиосигнала при прохождении через препятствия – стены, двери, окна, межповерхностные перекрытия и проч. При этом необходимо учесть тип строительного материала, используемого для создания конструкции.

В общем случае определение мощности сигнала на входе приемника фемтосоты от передатчика мобильного телефона, находящегося в помещении за стеной, требует рассмотрения всего электрического поля в помещении на основе теории электродинамики, что связано с очень большими трудностями. Вместе с тем важно определить затухание сигнала при прохождении его через стену. Для этого на основе принципов геометрической оптики условно можно рассмотреть прохождение через стену воображаемого узкого луча, который падает на поверхность стены под произвольным углом φ .

Оценка затухания радиосигнала

Рассмотрим общий случай, когда радиосигнал излучается изотропным источником из точки A мощностью P_A под некоторым углом к внешней поверхности стены φ (рис. 1).

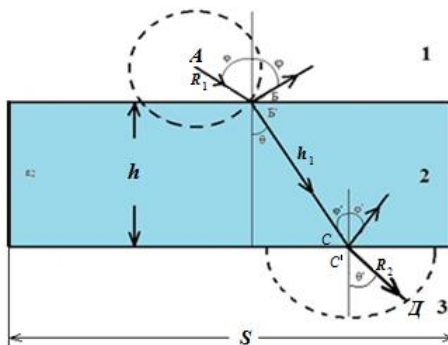


Рис. 1. Особенности прохождения радиосигнала через препятствие

В качестве излучателя радиосигнала используем мобильный телефон стандарта GSM 900, допуская, что он имеет всенаправленную диаграмму направленности антенны, то есть приблизительно его можно считать изотропным излучателем.

Радиосигнал от изотропного излучателя в точке А будет распространяться внутри воображаемой сферы с радиусом R_1 (среда 1).

Тогда на внешнюю поверхность стены в точке Б будет падать сигнал с мощностью $P_{нб} = \frac{P_A}{L_1}$, где L_1 – затухание сигнала в свободном пространстве [1];

$$L_1 = \frac{16\pi^2 R_1^2}{\lambda^2}, \text{ где } \lambda - \text{длина волны.}$$

Тогда $P_{нб} = \frac{\lambda^2 P_A}{16\pi^2 R_1^2}$. В зависимости от характеристик поверхности стены часть сигнала будет преломляться под углом θ с мощностью $P_{Б'} = T_1^2 P_{нб}$ [2], где T_1 – коэффициент преломления сигнала от стены (коэффициент Френеля для нормальной поляризации) [3]:

$$T_1 = \frac{2Z_2 \cos \varphi}{Z_2 \cos \varphi + Z_1 \cos \theta}, \quad (1)$$

где Z_1, Z_2 – характеристические сопротивления сред 1 и 2 соответственно $Z_1 = \sqrt{\frac{\mu_1}{\varepsilon_1}}, Z_2 = \sqrt{\frac{\mu_2}{\varepsilon_2}}$,

где $\varepsilon_1, \varepsilon_2, \mu_1, \mu_2$ – диэлектрическая и магнитная проницаемости материала сред.

Для частного случая, когда средой 1 служит вакуум или воздух ($\mu_1 = \varepsilon_1 = 1$), а средой 2 – немагнитный ($\mu_2 = 1$) диэлектрик с относительной диэлектрической проницаемостью ε , формула (1) примет вид $T_1 = \frac{2 \cos \varphi}{\cos \varphi + \sqrt{\varepsilon - \sin^2 \varphi}}$ [4].

Величина мощности сигнала на внутренней границе стены в точке Б' будет

$$P_{Б'} = \frac{\lambda^2 P_A}{16\pi^2 R_1^2} \left(\frac{2Z_2 \cos \varphi}{Z_2 \cos \varphi + Z_1 \cos \theta} \right)^2.$$

В зависимости от материала внутри стены (среда 2) радиосигнал идет к точке С' на внутреннюю границу стены под углом θ .

Угол θ найдем с использованием закона Снеллиуса (Снеля) [2]:

$$k_2 \sin \theta = k_1 \sin \varphi, \quad (2)$$

где k_1 и k_2 – показатели преломления сред 1,2: $k_1 = \sqrt{\varepsilon_1 \mu_1}, k_2 = \sqrt{\varepsilon_2 \mu_2}$.

Тогда из формулы (2) получим

$$\sin \theta = \frac{\sqrt{\varepsilon_1 \mu_1} \sin \varphi}{\sqrt{\varepsilon_2 \mu_2}}, \quad (3)$$

$$\theta = \arcsin \frac{\sqrt{\varepsilon_1 \mu_1} \sin \varphi}{\sqrt{\varepsilon_2 \mu_2}}. \quad (4)$$

Для расчета потерь сигнала, который приходит от точки Б' под углом θ в точку С, используем логарифмическую единицу a_n – погонное затухание [5], которое измеряется в децибелах на метр (дБ/м) и определяется по формуле $a_n = 8,69 \frac{\pi k_2}{\lambda} \text{tg} \delta$ [дБ/м] или

$a'_n = 10^{\frac{8,69 \pi k_2}{\lambda} \text{tg} \delta}$ [1/м], где $\text{tg} \delta$ – тангенс угла диэлектрических потерь в среде 2.

Длину пути h_1 , который проходит сигнал внутри стены, определим по формуле

$$h_1 = \frac{h}{\cos \theta}. \quad (5)$$

Затухание сигнала в диэлектрике равно

$$a''_n = h_1 a'_n = \frac{h10^{8.69 \frac{\pi k_2}{\lambda} \text{tg} \delta}}{\cos \theta}. \quad (6)$$

Мощность сигнала в точке С (P_{nC}) с использованием формул (5), (6) будет

$$P_{nC} = \frac{P_{B'}}{a''} = \frac{P_A \lambda^2 Z_2^2 \cos^2 \varphi \cos \theta}{4\pi^2 R_1^2 h10^{8.69 \frac{\pi k_2}{\lambda} \text{tg} \delta} (Z_2 \cos \varphi + Z_2 \cos \theta)^2}.$$

Сигнал, который упадет на внутреннюю границу стены, будет преломляться под углом θ' : $P_{C'} = T_2^2 P_{nC}$, где T_2 – коэффициент Френеля – коэффициент преломления сигнала от

$$\text{внутренней границы стены [4]} \quad T_2 = \frac{2Z_1 \cos \theta}{Z_1 \cos \theta + Z_2 \cos \theta'}.$$

Угол θ' найдем с использованием закона Снеллиуса (Снеля) [2]:

$$k_2 \sin \theta = k_1 \sin \theta'. \quad (7)$$

Тогда из формул (7) и (3) получим

$$\sin \theta' = \sin \varphi. \quad (8)$$

Следовательно, угол θ' равняется углу φ . Тогда мощность сигнала на выходе стены (на внешней поверхности) будет

$$P_{C'} = \frac{P_A \lambda^2 Z_1^2 Z_2^2 \cos^2 \varphi \cos^3 \theta}{\pi^2 R_1^2 (Z_2 \cos \varphi + Z_2 \cos \theta)^2 (Z_1 \cos \theta + Z_2 \cos \theta')^2 h10^{8.69 \frac{\pi k_2}{\lambda} \text{tg} \delta}}. \quad (9)$$

Сигнал в точке С' с мощностью $P_{C'}$ будет распространяться в полусфере над поверхностью стены (среда 3) с затуханием

$$L_3 = \frac{8\pi^2 R_2^2}{\lambda^2}.$$

Тогда сигнал в точке Д, который появится как преломленный от источника в точке С', будет иметь мощность

$$P_{Д} = \frac{P_{C'}}{L_3}. \quad (10)$$

Учитывая формулы (7), (8), (9), (10) получим

$$P_{Д} = P_A \frac{\lambda^4 Z_1^2 Z_2^2 \cos^2 \varphi \cos^3 (\arcsin \frac{\sqrt{\epsilon_1 \mu_1} \sin \varphi}{\sqrt{\epsilon_2 \mu_2}})}{8\pi^4 R_1^2 R_2^2 \left[Z_2 \cos \varphi + Z_2 \cos (\arcsin \frac{\sqrt{\epsilon_1 \mu_1} \sin \varphi}{\sqrt{\epsilon_2 \mu_2}}) \right]^2 \left[Z_1 \cos \left(\arcsin \frac{\sqrt{\epsilon_1 \mu_1} \sin \varphi}{\sqrt{\epsilon_2 \mu_2}} \right) + Z_2 \cos \varphi \right]^2 h10^{8.69 \frac{\pi k_2}{\lambda} \text{tg} \delta}}. \quad (11)$$

Исходя из формулы (11) определим отношение исходного сигнала к конечному при прохождении его сквозь препятствие, то есть затухание сигнала на данном пути

$$L_{Д} = \frac{P_{Д}}{P_A} = \frac{\lambda^4 Z_1^2 Z_2^2 \cos^2 \varphi \cos^3 (\arcsin \frac{\sqrt{\epsilon_1 \mu_1} \sin \varphi}{\sqrt{\epsilon_2 \mu_2}})}{8\pi^4 R_1^2 R_2^2 \left[Z_2 \cos \varphi + Z_2 \cos (\arcsin \frac{\sqrt{\epsilon_1 \mu_1} \sin \varphi}{\sqrt{\epsilon_2 \mu_2}}) \right]^2 \left[Z_1 \cos \left(\arcsin \frac{\sqrt{\epsilon_1 \mu_1} \sin \varphi}{\sqrt{\epsilon_2 \mu_2}} \right) + Z_2 \cos \varphi \right]^2 h10^{8.69 \frac{\pi k_2}{\lambda} \text{tg} \delta}}. \quad (12)$$

В случае, когда среда 1 – воздух ($\mu_1 = \epsilon_1 = 1$), а среда 2 – немагнитный диэлектрик ($\mu_2 = 1$), формулы (11), (12) примут вид

$$P'_{Д} = P_A \frac{\lambda^4 \cos^2 \varphi \cos^3 (\arcsin \frac{\sin \varphi}{\sqrt{\epsilon_2}})}{8\pi^4 R_1^2 R_2^2 \left[\cos \varphi + \sqrt{\epsilon_2 - \sin^2 \varphi} \right]^2 \left[\cos \left(\arcsin \frac{\sin \varphi}{\sqrt{\epsilon_2}} \right) + \frac{1}{\sqrt{\epsilon_2}} \cos \varphi \right]^2 h10^{8.69 \frac{\pi \sqrt{\epsilon_2}}{\lambda} \text{tg} \delta}}, \quad (13)$$

$$L'_{\text{д}} = \frac{P_{\text{д}}}{P_{\text{А}}} = \frac{\lambda^4 \cos^2 \varphi \cos^3 \left(\arcsin \frac{\sin \varphi}{\sqrt{\varepsilon_2}} \right)}{8\pi^4 R_1^2 R_2^2 \left[\cos \varphi + \sqrt{\varepsilon_2 - \sin^2 \varphi} \right]^2 \left[\cos \left(\arcsin \frac{\sin \varphi}{\sqrt{\varepsilon_2}} \right) + \frac{1}{\sqrt{\varepsilon_2}} \cos \varphi \right]^2} h 10^{\frac{8.69 \pi \sqrt{\varepsilon_2} \operatorname{tg} \delta}{\lambda}} \quad (14)$$

В качестве примера рассмотрим прохождение радиосигнала сквозь кирпичную стену и зададим следующие исходные значения преграды и среды: среды 1 и 3 – воздух, $\mu_1 = \varepsilon_1 = 1$; среда 2 – кирпичная стена толщиной $h = 0,25$ м, $\mu_1 = 1$, $\varepsilon_1 = 5,86$, $\operatorname{tg} \delta = 1,16 \cdot 10^{-1}$; расстояние от изотропного излучателя до стены $R_1 = 2$ м, приемник Д размещен на расстоянии 2 м от стены, $R_2 = 2$ м; длина волны радиосигнала $\lambda = 0,33$ м для GSM 900.

Подставив в формулу (12) исходные данные преграды и среды, получим значения затухания для различных углов падения электромагнитной волны на кирпичную стену (таблица).

Затухание радиоволны при разных углах падения на препятствие

№	Угол падения φ	Затухание
1	0°	-61 дБ
2	30°	-61,3 дБ
3	45°	-62 дБ
4	60°	-63,7 дБ
5	70°	-66 дБ
6	80°	-71 дБ

График зависимости затухания электромагнитной волны от угла падения приведен на рис. 2. Следует заметить, что реальное затухание сигнала позволит нормально работать в помещении мобильным телефонам стандарта GSM 900, чувствительность которых составляет – 108 дБм ($10^{-13,8}$ Вт).

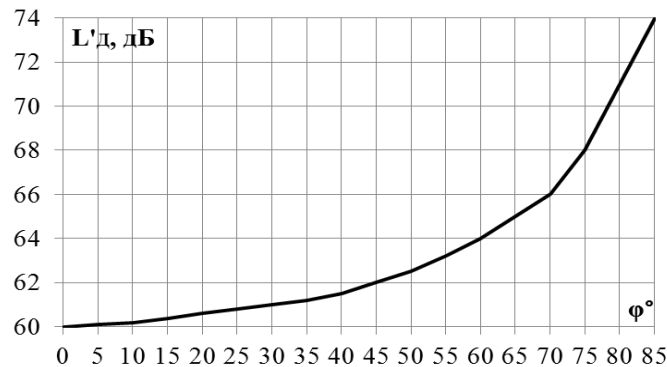


Рис. 2. Зависимость затухания электромагнитной волны от угла падения

Определение мощности сигнала на входе приемника фемтосоты

Будем рассматривать наиболее общий случай, когда мобильный телефон как изотропный излучатель с всенаправленной диаграммой направленности будет находиться в любой точке А по отношению к стене длиной S (рис. 3).

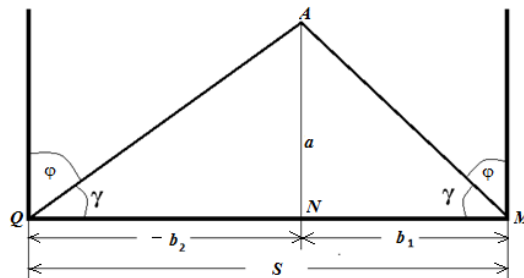


Рис. 3. Особенности расположения источника излучения относительно стены

Приближенно будем считать, что конечная точка C будет находиться на конце стены длиной S . Значения углов определим из рис. 3: $\gamma = \arctg \frac{a}{x}$, $-b_2 \leq x \leq b_1$, $\varphi = 90^\circ - \gamma$. Путем суммирования мощностей всех условных узких лучей, расположенных вплотную друг к другу, можем приближенно определить суммарную мощность сигнала, поступающего на вход приемника фемтосоты по формуле, полученной из соотношения (13):

$$P'_d = P_A \frac{\lambda^4 \int_{\varphi_1}^{\varphi_2} \cos^2 \varphi d\varphi \times \cos^3 \left(\arcsin \frac{\int_{\varphi_1}^{\varphi_2} \sin \varphi d\varphi}{\sqrt{\varepsilon_2}} \right)}{8\pi^4 R_1^2 R_2^2 \left[\int_{\varphi_1}^{\varphi_2} \cos \varphi d\varphi + \sqrt{\varepsilon_2 - \int_{\varphi_1}^{\varphi_2} \sin^2 \varphi d\varphi} \right]^2 \left[\cos \left(\arcsin \frac{\int_{\varphi_1}^{\varphi_2} \sin \varphi d\varphi}{\sqrt{\varepsilon_2}} \right) + \frac{1}{\sqrt{\varepsilon_2}} \int_{\varphi_1}^{\varphi_2} \cos \varphi d\varphi \right]^2 h l 10^{8.69 \frac{\pi \sqrt{\varepsilon_2}}{\lambda} \text{tg} \delta}}, \text{ где}$$

$$\varphi_1 = 90^\circ - \arctg \frac{a}{b_1}, \varphi_2 = 90^\circ - \arctg \left(-\frac{a}{b_2} \right).$$

Выводы

При прохождении радиосигнала через стену он претерпевает затухание (потери) и изменение направления, которые определяются диалектической проницаемостью материала стены: угол отклонения тем больше, чем больше диэлектрическая проницаемость.

Реальное затухание сигнала в помещении из-за наличия препятствия в виде стены позволяет нормально работать мобильному телефону стандарта GSM 900 с чувствительностью -108 дБм ($10^{-13,8}$ Вт) даже с запасом энергии.

Полученные формулы могут быть использованы для приближенного определения затухания сигнала в однослойной стене из различных материалов, а также суммарной мощности сигнала на входе приемника фемтосоты.

ATTENUATION RADIO PASS THROUGH A WALL

A.I. SEMENKO, A.A. SMELYANSKIY

Abstract

The results of investigation of a radio signal through the wall of the main living room: office, apartment, warehouse are given. The formulas for determining the attenuation of the signal and changes its direction of propagation depends on the dielectric constant of the material wall.

Список литературы

1. Кантор Л.Я. Спутниковая связь и вещание: Справочник. М., 1988.
2. Пименов В.Ю., Вольман В.И., Муравцов А.Д. Техническая электродинамика. М., 2000.
3. Родос Л.Я. Электродинамика и распространение радиоволн. СПб, 2007.
4. Баскаков С.И. Электродинамика и распространение радиоволн. М, 1992.
5. Гроднев И.И. Верник С.М. Линии связи. М., 1988.
6. Гавриленко В.Г., Яшинов В.А. Распространение радиоволн в современных системах мобильной связи. Нижний Новгород, 2003.

УДК 681.518

АНАЛИЗ КОЛЕБАНИЙ ТРОСА И СПОСОБОВ ИХ ПОДАВЛЕНИЯ ДЛЯ ГРУЗОПОДЪЕМНЫХ МЕХАНИЗМОВ

А.В. МАРКОВ, А.А. ПОДКОВЫРОВА, М.К. ХАДЖИНОВ, О.А. ШВЕДОВА

*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
П. Бровка, 6, Минск, 220013, Беларусь*

Поступила в редакцию 9 сентября 2014

Приведены результаты исследования поведения троса грузоподъемных механизмов с нагруженным подвесом, когда масса груза соизмерима с массой троса и с ненагруженным подвесом. Произведен анализ эффективности подавления колебаний троса системами управления с применением шейпинг-фильтра и наблюдателя.

Ключевые слова: грузоподъемные механизмы, колебания троса, подавление колебаний, система управления с применением шейпинг-фильтра, система управления с наблюдателем.

Введение

Грузоподъемные механизмы (ГПМ) применяются практически во всех областях промышленности. Существующие системы управления позволяют компенсировать колебания подвеса с грузом, когда масса груза намного больше массы троса.

Ставится задача анализа более сложных колебаний, возникающих при движении крана с нагруженным подвесом, когда масса груза соизмерима с массой троса или ненагруженного подвеса. Эффективность от улучшения характеристик этого движения очевидна, т.к. любой кран примерно половину времени движется в этом режиме. Наиболее актуальной данная задача является для поворотных башенных кранов, которые характеризуются значительной высотой и чаще всего применяются в таких условиях, когда груз должен главным образом перемещаться вертикально.

Сложность такого вида движения объясняется распределенным характером нагрузки ГПМ, которой является масса троса подвеса. Реализация алгоритмов и методов, предотвращающих раскачивание троса и подвеса при их перемещении, позволяет существенно повысить производительность, что влечет за собой снижение потребления электроэнергии, сокращение времени технологических процессов, значительно повышает безопасность работы ГПМ, а также снижаются требования к квалификации операторов. Высокая точность позиционирования (без раскачивания) необходима при различных видах работ, когда подвес крана перемещается в непосредственной близости от объектов или обслуживающего персонала, при этом снижаются требования к координатной защите крана [1, 2].

Теоретический анализ

Конструкция ГПМ предполагает наличие специальной тележки с прямолинейным движением и троса с подвесом, с помощью которого полезный груз крепится к тележке.

Если масса троса соизмерима или значительно больше массы груза или ненагруженного подвеса, то при недостаточном натяжении троса возникают свободные колебания, точное описание которых затруднительно. При определенных начальных условиях можно добиться отчетливой формы этих колебаний [3].

На вход подается сигнал с пульта управления. На тележку действует горизонтальная сила (электропривод), под действием которой тележка начинает движение. Каждое звено имеет два входа и два выхода. На массу m_n воздействует скорость звена m_{n-1} , под действием которой масса m_n начинает свое движение (первый вход). В свою очередь, масса m_n оказывает воздействие скорости на звено с массой m_{n+1} (первый выход). Масса m_n имеет свои собственные колебания, которые влияют на движение предстоящего звена m_{n+1} с силой F_n (второй выход), а на движение самой массы m_n влияет последующее звено m_{n+1} с силой F_{n+1} (второй вход). Для каждого звена на вход интегратора поступает сигнал ускорения массы m_n , выходом является сигнал скорости массы m_n . На вход второго интегратора поступает сигнал скорости массы m_n относительно массы m_{n-1} . Коэффициент g/L_n характеризует влияние на звено $n-1$ собственной частоты колебания звена n .

Из данной структуры видно, что количество звеньев может быть произвольным. Для математического описания структурной схемы используются векторно-матричные уравнения пространства состояний.

Переменными состояниями приняты: $x_1(t)$ – скорость перемещения тележки m_T , $x_2(t)$ – скорость перемещения массы звена m_1 (первого звена), $x_3(t)$ – скорость массы звена m_1 относительно движения тележки m_T . Каждое последующее звено будет описываться аналогичным образом, а именно: последующий коэффициент $(n+1)$ переменной состояния присваивается скорости перемещения массы добавленного звена, коэффициент $(n+2)$ присваивается относительной скорости добавленного звена. Входным сигналом u принят сигнал, посылаемый с пульта управления. Выходными сигналами y_1 – скорость массы звена m_1 (скорость первого звена троса), y_2 – действующая сила в точке подвеса.

Матрица A имеет размерность $n \times n$, где n – число интеграторов. Строки матрицы A формируют входные сигналы интеграторов, а столбцы – выходные сигналы. Каждый элемент матрицы формируется, как влияние выхода i -ого интегратора на вход j -ого интегратора. Так как элементы структурной схемы одинаковые, матрица A имеет закономерную структуру:

$$\begin{bmatrix} \omega_{np} & 0 & \omega_1^2 \cdot \frac{\omega_1}{\omega_T} & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \omega_1^2 & 0 & -\omega_2^2 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \omega_2^2 & 0 & -\omega_3^2 & \dots & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & \omega_{n-1}^2 & 0 & -\omega_n^2 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 1 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix},$$

где $\omega_n = g/L_n$.

Элементами матрицы B являются входные сигналы модели:

$$B = [\omega_{np} \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad \dots \quad 0]^T.$$

В элементах матрицы C ставится единица с того выхода, где необходимо наблюдать выходной сигнал.

Данную математическую модель можно применять для составления программного кода (MatLab) для дальнейшего анализа поведения системы.

На рис. 3 представлены амплитудно-частотные и фазочастотные характеристики (АЧХ и ФЧХ) конечного звена троса. В зависимости от порядка модели возникают резонансные частоты, т.е. каждое звено обладает собственными незатухающими колебаниями, которые влияют на движение конечного звена. С повышением порядка модели повышается точность описания такого движения. При этом, при каждом добавлении звена, возникает новая резонансная частота, которая требует алгоритма подавления и усложняет алгоритм.

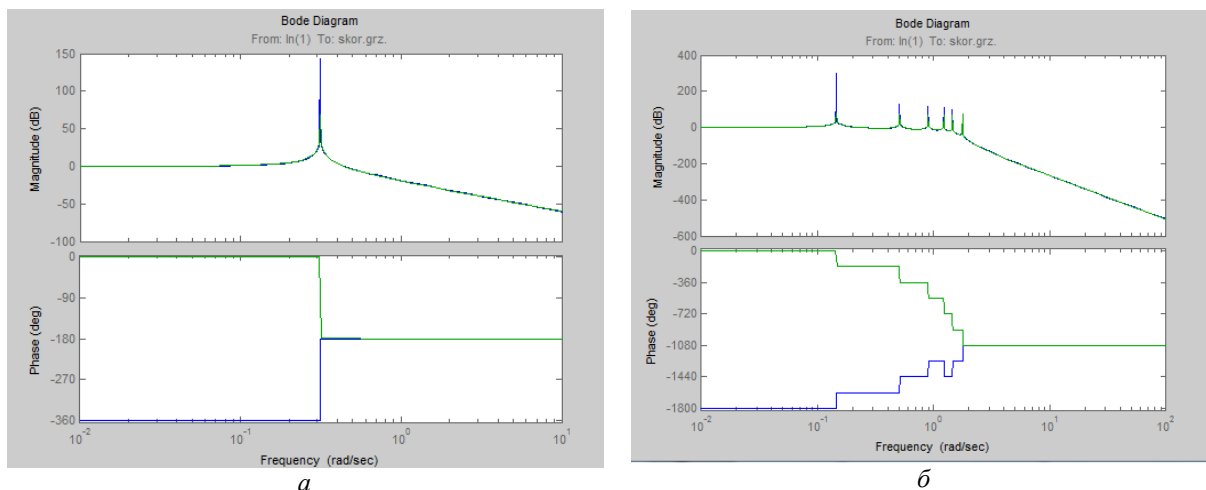


Рис. 3. АЧХ и ФЧХ конечного звена троса: *a* – модель первого порядка; *б* – модель второго порядка

Для дальнейшего анализа наложим на АЧХ резонансные частоты конечного звена всех шести моделей (рис. 4). Спектр частот является довольно широким и частоты не перекрываются, а зависимость между нарастанием модели и смещением резонансных частот не наблюдается.

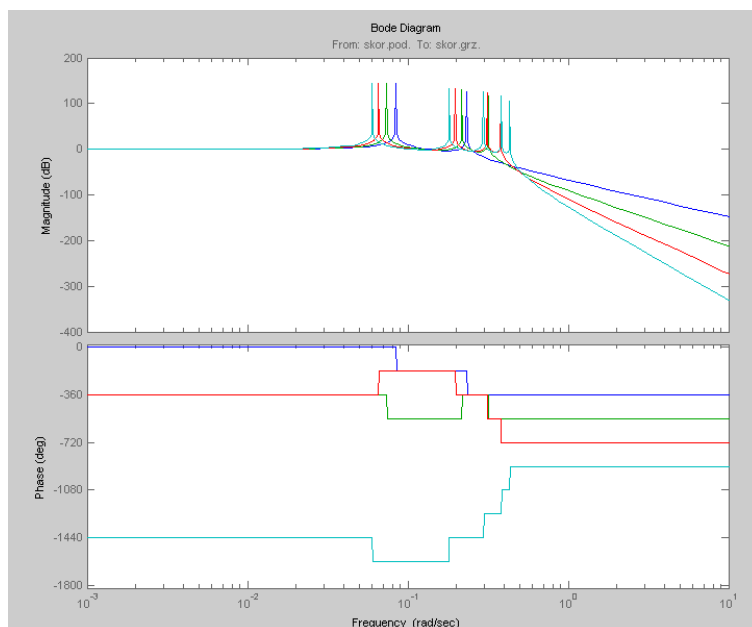


Рис. 4. Спектр резонансных частот конечного звена шести моделей

Результаты и их обсуждение

Наиболее простым, не требующим дополнительного оборудования, способом управления с подавлением колебаний является система управления с применением шейпинг-фильтра.

Анализ применения алгоритма шейпинг-фильтра показал, что каждая модель шейпинг-фильтра уменьшает амплитуду колебаний только для заранее заданной модели, т.е. вырезает только определенную частоту (рис. 5). На остальные модели шейпинг-фильтр имеет малое влияние или же не подавляет колебания вообще.

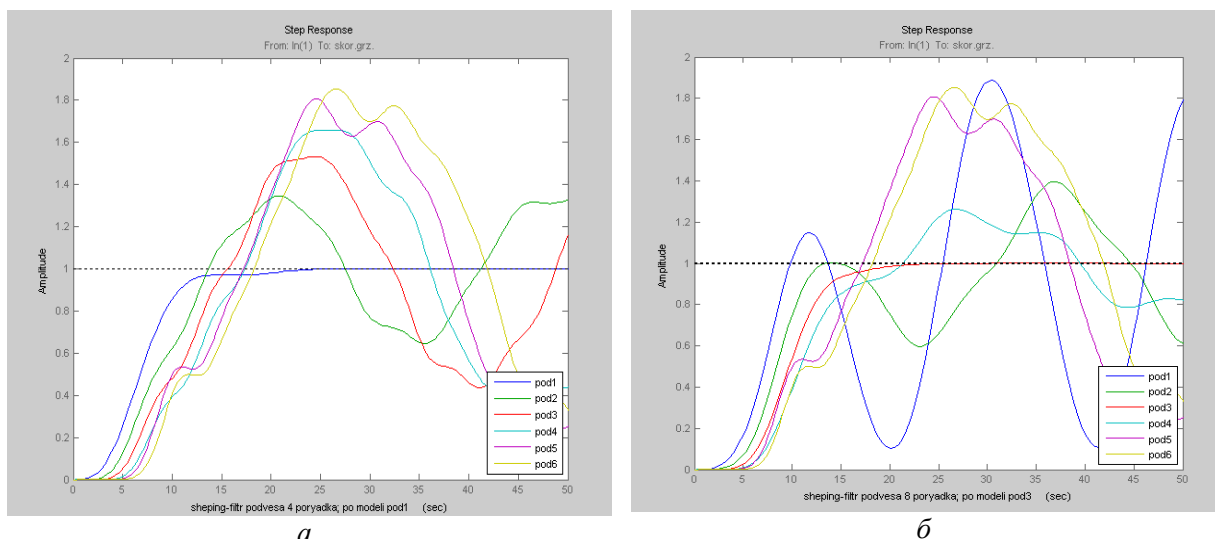


Рис. 5. Переходные характеристики по скорости конечного звена для шести случаев с применением шейпинг-фильтра с разным порядком: *a* – шейпинг-фильтр четвертого порядка; *б* – шейпинг-фильтр восьмого порядка

Структурная схема системы управления с наблюдателем представлена на рис. 6.

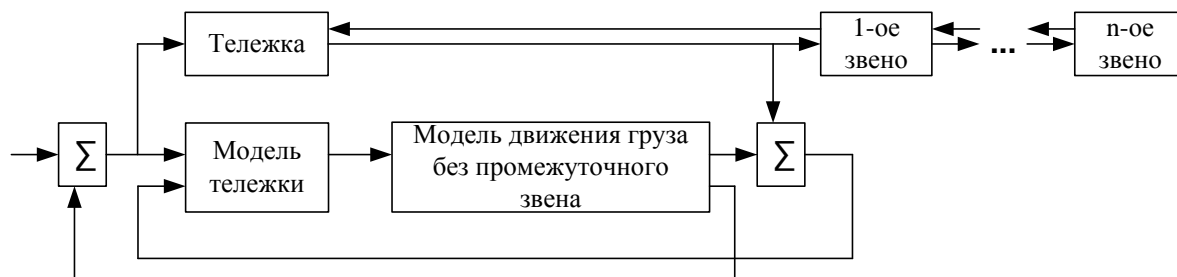


Рис. 6. Структурная схема модели крана с наблюдателем

На рис. 7 приведены графики переходных процессов по скорости для конечного звена, когда использовалась система управления с наблюдателем для подавления колебаний. Как видно из рисунка, система управления с наблюдателем подавляет все колебания. В отличие от случая применения шейпинг-фильтра, система управления с наблюдателем подавляет колебания без перерегулирования.

В классической теории управления принято считать [6], что скорость функционирования контура оценивания должна быть немного выше, чем скорость контура управления. По результатам моделирования поведения системы можно утверждать, что чем выше скорость функционирования контура оценивания, тем меньше время переходного процесса и амплитуда колебания, соответственно снижается перерегулирование.

Скорость функционирования контура оценивания можно увеличивать в несколько раз относительно скорости контура управляемости. Единственным ограничением в увеличении скорости работы контура оценивания является то, что быстродействующий контур становится подвержен помехам, что делает его неустойчивым.

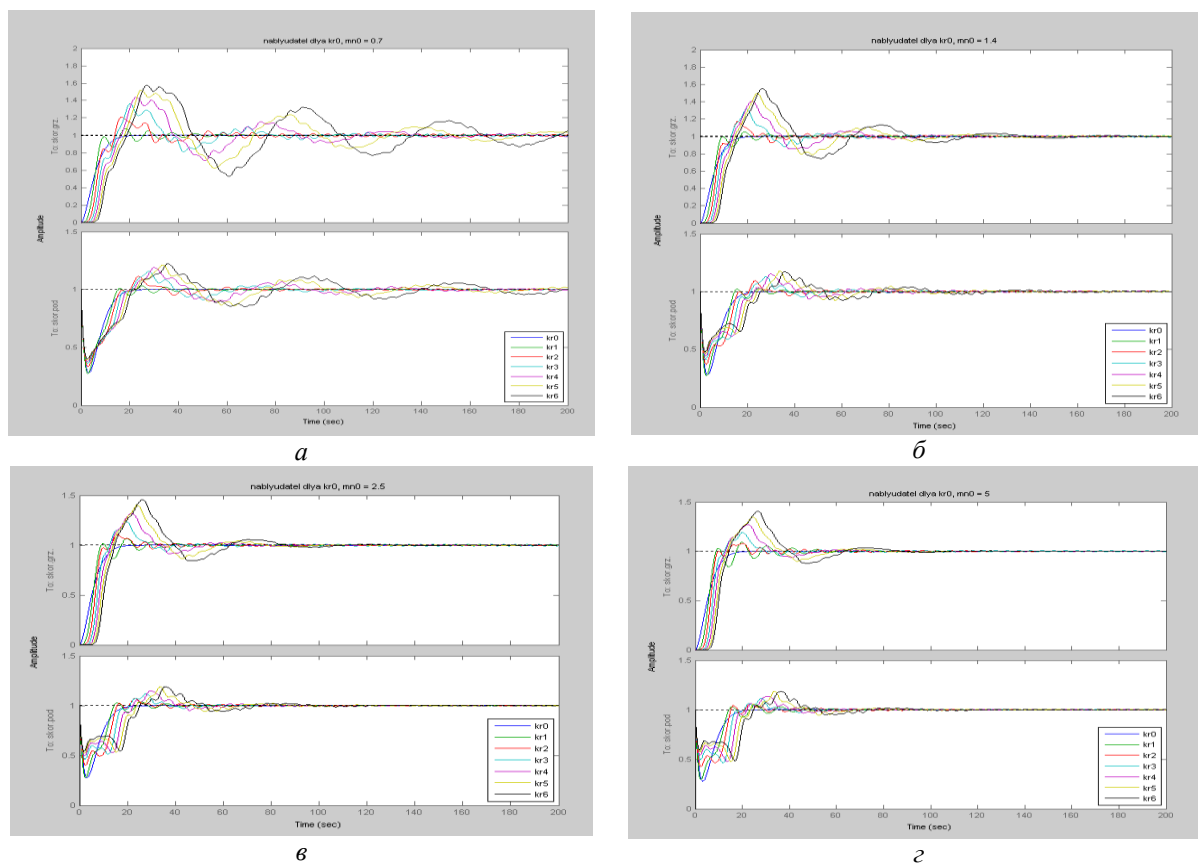


Рис. 7. Графики зависимости переходных процессов по скорости: $a - \lambda = 0,7$; $б - \lambda = 1,4$; $в - \lambda = 2,5$; $г - \lambda = 5$

Заключение

Классический способ описания ГПМ с помощью двухмассовой модели становится неприемлемым в случае, когда масса троса соизмерима с массой груза или ненагруженного подвеса. Для анализа движения трос разбит на равномерные участки и масса троса сосредоточена на конце каждого из них. Модель может состоять из нужного количества звеньев. Это позволяет легко наращивать сложность модели троса, и делает модель универсальной. Моделирование проводилось с использованием векторно-матричных уравнений пространства состояний.

Проведенные эксперименты моделирования показали, что каждое звено обладает собственными незатухающими колебаниями, которые влияют на движение конечного звена. С повышением порядка модели повышается точность описания этого движения.

Из анализа АЧХ видно, что спектр резонансных частот многозвенной модели является довольно широким, частоты не перекрываются. Зависимость между нарастанием сложности модели и смещением резонансных частот не наблюдается.

Использование системы управления с применением шейпинг-фильтра для подавления колебаний троса ГПМ показало, что данная система эффективна только при заранее заданной модели ГПМ. Колебания не подавляются, только уменьшается амплитуда. Изначально следует произвести анализ колебаний, выбрать порядок модели и порядок шейпинг-фильтра. Данная задача не всегда является очевидной и рациональной при выборе моделей с большим порядком. Так же выявлено, что порядок шейпинг-фильтра увеличивается на два разряда при нарастании модели в одно звено (для модели первого порядка шейпинг-фильтр четвертого порядка, для второго порядка – шейпинг-фильтр шестого порядка и т.д.).

Система управления с наблюдателем для подавления колебаний конечного звена оказалась наиболее эффективной. Она подавляет колебания всех случаев без перерегулирования.

ANALYSIS OF ROPE SWAY AND METHODS FOR DAMPING THE OSCILLATION ARISING DURING THE MOVEMENT OF A LOAD USING HOISTING MECHANISM

A.V. MARKOV, A.A. PODKOVIROVA, M.K. HADZHINOV, O.A. SHVEDOVA

Abstract

An analysis of rope oscillation that occur during the movement of a suspended load is presented. Standard shaping filters reduce the oscillation amplitude but are not able completely prevent this oscillation is shown by simulation. We propose a new method based on the use of state observer. This method allows improving the efficiency and makes it possible to move the load without overshoot.

Список литературы

1. *Кузнецов А.П., Марков А.В., Хаджинов М.К. и др.* // Тез. докл. Междунар. конф. «OSTIS-2011». Минск, 2011. С. 493–504.
2. *Omar H.M.* Control of gantry and tower cranes. PhD Dissertation. Blacksburg, Virginia. 2003.
3. *Бишон Р.* Колебания М., 1986.
4. *Хаджинов М.К., Шмарловский А.С.* // Докл. БГУИР. 2009. № 7. С. 38–43.
5. *Хаджинов М.К., Шмарловский А.С.* // Тез. докл. 8 междунар. науч.-техн. конф. Минск, БНТУ, 2010. С. 252.
6. *Кузнецов А.П., Марков А.В., Шмарловский А.С.* // Докл. БГУИР. 2009. № 8. С. 93–100.

УДК 061.68

СОВЕРШЕНСТВОВАНИЕ ЦЕНТРОВ КОММУТАЦИИ СЕТИ СВЯЗИ СПЕЦИАЛЬНОГО НАЗНАЧЕНИЯ

П.С. ЧЕРНЯВСКИЙ, А.А. БЫСОВ

Военная академия Республики Беларусь
Независимости, 220, Минск, 220057, Беларусь

Поступила в редакцию 24 сентября 2014

Предложены практические рекомендации разработчикам систем связи с пакетной передачей данных, операторам сетей электросвязи, а также дежурным по узлам связи по совершенствованию центров коммутации сети связи специального назначения.

Ключевые слова: приоритизация данных, центр коммутации, трафик.

Введение

Современный центр коммутации сети связи представляет собой комплекс инженерно – технических решений, позволяющих выполнять задачи по обеспечению связи в заданные сроки. Программная часть центра коммутации позволяет осуществлять обработку входящего трафика абонентов цифровой сети связи по заранее записанным алгоритмам. На рис. 1 представлен вариант перспективной сети связи специального назначения Республики Беларусь, где в качестве центра коммутации пакетов используется маршрутизатор отечественного производства П-320.

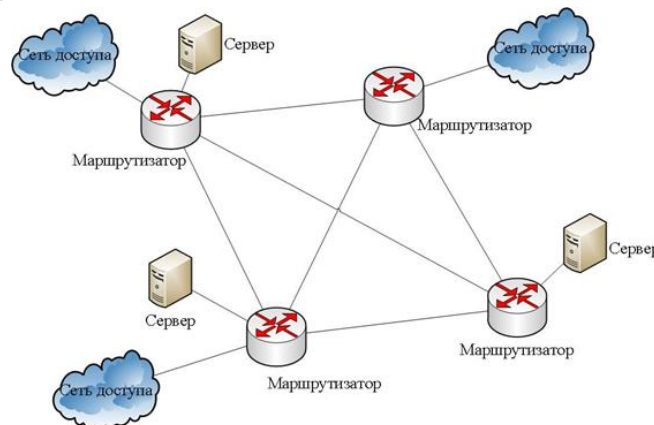


Рис. 1. Вариант перспективной сети связи специального назначения с коммутацией пакетов

Отличительной особенностью современных центров коммутации является наличие возможности совершенствования алгоритмов обработки данных абонентов сети связи путем редактирования исходного кода обработчика сообщений, а также возможность учета критических параметров сети связи при реализации приложений-клиентов на прикладном уровне модели взаимодействия открытых систем. Данные особенности позволяют ограничивать пропускную способность определенных направлений связи в зависимости от приоритета направления по установленным признакам и критериям, тем самым обеспечить информационный обмен в объемах, заданных потребностями системы управления в единицу времени для каждого из направлений. От этого непосредственно зависит качество управления войсками и, соответственно, эффективность боевых действий войск.

Недостатки современных центров коммутации сети связи

Основными недостатками существующих центров коммутации общего назначения являются следующие.

1. Отсутствие механизма учета военных составляющих трафика сети связи специального назначения, таких как группы важности, категории срочности, приоритезация трафика исходя из ранга должностных лиц, генерирующих информационные посылки в часы с наибольшей загруженностью центров коммутации. Деление на классы трафика осуществляется исходя из требований пакетов к задержке, пропускной способности или надежности. Входной трафик разбивается на классы различного приоритета. Обработка пакетов очереди каждого отдельного класса осуществляется в соответствии с алгоритмами обработки маршрутного процессора. На практике наиболее распространенным способом обработки пакетов является алгоритм FIFO, в соответствии с которым порядок постановки пакетов в очередь совпадает с порядком их извлечения из очереди для последующей обработки. Основным ресурс при такой организации управления трафиком абонентов отдается очереди пакетов большего класса [1].

2. Отсутствие универсальных моделей иерархической системы управления трафиком абонентов центра коммутации сети связи в условиях приоритетной обработки неоднородного трафика абонентов, позволяющих получать требуемые характеристики функционирования центра коммутации.

3. Отсутствие единой для всех центров коммутации методики анализа и управления потоком данных в центре коммутации сети связи, что затрудняет процесс управления единой цифровой системы связи Вооруженных Сил [2].

4. Отсутствие рекомендаций разработчикам центров коммутации, обслуживаемому персоналу и дежурным по узлам связи по предоставлению предпочтений в обслуживании пакетов данных в часы наибольшей нагрузки [3].

Практические рекомендации

Рекомендации предназначены для использования разработчиками систем связи с передачей данных, операторами сетей электросвязи, а также дежурными по узлам связи при определении порядка предоставления приоритета в обслуживании абонентов на множестве многомерных альтернатив. В качестве альтернатив, компоненты которых конфликтуют между собой в центрах коммутации, следует принимать следующие конкурирующие объекты: сигналы, распоряжения, приказания, команды.

1. Приоритезацию трафика на сетевом уровне модели взаимодействия открытых систем осуществлять исходя из анализа информационной части поля кода дифференцированных услуг, адреса источника назначения IP-приоритета, адреса получателя назначения IP-приоритета, порта источника информационной посылки, порта назначения информационной посылки, MAC-адреса источника информационной посылки, MAC-адреса назначения информационной посылки, номера портов, номера адресов URL (NBAR) [4].

2. Комплексный показатель веса приоритета пакета установить как совокупность приоритета ранга получателя, ранга отправителя и важности входящей информационной посылки.

3. Обрабатывать пакеты трафика реального времени маршрутизатор должен на основе вводимой локальной приоритетной метки $p = F(w_n + w_o + w_c)$, которая будет присвоена пакету при постановке в очередь [5]. При этом функция присвоения значения приоритетной метки будет иметь вид

$$p = \begin{cases} 1, & \text{при } (w_n + w_o + w_c) > w_{\text{доп}}; \\ 2, & \text{при } kw_d \leq (w_n + w_o + w_c) < \frac{k-1}{k} w_{\text{доп}}; \\ \dots \\ k, & \text{при } (w_n + w_o + w_c) < \frac{1}{k} w_{\text{доп}}. \end{cases}$$

где w_n – задержка, равная времени нахождения пакета в сети до настоящего момента; w_0 – задержка ожидания пакетов в маршрутизаторе; w_c – задержка следования пакета от узла коммутации до окончного терминала.

4. Задержку нахождения определять путем извлечения временной метки из заголовка RTP-пакета. Временную метку, которая предназначена для борьбы с джиттером вносить в заголовок средствами узла-отправителя сообщений [5].

5. Задержку ожидания пакета в буфере маршрутизатора вычислять аналитически в соответствии с моделью прогнозирования [5]:

$$w_t = \hat{\Psi}_1 (w_{t-1} - c_1(d)w_{t-2} - c_2(d)w_{t-3} - \dots - c_{40}(d)w_{t-41}) + \\ + \hat{\Psi}_2 (w_{t-2} - c_1(d)w_{t-3} - c_2(d)w_{t-4} - \dots - c_{40}(d)w_{t-42}) + \\ + \hat{\Psi}_3 (w_{t-3} - c_1(d)w_{t-4} - c_2(d)w_{t-5} - \dots - c_{40}(d)w_{t-43}) + \\ + \hat{\theta}_0 \xi_t - \hat{\theta}_1 \xi_{t-1} - \hat{\theta}_2 \xi_{t-2} - \hat{\theta}_3 \xi_{t-3} + c_1(d)w_{t-1} + c_2(d)w_{t-2} + \dots + c_{40}(d)w_{t-40},$$

где d – дробный порядок интегрирования, $0 < d < 1$; c – весовые коэффициенты, учитывающие

влияние предыдущих элементов ряда задержки, $c_1(d) = d, c_2(d) = \frac{1}{2}d(1-d)$; $\hat{\Psi}_i$ – весовые

коэффициенты авторегрессионных элементов; $\hat{\theta}_i$ – весовые коэффициенты элементов скользящего среднего; ξ_t – дискретная функция «белого шума».

Математическим аппаратом для описания рядов задержки пакетов в буфере маршрутизатора принимать аппарат математических моделей авторегрессионного проинтегрированного скользящего среднего с дробным порядком интегрирования d [6].

Параметры модели $\{d, p, q, \hat{\Psi}_1, \hat{\Psi}_2, \dots, \hat{\Psi}_p, \hat{\theta}_0, \hat{\theta}_1, \dots, \hat{\theta}_q\}$ определять следующим образом:

- порядок интегрирования d – методом R/S-статистик через коэффициент Херста;
- количество авторегрессионных членов p и членов скользящего среднего q в соответствии с информационными критериями Акайке, Шварца, Ханнана-Куинна;
- весовые коэффициенты $\hat{\Psi}_1, \hat{\Psi}_2, \dots, \hat{\Psi}_p$ – путем вычисления серии автоковариационных функций;
- весовые коэффициенты $\hat{\theta}_0, \hat{\theta}_1, \dots, \hat{\theta}_q$ – в соответствии с итеративным алгоритмом Ньютона-Рафсона.

6. Для обеспечения функционирования центра коммутации в условиях приоритезации трафика использовать блок прогнозирования задержки ожидания пакетов голосового трафика в буфере маршрутизатора, представленный на рис. 2 [6].

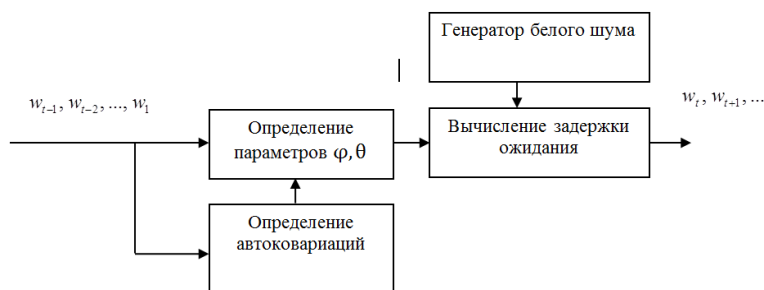


Рис. 2. Структура блока прогнозирования маршрутизатора П-320

7. Для оценки задержки следования пакета в сети использовать способ тестовых пакетов, при котором каждый маршрутизатор сети формирует две базы данных с помощью тестовых пакетов (рис. 3). При таком способе исходная база данных (таблица на рис. 3 снизу) заполняется следующим образом: все маршрутизаторы сети (А, Б, В, Г) отправляют тестовый

пакет непосредственно соединенным с ними устройствам, определяя одностороннюю задержку передачи пакетов. Маршрутизаторы, имеющие непосредственное соединение с оконечными устройствами *a* и *б* отправляют соседним маршрутизаторам информационный пакет с сообщением об односторонней задержке до конечных устройств. Маршрутизатор *Г* формирует конечную базу данных об односторонней задержке передачи пакета до конечных устройств через один участок переприема [7–9].

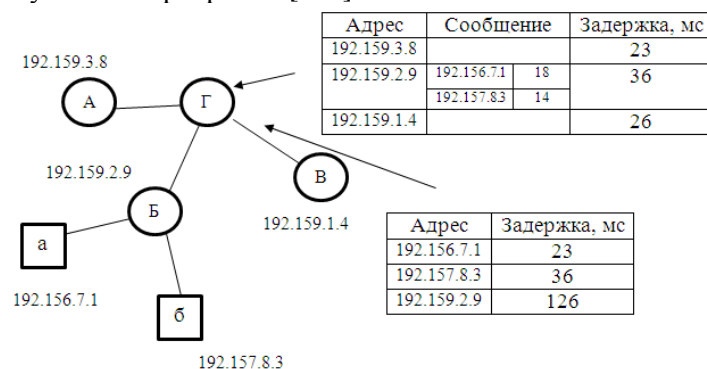


Рис. 3. Формирование баз данных о задержке пакетов на маршрутизаторах

Таким образом, пакеты, предназначенные для конечного устройства, адрес которого в базе данных отсутствует, обладают наивысшим приоритетом и обрабатываются в первую очередь. Остальные пакеты обрабатываются в соответствии с адаптивным алгоритмом (рис. 4) по принципу: чем больше суммарная оцененная задержка пакета в сети, тем быстрее будет обработан пакет.

8. Ввести учет требований QoS к входящему неоднородному трафику путем распределения пакетов по классам.

9. Ввести учет временных показателей входящего неоднородного трафика для исключения возможности закливания алгоритма в связи с прибытием для обработки в одно и то же время на интерфейсные модули центра коммутации двух и более пакетов с одинаковым весом приоритета и класса. Данный механизм осуществить при помощи использования полей заголовка IP-дейтаграммы и данных системы сигнализации сети связи.

10. Для эластичных видов трафика необходимо выполнить следующие функции:

- установить функциональные зависимости между степенью занятости и скоростью заполнения буферной памяти, ограничивая трафик таким образом, чтобы потоки пакетов данных с высшими приоритетами получали минимальное ограничение по прохождению трафика с целью повышения производительности центров коммутации сети связи;

- произвести адаптацию количества доступного объема памяти в центрах коммутации для пакетов различных потоков к скорости ее заполнения этими пакетами и объему свободной памяти в момент поступления данных в буферные накопители центров коммутации с целью повышения вероятностно-временных характеристик передачи сообщений в условиях неоднородного трафика за счет снижения вероятности отказа в приеме пакетов высокоприоритетного трафика при сохранении максимально возможной интенсивности низкоприоритетного трафика.

11. Для потоков пакетов данных различных категорий срочности при сопряжении разнородных сетей установить параметры, необходимые для обработки пакетов, принимать пакеты данных, идентифицировать их по принадлежности к одному из потоков и передавать идентифицированные пакеты данных в память центра коммутации, записывать их и производить обработку. Из числа ранее обработанных данных выделять пакеты для последующей передачи и передавать их получателю. После приема получателем передавать отправителю подтверждение о приеме очередного пакета данных, определять интенсивность поступления пакетов данных каждого потока из канала связи и интенсивность передачи пакетов данных получателю за время изменения текущего состояния памяти центра коммутации на величину элементарного объема памяти. В качестве параметров обработки пакетов данных задать: общий объем памяти центра коммутации, размер элементарного объема памяти для каждого потока различной категории срочности и функцию текущего заполнения памяти. Одновременно с приемом и передачей пакетов данных производить расчет принятых и

переданных пакетов данных каждого приоритетного потока за время заполнения элементарного объема памяти центра коммутации, а также производить расчет уровня текущего заполнения элементарного объема памяти центра коммутации и сравнивать количество принятых пакетов данных каждого потока при заполнении очередного элементарного объема памяти с выделенным объемом памяти для пакетов данных этого потока. В случае превышения допустимого значения элементарного объема памяти производить стирание пакета данных и не производить дальнейшую его обработку.

12. Производить управление интенсивностью поступающих потоков пакетов данных путем варьирования объема памяти, доступного для пакетов данных каждого из приоритетных потоков при заполнении очередного элементарного объема памяти.

13. Производить присвоение категорий срочности и пароля пакетам данных в зависимости от важности и срочности данных, подлежащих передаче по средствам связи. Голосовому трафику определить право приоритетного представления обработки сообщений в зависимости от занимаемой воинской должности.

14. Установить классы приоритетного обслуживания сообщений, а также производить запись информационной метки в поле кода дифференцируемых услуг в зависимости от следующих категорий срочности.

Значение и названия битов IP-приоритетов

Значение IP-приоритета	Биты IP-приоритета	Название IP-приоритета	Категория срочности
0	000	Стандартный	Обыкновенная
1	001	Приоритетный	Самолет
2	010	Немедленный	Ракета
3	011	Срочный	Воздух
4	100	Сверхсрочный	Гранит
5	101	Критический	Вне всякой очереди
6	110	Межсетевое управление	Без категории
7	111	Сетевое управление	Без категории

Заключение

Использование практических рекомендаций по совершенствованию центров коммутации сети связи специального назначения позволит установить в маршрутном процессоре функциональные зависимости между степенью занятости и скоростью заполнения буферной памяти, а также ограничить трафик абонентов таким образом, что потоки пакетов данных с высшими приоритетами получат минимальное ограничение по прохождению данных. Адаптация количества доступного объема памяти для пакетов различных потоков к скорости ее заполнения этими пакетами и объему свободной памяти в момент поступления данных в буферные накопители центров коммутации позволит повысить вероятностно-временные характеристики передачи сообщений в условиях неоднородного трафика за счет снижения вероятности отказа в приеме пакетов высокоприоритетного трафика. Таким образом, совокупность механизмов совершенствования алгоритмов обработки данных позволяет повысить производительность центров коммутации сети связи на 20 % в сравнении с существующими алгоритмами [9].

IMPROVEMENT OF COMMUNICATIONS NETWORK SPECIAL PURPOSE SWITCHING CENTER

P.S. CHERNIAVSKI, A.A. BYSOV

Abstract

Practical recommendations to developers of communication systems with packet data transmission, telecommunication network operators, as well as for duty at the network nodes to improve the communication network switching centers for special purposes are given in the article.

Список литературы

1. *Вегшина Ш.* Качество обслуживания в сетях IP. СПб., 2003.
2. *Куроуз Дж., Росс К.* Компьютерные сети. Многоуровневая архитектура Интернета. СПб., 2004.
3. *Олифер В.Г., Олифер Н.А.* Компьютерные сети. Принципы, технологии, протоколы. СПб., 2011.
4. *Степанов С.Н.* Основы телетрафика мультисервисных сетей. М., 2010.
5. *Чернявский П.С., Меженцев Г.Г., Бысов А.А.* Вестн. Воен. акад. РБ. 2013. № 4 (37). С. 119–125.
6. *Чернявский П.С., Бысов А.А., Машкин Е.В.* // Вестн. Воен. акад. РБ. 2013. № 4 (37). С. 70–75.
7. *Чернявский П.С., Пылинский М.В., Леонов Д.М.* // Вестн. Воен. акад. РБ. 2013. №4 (37). С. 114–119.
8. *Чернявский П.С., Меженцев Г.Г., Бысов А.А.* // Вестн. Воен. акад. РБ. 2013. №4 (37). С. 119–125.
9. *Чернявский П.С., Бысов А.А., Машкин Е.В и др.* // Вестник связи. 2014. № 2. С. 34–37.

УДК 621.397.46

ЭЛЕКТРОННАЯ АРХИТЕКТУРА LCoS МИКРОДИСПЛЕЯ ДЛЯ ВИДЕОПРОЕКЦИОННЫХ УСТРОЙСТВ ПЕРСОНАЛЬНОГО ТИПА

А.С. МОХАММЕД, А.Г. СМИРНОВ

*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
П. Бровка, 6, Минск, 220013, Беларусь*

Поступила в редакцию 1 октября 2014

Разработана электронная архитектура полноцветных LCoS микродисплеев SVGA формата для видеопроекционных устройств персонального типа. Основное внимание уделено вопросам выбора наиболее эффективных методов независимой адресации каждого пикселя, реализации шкалы серого (полутонов), а также формированию полноцветного изображения требуемого разрешения.

Ключевые слова: микродисплей, электронная архитектура, видео-проекционное устройство персонального типа.

Введение

Микродисплеи – это микроминиатюрные комбинированные электронно-оптические устройства отображения текстовой, графической и видеоинформации. В настоящее время наблюдается большой интерес к микродисплейной технике в связи с тем, что начиная с конца 2013 г. крупнейшие корпорации мира Google, Microsoft, Samsung и др. начали промышленное производство различных вариантов «умных очков» и мобильных устройств телекоммуникации на их основе. Несмотря на то, что дистанция наблюдения в таких видеопроекционных устройствах составляет всего 1–2 сантиметра, изображение воспринимается глазом человека как «виртуальное», соответствующее полноэкранному изображению 40-дюймового экрана телевизора с расстояния нескольких метров. Несомненно, что функциональность «умных очков» определяется используемым программным обеспечением, однако их потребительские свойства зависят, в первую очередь, от параметров и характеристик применяемых в них микродисплеев. В данной статье подробно описаны вопросы, связанные с выбором оптимальной электронной архитектуры наиболее применяемых в настоящее время микродисплеев, выполненных по технологии LCoS (Liquid-Crystal-on-Silicon) SVGA формата (800×600 пикселей).

Индивидуальная адресация пикселей

В общем случае, для микродисплеев вид индивидуальной адресации выбирается в зависимости от числа электрических подключений, необходимых для эффективной независимой адресации пикселей [1]. Сегодня могут использоваться 3 метода адресации:

Прямая адресация подразумевает индивидуально управляемое электрическое подключение к каждому элементу отображения (электроду) с помощью металлической шины и, следовательно, применима главным образом для дисплеев с небольшим общим числом пикселей, например, семи сегментного или малоформатного матричного дисплея. При этом дисплеи, которым для работы необходим противоэлектрод (например, жидкокристаллические LCD или органические OLED), обладают преимуществом при прямой адресации, которое проявляется в том, что противоэлектрод может быть сплошным – нет необходимости

конфигурировать его на пиксельном уровне, т.е. исключается операция фотолитографии. Дисплей, состоящий из $M \times N$ пикселей, управляемый по методу прямой адресации, требует $(M \times N) + 1$ выводов по внешнему периметру (по одному на каждый пиксель плюс противоэлектрод). Это означает, что в нашем случае, при $M = 800$ и $N = 600$ для SVGA-формата изображения размером, например, 15×10 мм шаг внешних выводов составит менее 2 мкм, что технологически не реализуемо.

Пассивно-матричная адресация используется для микродисплеев матричного типа, в которых матрица пикселей представляет собой простую прямоугольную повторяющуюся конфигурацию и требует моделирования как верхнего, так и нижнего уровня электродов. Все пиксели каждого столбца и каждой строки соединены проводящими дорожками, формируемыми на 2 уровнях (рис. 1).

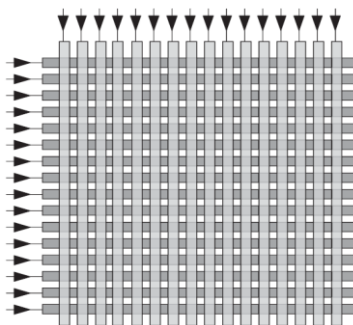


Рис. 1. Схематическое изображение структуры пассивно-матричного микродисплея

Таким образом, дисплей, состоящий из M столбцов и N строк, то есть содержащий $M \times N$ пикселей, требует только $M + N$ выводов, M из которых расположено обычно на одной (скажем, нижней) подложке, а N – на другой. Существенное ограничение пассивно-матричной адресации состоит в том, что обращение к каждой строке должно осуществляться за время, которое не превышает $1/N$ от общего времени смены данных на дисплее, т.е. верхний предел рабочего цикла по частоте равен $1/N$. Адресация методом двойного сканирования, при которой верхняя половина дисплея управляется сверху, а нижняя половина – снизу, увеличивает указанное время до $2/N$. Более того, практически невозможно контролировать емкостную перекрестную наводку между проводящими дорожками, соединяющими пиксели [2].

Активно-матричная адресация выбрана авторами для LCoS микродисплеев матричного типа высокого разрешения, поскольку совокупность пикселей имеет простую прямоугольную повторяющуюся конфигурацию и требует модулирования только электродов одного уровня за счет добавления переключающего и запоминающего элемента в каждом пикселе (по сути ячейка динамического ОЗУ из МОП-транзистора, формируемого на кремниевом чипе и работающими в ключевом режиме совместно с конденсатором (рис. 2) [3].

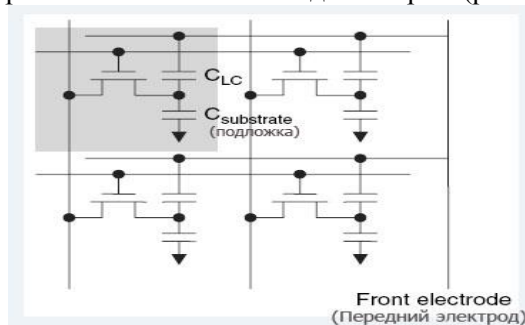


Рис. 2. Схематическое изображение структуры активно-матричного микродисплея

Формирование шкалы серого

Выбранный для реализации шкалы серого (полутонов) метод в значительной степени определяет электронную архитектуру LCoS микродисплея.

Формирование полутонов (или уровней яркости) можно обеспечить за счет одного или комбинацией различных методов. Конструкция LCoS микродисплея, по сути, характеризуемого

аналоговым электрооптическим откликом, позволяет создать непрерывный диапазон уровней серого или фиксированное число дискретных уровней серого в зависимости от точности управления амплитудой электронного сигнала управления, как непрерывно изменяемого, так и дискретного. Уровни серого могут также восприниматься в двоичной системе, содержащей только электрооптический отклик типа «On/Off» («Включен/Выключен»), посредством пространственной сегментации некоторой области пикселей на субпиксели или субпиксельные участки равного размера, или же на субпиксели, относительный размер которых взвешен двоично. В первом случае количество 2^n одинаковых субпикселей приводит к 2^n уровням серого, или n -битной шкале серого. В последнем случае количество n двоично-взвешенных субпикселей достаточно для получения 2^n уровней серого, или n -битной шкале серого. Устройства, работающие в двоичном режиме, а также устройства с двумя устойчивыми состояниями, позволяют воспроизводить непрерывную или дискретную шкалу серого посредством управления:

- а) шириной одиночного импульса света фиксированной выходной амплитуды из каждого пикселя за время периода кадровой развертки (Single Pulse Width Modulation);
- б) состоянием последовательности сходных одиночных импульсов из каждого пикселя за время периода кадровой развертки (Pulse Count Modulation или Count-based Pulse Width Modulation);
- в) состоянием «On/Off» («Включен/Выключен») последовательности двоично-взвешенных во времени одиночных импульсов света из каждого пикселя за время периода кадровой развертки (Binary-Weighted Pulse Coded Modulation или Binary-coded Pulse Width Modulation) [3].

Формирование полноцветного изображения

Метод, выбранный авторами для формирования полноцветного изображения, также в значительной степени определяет электронную архитектуру LCoS микродисплея. Проанализированы несколько вариантов.

Пространственно-разделенная RGB-конфигурация светофильтров. Содержит отдельные (красный, зеленый и синий) субпиксели (рис. 3, а) и позволяет использовать одномодульный вариант. Стандартным приемом, который позволяет реализовать данную возможность в жидкокристаллических дисплеях прямого наблюдения, является подсветка белым светом с красным, зеленым и синим фильтрами, которые закрывают каждый из трех субпикселей.

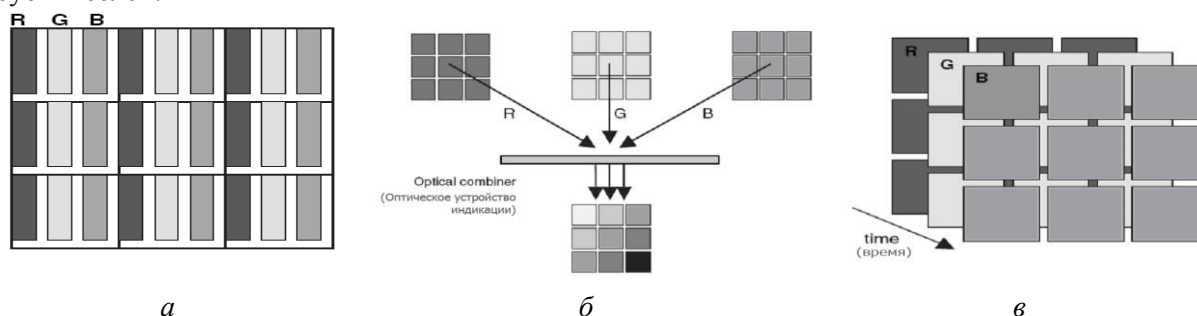


Рис. 3. Общие компоновочные схемы LCoS микродисплеев в одномодульном (а, в) и трехмодульном исполнении (б)

Трехмодульный метод использует три одинаковых монохромных LCoS микродисплея, в которых пиксели пространственно не разделены на субпиксели и каждый микродисплей передает одно основное цветовое поле с увеличенным в 3 раза разрешением (рис. 3, б).

Технология последовательной передачи цветов (Field-sequential-color) основана на отображении в быстрой последовательности трех субкадров – красного, зеленого и синего, содержащих необходимую информацию для составления полноцветного изображения. Если цикл смены трех составляющих изображения сделать достаточно быстрым, то глаз в силу определенной инерционности увидит только это изображение, а не его отдельные компоненты. В LCoS микродисплеях для реализации подобной технологии необходима активно-матричная

панель, в которой пиксели не разделены на субпиксели. Матрица пикселей электрическим путем получает и оптическим передает последовательно один за другим информацию, которую содержат каждый из трех основных цветов. Данные цветного изображения разделяются на три основных цветовых поля – красное, зеленое и синее. Красное, зеленое и синие поля изображения последовательно отображаются на микродисплее (рис. 3, в), при этом соответствующая подсветка происходит в строго синхронизированном порядке.

При сравнении достоинств и недостатков перечисленных методов, установлено, что наиболее рациональным является выбор третьего варианта, несмотря на то, что время адресации кадра уменьшается в 3 раза.

Электронная архитектура SXGA LCoS микродисплея

Разработанная электронная архитектура LCoS микродисплея SXGA формата представлена на рис. 4. Ее основные особенности: кремниевый чип принимает аналоговые видеоданные, строки управляются с обоих краев, причем управление осуществляется с инверсией столбцов, при которой высокий и низкий уровни видеосигнала подаются на четные и нечетные столбцы соответственно. Данные высокого уровня всегда обрабатываются с «северной» части матрицы, а низкие – с «южной».

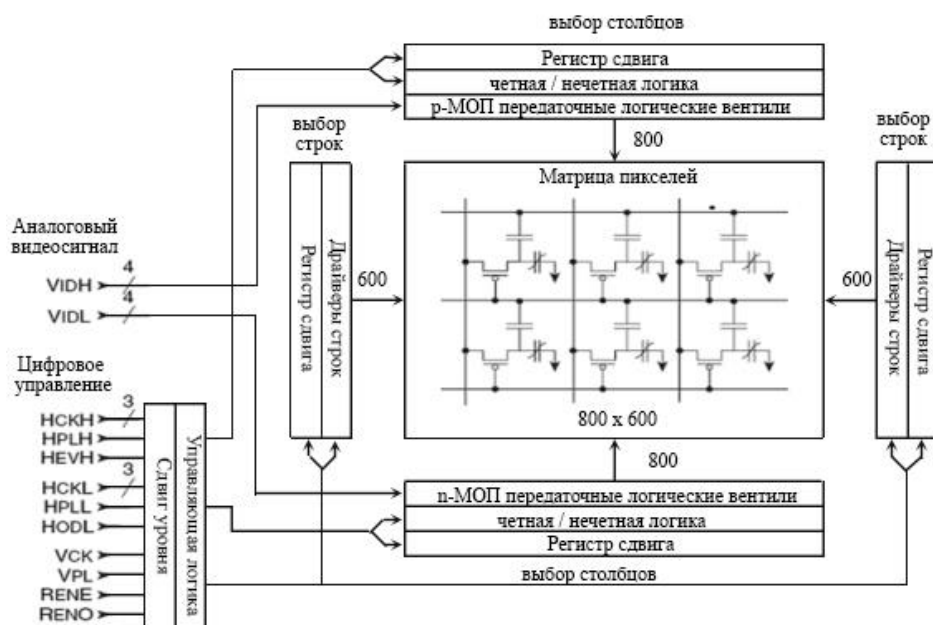


Рис. 4. Электронная архитектура LCoS-микродисплея с разрешением 800×600

Последовательно поступающие данные необходимо распределить и сохранить в каскаде 1 каждой ячейки формирователя столбцов, пока не будут собраны и сохранены данные для всех столбцов. Затем данные всех столбцов одновременно передаются из каскада 1 в каскад 2. Данный двухкаскадный подход позволяет полностью записать данные в строку j , в то время как происходит сбор данных строки $j+1$. С помощью устройства формирования столбцов матрицы принимаемые, хранимые и передаваемые данные могут быть полностью аналоговыми, цифровыми (одноразрядными или многоразрядными) или могут подвергаться преобразованию (наиболее часто распространенный вариант – преобразование цифровых многоразрядных данных в аналоговый формат). В действительности, в случае преобразования данных из цифровых в аналоговые, наиболее вероятно применение одного цифро-аналогового преобразователя (ЦАП) на некоторое число столбцов. Точное согласование цифро-аналоговых преобразователей является критичным, поскольку любое несоответствие может вызвать заметную вертикальную сегментацию изображения.

Средняя скорость передачи данных $D_{ср}$, требуемая для управления полноцветным микродисплеем, составляет $3MNF$, где F – частота смены кадров, $3MN$ – число точек (в предположении, что M – это столбцы, N – строки и три субпикселя RGB на цветной пиксель).

Пиковая скорость передачи данных может быть значительно выше, чем рассчитанная по этой формуле, т.к. данные могут передаваться дважды для достижения уравнивания по постоянному току в системе LCoS, или же рабочий цикл передачи данных может быть менее 100 %. В последнем случае это происходит в системах, в которых, например, электронная адресация должна прерываться во время периодов стабилизации жидкого кристалла. Высокая скорость передачи данных, разработанная для таких приложений, как телевидение высокой четкости (HDTV), подразумевает значительный параллелизм и хранение, а также непрерывность на микродисплейном уровне, особенно для систем с последовательной передачей цветов.

Заключение

Проведено обоснование и осуществлен выбор метода адресации LCoS микродисплеев для видеопроекционного устройства персонального типа. Показано, что использование активно-матричной адресации обеспечивает формирование изображения требуемого качества без существенного усложнения электронной части устройства. Установлено, что для реализации шкалы серого и полноцветного изображения LCoS микродисплеев необходимо использовать метод последовательного формирования цветных полей, что обеспечивает упрощение конструкции и снижение стоимости LCoS микродисплеев.

Разработана электронная архитектура LCoS микродисплея SVGA формата для видеопроекционного устройства персонального типа с использованием возможности интеграции строчных и столбцовых драйверов на кремниевом чипе.

ELECTRONIC ARCHITECTURE OF LCoS MICRODISPLAYS FOR PERSONAL VIDEOPROJECTORS

A.S. MOHAMMED, A.G. SMIRNOV

Abstract

The electronic architecture of LCoS microdisplays including addressing scheme, methods of gray scale and full color images formation is described.

Список литературы

1. *Smirnov A., Mohammed Abubakar Saddiq* // Матер. 19-го междунар. симпозиума «Перспективные технологии дисплеев и полупроводниковой осветительной техники». Логойск, март, 2011. С. 170–182.
2. *Мохаммед А.С., Муха Е.В., Степанов А.А. и др.* // Докл. БГУИР. 2014. № 4 (82). С. 29–34
3. *Смирнов А.Г.* Матрицы активных элементов для управления высокоинформативными жидкокристаллическими дисплеями. Минск, 2002.