
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, С.В. Лукьянец, Н.И. Листопад, 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. Ярмолик

АДРЕС РЕДАКЦИИ:

220013, Минск, ул. П. Бровки, б, к. 325

293-88-41

doklady@bsuir.by

www.doklady.bsuir.by

СОДЕРЖАНИЕ

ЭЛЕКТРОНИКА, РАДИОФИЗИКА, РАДИОТЕХНИКА, ИНФОРМАТИКА

Попов А.А., Парфенович Т.Н., Кирильчук В.Б., Гололобов Д.В. Двухдиапазонный считыватель с обработкой произвольной поляризации ответной волны радиоиентификационной метки	5
Сокол В.А., Яковцева В.А., Чушкова Д.И. Кинетика зарождения и роста плотного анодного оксида алюминия	12
Воронецкий И.А. Анализ сигналов методом декомпозиции на эмпирические моды и его применение в обработке речевых сигналов	18
Мордачев В.И. Электромагнитная нагрузка на территорию, создаваемая абонентскими станциями сотовой связи.....	25
Мельников К.В. Оптимизация фотоприемного устройства лазерной телеметрической системы.....	34
Ганкевич С.А. Аналого-цифровая система фазовой синхронизации	40
Хмарский П.А., Солонар А.С. Влияние выбора моделей входного воздействия на точность измерений вектора состояния для фильтров Калмана.....	47

Кацуба П.С., Лешок А.А., Высоцкий В.Б., Лазарук С.К. Расчет джоулева тепла внутри барьерного слоя пористого оксида алюминия при электрохимическом анодировании	54
Белоус А.И., Прибыльский А.В. Определение коэффициентов чувствительности выходных параметров интегральных схем к внутренним дефектам	60
Кузьмицкий Н.Н. Сверточная нейросетевая модель в задаче классификации изображений изолированных цифр	64
Сукач Е.И. Методика оценки вероятностных характеристик надёжности систем-четырёхполосников	71
Бахтизин В.В., Ворвуль А.А. Модель качества практичности программного обеспечения документооборота	78
Семашко Ю.А., Калинин В.М., Шептура В.Н. Обеспечение безопасности связи и информации при сетевом управлении войсками и различных сценариях нападения на телекоммуникационную сеть	85
Улановский А.В., Кизименко В.В. Моделирование микрополосковых антенных решеток с использованием метода интегральных уравнений	92
Касанин С.Н. Математические модели аварийных ситуаций при эксплуатации систем тропосферной связи	99
Бильдюк Д.М., Саломатин С.Б. Дистанционные свойства нелинейного помехоустойчивого кода на базе криптографического алгоритма Rijndael	105
Трещ А.М. Моделирование эксплуатационных характеристик солнечных батарей (в среде Matlab/Simulink)	110
<i>КРАТКИЕ СООБЩЕНИЯ</i>	
Герасимович Е.А., Яшин К.Д. Гидравлические испытания спринклерно-дренчерных сигнальных клапанов	115
Сычик В.А., Уласюк Н.Н. Полупроводниковый преобразователь изображения	120

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

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

Подписано в печать 16.11.2012. Формат 60×84 1/8. Гарнитура "Таймс". Бумага офсетная.
Отпечатано на ризографе. Усл. печ. л. 14,65. Уч.-изд. л. 13,4. Тираж 120 экз. Заказ 577.
Индекс для индивидуальной подписки 00787.
Индекс для ведомственной подписки 007872.

Отпечатано в БГУИР. Лицензия ЛП № 02330/0494175 от 03.04.2009. 220013, г. Минск, ул. П. Бровки, 6.

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

© БГУИР, 2012

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 325

293-88-41

doklady@bsuir.by

www.doklady.bsuir.by

CONTENTS

ELECTRONICS, RADIOPHYSICS, RADIOENGINEERING, INFORMATICS

Popov A.A., Parfenovich T.N., Kirilchik V.B., Gololobov D.V. Dual-band reader with polarization processing signals of the backscattering waves of the radio identification tag	5
Sokol V.A., Yakovtseva V.A., Chushkova D.I. Origin and growth kinetics of dense anodic alumina	12
Voronetskiy I.A. Analysis of signals based on empirical mode decomposition method and its application on speech signals	18
Mordachev V.I. Electromagnetic loading on the territory, created by user's stations of cellular communications	25
Melnikov K.V. Optimization of a laser telemetric system photoreceiving module	34
Gankevich S.A. Analog-digital systems of phase-locked loop	40
Khmarski P.A., Solonar A.S. Choice effect of input action models on measuring accuracy for extended Kalman filters	47
Katsuba P.S., Leshok A.A., Vysotskiy V.B., Lazarouk S.K. Joule heat calculation in porous alumina barrier layer during electrochemical anodizing process	54
Belous A.I., Prybylski A.V. Convolutional neural model in a task of classification images of the isolated digits	60
Kuzmitskiy N.N. Convolutional neural model in a task of classification images of the isolated digits	64
Sukach E.I. The method of estimating the probability characteristics of quadrupole reliability	71
Bakhtizin V.V., Vorvul A.A. Usability quality model of documents circulation software	78
Semashko Yu.A., Kalinin V.M., Sheptura V.N. Provision of communications and information security in centric network troops control and various scenarios of attacking telecommunications network	85
Ulanouski A.V., Kizimenko V.V. Modeling of microstrip antenna arrays using the integral equation method	92
Kasanin S.N. Mathematical models of emergencies in operating systems tropospheric communications	99

Bildziuk D.M., Salomatin S.B. Distance properties of the nonlinear error control code on the basis of cryptographic algorithm of Rijndael.....	105
Tresh A.M. Simulation of solar panel performance.....	110
<i>SHORT NOTES</i>	
Herasimovich A.A., Yashin K.D. Hydraulic test sprinkler-equipped signal deluge valves	115
Sychic V.A., Ulasyuk N.N. Semiconductor image converter	120

ЭЛЕКТРОНИКА, РАДИОФИЗИКА, РАДИОТЕХНИКА, ИНФОРМАТИКА

УДК 621.396.6

**ДВУХДИАПАЗОННЫЙ СЧИТЫВАТЕЛЬ С ОБРАБОТКОЙ
ПРОИЗВОЛЬНОЙ ПОЛЯРИЗАЦИИ ОТВЕТНОЙ ВОЛНЫ
РАДИОИДЕНТИФИКАЦИОННОЙ МЕТКИ**

А.А. ПОПОВ, Т.Н. ПАРФЕНОВИЧ, В.Б. КИРИЛЬЧУК, Д.В. ГОЛОЛОБОВ

*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
П.Бровки, 6, Минск, 220013, Беларусь**Поступила в редакцию 19 апреля 2012*

На основе анализа частотной и поляризационной структуры электромагнитного поля, вариантов построения конверторов систем радиочастотной идентификации предложена структурная схема двухдиапазонного приемопередающего считывателя с использованием поляризационной обработки. Показаны преимущества технического решения, обеспечивающие возможности идентификации широкого класса радиочастотных меток.

Ключевые слова: радиочастотная идентификация, считыватель (ридер), метка, поляризационные преобразования, распространение радиоволн.

Введение

Современные технологии радиочастотной идентификации (RFID – Radio Frequency Identification) характеризуются широким набором функций и технических характеристик, что позволяет создавать системы различного назначения и уровня сложности. Наиболее перспективными являются RFID-технологии, работающие в диапазоне ультравысоких частот (УВЧ) 860...960 МГц, 2,45 ГГц и выше. Системы этого частотного диапазона обладают рядом важных функциональных возможностей и технических преимуществ по сравнению с низкочастотными стандартами RFID, основными из которых являются возможность многократной перезаписи данных, большой объем памяти, миниатюрные размеры антенны метки и пр.

При решении отдельных задач с применением RFID-технологий в радиоканале могут присутствовать метки двух стандартов. В этом случае целесообразно использовать считывающее устройство, обеспечивающее работу в обоих частотных диапазонах для поддержки различных стандартов. Для этого необходимо, чтобы считывающее устройство кроме переноса информационного спектра в другой частотный диапазон, обеспечивало совместимость стандартов на уровне цифровой обработки сигнала.

В статье на основе анализа международных стандартов ISO/IEC 18000-4 и ISO/IEC 18000-6 сформулированы общие требования к параметрам сигналов и режимам работы радиочастотных «считыватель-метка» и «метка-считыватель», выявлены общие компоненты схемотехнических решений и конструкций считывателей диапазона частот 2,45 ГГц и 860...960 МГц. Показано, что возможно создание считывающего устройства, обеспечивающего работу не только в двух частотных диапазонах, но и совместимость двух стандартов систем RFID.

Сравнительный анализ стандартов ISO 18000-6 и ISO 18000-4

Все параметры функционирования RFID-систем строго регламентированы международными нормативными документами ISO 18000-6 и ISO 18000-4 [1, 2]. Существуют разные

режимы работы считывающего устройства: один считыватель – одна метка; один считыватель – много меток; несколько считывателей – несколько меток (режим плотного считывания). Поскольку в диапазоне 860...960 МГц для информационного обмена между меткой и считывателем требуется полоса частот 200 кГц, а в диапазоне 2,45 ГГц – 500 кГц, то полоса частот, отведенная для функционирования систем, разделена на частотные поддиапазоны. В процессе работы считыватель выбирает свободный частотный поддиапазон и ведет в нем информационный обмен с меткой. В зоне действия считывающего устройства может находиться несколько меток обоих частотных планов одновременно (рис. 1, а). Поскольку протоколы обмена информацией в обоих частотных планах схожи, то становится возможным создание универсального считывающего устройства (рис. 1, б), которое позволяет производить считывание информации в обоих частотных диапазонах.

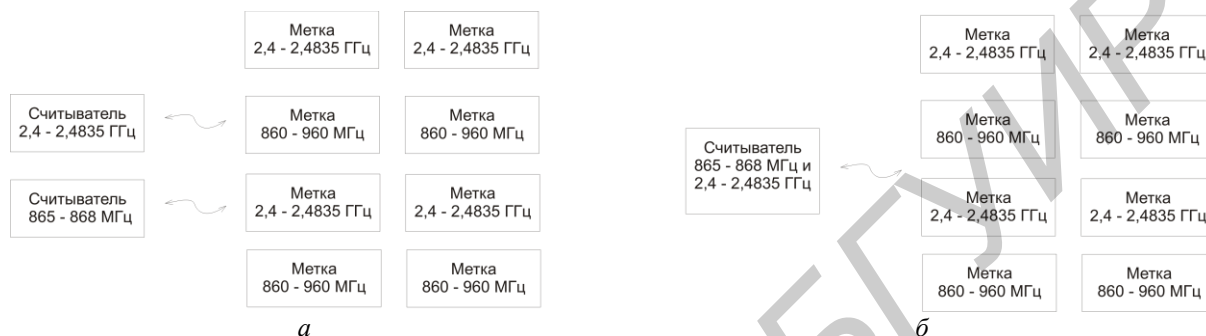


Рис. 1. Варианты работы RFID-систем

В соответствии со стандартом ISO 18000-6 в диапазоне 860...960 МГц существуют два типа RFID-систем, работающих в режиме «А» и режиме «В», а согласно стандарту ISO 18000-4 в диапазоне 2,4...2,483 ГГц: режим 1 и режим 2. Режим 1 по сути аналогичен режиму «В» в диапазоне 860-960 МГц, но имеет следующие особенности:

- диапазон рабочих частот 2400...2483,5 МГц (частота по умолчанию 2450 МГц);
- максимальная ширина канала связи 0,5 МГц;
- битовая скорость передачи данных равна 30 или 40 кбит/с,
- в линии связи «считыватель-метка» используется Манчестеровское кодирование данных и ASK-модуляция несущей с индексом модуляции 99%;
- в канале связи «метка-считыватель» применяется кодирование данных типа FM0;
- отсутствуют некоторые специфические команды и специальный алгоритм коллизий;
- в формате кадра отсутствуют следующие команды: FAIL_O, SUCCESS_O, DATA_READ_O, RESEND_O, READ_FLAGS, READ_PORT, READ_VARIABLE, READ_UNNADDRESSED;
- применяется вероятностный алгоритм антиколлизий, обеспечивающий опрос не менее 250 меток при их размещении в зоне чтения считывателя.

В частотном диапазоне 2,4...2,4835 ГГц появляется возможность использовать дополнительные функции в метках, такие как больший объем памяти, шифрование, перезапись данных и др. Следует отметить, что использование этого диапазона частот является перспективным т.к. позволяет уменьшить геометрические размеры антенн как метки, так и считывателя; повысить пропускную способность канала связи.

В силу схожести этих режимов возможно создание приемопередающего двухдиапазонного считывающего устройства в виде базового устройства считывателя системы RFID диапазона 860...960 МГц и конвертора для диапазона 2,4...2,483 ГГц.

Режим 2 для диапазона 2,45 ГГц является специфическим и предназначен для высокоскоростных RFID-систем большой дальности действия, которая должна обеспечить информационный обмен данными как с обычными, так и со специальными типами меток. Рассмотрим основные особенности данного режима. Для организации режима 2 в частотном плане стандарта ISO/IEC 18000-4 регламентируется использование $m_{\max} = 100$ ($0 < m_i < 99$) сдвоенных частотных каналов (СЧК) с разносом несущих частот на $f_{ch} = 819,2$ кГц. Полоса частот, отводимая на один канал, составляет 1 МГц. СЧК линии связи «считыватель-метка» представляет собой сумму колебаний двух несущих частот: опорной несущей (КОН) с сеткой частот

$f_{\text{КОН}} = (2931 + m_i) \cdot f_{ch}$ и коммуникационной несущей (ККН) с сеткой частот $f_{\text{ККН}} = (2944 + n_i) \cdot f_{ch}$, где $-13 < n_i < 86$ с фиксированным частотным разносом между ними $f_{dif} = 13 \cdot f_{ch} = 10,6496$ МГц (рис. 2, б). На рис. 2, а приведен спектр сигнала в режиме 1, а на рис. 2, б – в режиме 2.

Разделение направлений информационного обмена между считывателем и меткой обеспечивается посредством временного дуплекса (время переключения режимов работы прием/передача и обратно составляет 520,8 мкс) и организацией связи по трем специальным каналам.

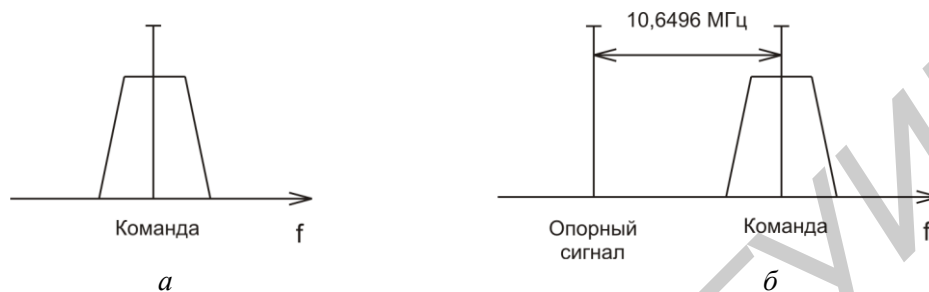


Рис. 2. Спектр сигнала считывателя в режиме 1 (а) и 2 (б)

Кодирование и модуляция данных в канале связи зависит от направления передачи данных. В линии связи «метка-считыватель» (обратный канал) обработка сигнала бит источника зависит от типа метки. В основе организации обмена данными лежит кадр, который может содержать 1...64 подкадра. Каждый подкадр содержит 14 слотов. Каждый слот состоит из 200 бит (скорость 384 кбит/с) или 40 бит (скорость 76,8 кбит/с).

Таким образом, основываясь на сравнительном анализе режимов функционирования RFID-систем различных стандартов, можно сделать вывод, что режим 2 частотного диапазона 2,45 ГГц является достаточно специфическим и, в силу этого, малосовместимым со стандартами частотного диапазона 860...960 МГц. Более целесообразно создать двухдиапазонное считывающее устройство, работающее в режиме «В» диапазона 860...960 МГц и режиме 1 диапазона 2,45 ГГц, которые являются совместимыми и широко распространенными.

Обработки волн в полном поляризационном базисе

Применение двухдиапазонного считывателя позволяет существенно расширить сервисные возможности систем идентификации объектов за счет расширения идентифицируемых групп предметов с метками, имеющими различные частоты и поляризации ответных сигналов. В этой связи конвертор системы радиочастотной идентификации должен обеспечить работу считывателя в двух диапазонах частот и иметь антенны с круговой поляризацией. При этом несущая частота радиосигнала УВЧ должна находиться в пределах 2400...2483,5 МГц, а промежуточная частота сигнала в диапазоне 860...960 МГц. Согласно [1, 2] эквивалентная изотропная излучаемая мощность (ЭИИМ или EIRP) передатчика считывателя не должна превышать 4 Вт, а расстояние, обеспечивающее уверенное считывание информации метки, составлять не более 10 м. В странах ЕС для функционирования систем радиочастотной идентификации отведена полоса частот 865-868 МГц, а ЭИИМ не должна превышать 2 Вт. При этом для реализации системы используется модуляция обратного рассеяния, поэтому временное разделение каналов осуществляется полудуплексным методом обмена информацией.

Использование линейной поляризации накладывает ряд ограничений на условия эксплуатации системы с пассивными метками. Метка, имеющая антенну с линейной поляризацией, может быть не идентифицирована вследствие поляризационного рассогласования между собственной антенной и антенной считывателя. Помимо этого такие системы в большей степени подвержены влиянию интерференции, обусловленной многолучевым распространением радиоволн. Результаты численных и экспериментальных исследований [3] показывают, что при линейных видах поляризации сигналов структура поля характеризуется наличием глубоких минимумов, связанных с интерференцией прямой и отраженной ЭМВ от подстилающей по-

верхности, даже в случае идеального поляризационного согласования антенн считывателя и метки. Наличие глубоких замираний (до 25...30 дБ) сигналов может значительно снизить достоверность обмена информационными потоками между считывателем и меткой.

Основное применение систем радиочастотной идентификации – складская логистика и учет. Становится необходимым обеспечить стабильное чтение метки в большом потоке товаров, где, в общем случае, антенны метки произвольно ориентированы относительно антенн считывателя. В данном случае могут возникать ситуации, когда объекты не будут идентифицированы в силу не согласованности расположения плоскостей линейной поляризации антенны меток и считывателя друг относительно друга.

Применение круговой поляризации позволяет решить данную проблему. В случае применения сигналов круговой поляризации дистанция считывания сократится из-за потерь мощности сигнала в общем случае на 3 дБ, но при этом положение меток в пространстве будет инвариантно положению антенн считывателя.

Анализ современных систем радиочастотной идентификации (RFID) показывает, что в большинстве случаев используется правая круговая поляризация электромагнитных волн (ЭМВ). Целесообразным является излучение сигналов с круговой поляризацией, разделение их на приемной стороне по поляризационному признаку и обработка каждой компоненты отдельно. В результате глубина интерференционных минимумов резко уменьшается и структура поля по своему характеру приближается к однолучевому процессу распространения радиоволн (РРВ).

Другими словами, использование обработки в полном поляризационном базисе позволяет повысить достоверность чтения метки за счет уменьшения провалов сигнала в условиях многолучевого распространения [4]. Под понятием обработки в полном поляризационном базисе понимается следующее: при падении ЭМВ с круговой поляризацией правого вращения на отражающую поверхность (рис. 3) под углом θ отраженный луч в силу деполяризации сигнала, обусловленного изменением фазы и амплитуды поля ЭМВ, приобретет эллиптическую поляризацию и в круговом базисе может быть представлен в виде суммы двух ортогональных составляющих: «правого» «R» и «левого» «L» направлений вращения вектора \vec{E} с соответствующими значениями коэффициентов отражения [4]. В точке приема одна компонента является согласной, другая кроссполяризационной по отношению к ЭМВ прямого луча (рис. 3). Эти компоненты разделяются с помощью поляризационно-селективного антенно-фидерного тракта.

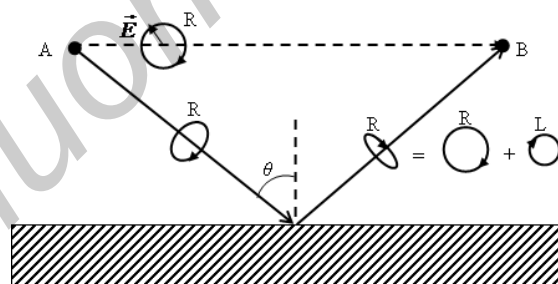


Рис. 3. Принцип поляризационного разделения сигнала

Анализ вариантов частотных конверторов для реализации двухдиапазонного ридера

Интегрированный в стандартный считыватель частотный конвертор позволяет осуществлять перенос спектра сигнала из одной частотной области в другую и расширять функциональные возможности однодиапазонного считывателя – обеспечить работу в двух частотных диапазонах.

В зависимости от типа частотного преобразования конверторы можно разделить на следующие типы.

1. *Приемный конвертор*, который осуществляет перенос спектра входного радиосигнала на промежуточную частоту (преобразование «вниз»). После преобразования спектра информационного сигнала $a(t)$ (рис. 4) за счет применения сигнала от вспомогательного генератора

$b(t)$ необходимо обеспечить высококачественную фильтрацию преобразованного спектра сигнала $c(t)$.

Низкий коэффициент шума в современных конверторах достигнут за счет применения в первых его каскадах малошумящих GaAs-транзисторов с высокой подвижностью электронов (HEMT-транзисторов). Адаптация конверторов к цифровому формату вещания реализуется за счет улучшения линейности их амплитудно-частотных (АЧХ) и фазо-частотных (ФЧХ) характеристик, снижения уровня фазовых шумов и обеспечения согласования с линиями передачи.

Минимизация уровня фазовых шумов в конверторе связана с возможным ростом числа ошибок из-за добавления в конвертируемый сигнал со сложной модуляцией дополнительного фазового сдвига. Оценка уровней фазовых шумов обычно производится относительно уровня несущей частоты гетеродина при заданной величине отстройки по частоте от номинального значения несущей [5]. Для радикального снижения уровня фазовых шумов гетеродина и повышения стабильности частоты некоторые модели конверторов оснащаются системой фазовой автоматической подстройки частоты (ФАПЧ).

2. *Передающий конвертор*, который осуществляет перенос спектра входного сигнала промежуточной частоты на значение более высокой частоты (преобразование «вверх»). Структура такого конвертора аналогична системе первого типа. Данные системы широко применяются в различных системах передачи данных – сети кабельного телевидения, системы MMDS, различные сети вещания и т.д.

3. *Приемо-передающий конвертор* представляет собой комбинацию приемного и передающего типов.

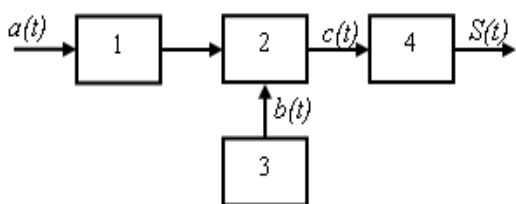


Рис. 4. Обобщенная схема преобразования спектра сигнала:

1 – каскад предварительной обработки сигнала;
2 – смеситель; 3 – генератор; 4 – фильтр

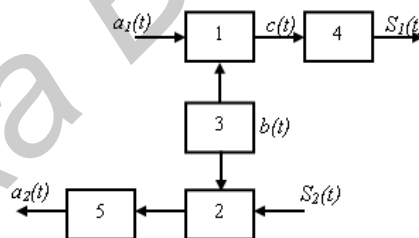


Рис. 5. Обобщенная структурная схема приемо-передающего конвертора:

1, 2 – смеситель; 3 – генератор;
4, 5 – селективные блоки

Поляризационная селекция сигналов в канале RFID

Обработка электродинамических сигналов со сложной поляризационной структурой осуществляется в антенно-фидерном тракте (см. рис. 6). В общем случае в канале связи метка-считыватель волны имеет объемную структуру, характеризуемую эллиптичностью, направлением вращения и наклоном волнового фронта напряженности электрического поля. Поэтому выход структурного блока 1 на рис. 6 имеет в общем случае три выхода, отвечающие за информацию о структуре ответной ЭМВ.

Существуют следующие возможные варианты подключения приемо-передающего конвертора к антенне.

1. Использование двух антенн позволяет добиться значительной развязки между приемо-передающими трактами, но в этом случае считыватель обладает значительными габаритами, что оказывается неприемлемым для портативного устройства.

2. Применение одной общей антенны с блоками разделения и объединения на основе ответвителей, циркуляторов и других устройств позволяет разделить приемо-передающие тракты и обеспечить конечную величину развязки до 60 дБ, но их стоимость прямо пропорциональна величине обеспечиваемого коэффициента развязки трактов приема и передачи, и обратно пропорциональна их габаритным размерам.

3. Использование антенны с поляризационным расщепителем в прямом и обратном каналах ЭМВ с ортогональной поляризацией позволяет избавиться от дорогостоящего и габаритного циркулятора, а также обеспечить достаточно высокую величину поляризационной (до

15 дБ) и мощностной (до 50 дБ) развязки между приемным и передающим трактами. Этот вариант позволяет сгладить интерференционную картину ЭМП в условиях многолучевого распространения ЭМВ и повысить стабильность чтения метки считывателем при ее произвольной ориентации в пространстве.

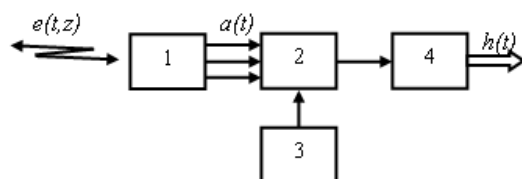


Рис. 6. Обобщенная схема антенного преобразования сигнала:
1 – антенна; 2 – приемопередающее устройство; 3 – опорный генератор;
4 – аналогово-цифровой преобразователь

Структура двухдиапазонного считывателя УВЧ диапазона с обработкой ответной ЭМВ произвольной поляризации

Анализ вариантов конверторов и использование антенн-считывателей показывает необходимость применения преобразования частоты на основе использования приемно-передающего конвертора и антенно-фидерного тракта, позволяющего осуществлять обработку ЭМВ в круговом поляризованном базисе.

Для обеспечения возможности чтения данных двухчастотных меток радиочастотный тракт считывателя может быть реализован в виде конвертора частоты с последующей обработкой на первой промежуточной частоте 860...960 МГц. Для обеспечения возможности поляризационной обработки сигналов конвертор частоты необходимо строить по двухканальной схеме.

Структурная схема считывателя, позволяющая реализовать работу систем идентификации в обоих частотных диапазонах, приведена на рис. 7.

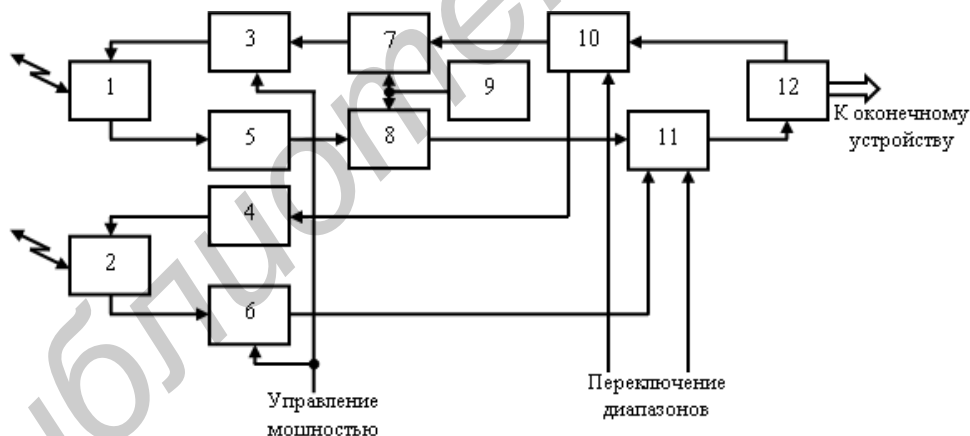


Рис. 7. Структурная схема двухдиапазонного считывателя:
1 – антенна диапазона частот 2,4...2,483 ГГц; 2 – антенна диапазона 860...960 МГц;
3, 4 – схемы усиления и фильтрации; 5, 6 – маломощные усилители диапазонов;
7 – преобразователь частоты; 8 – смеситель; 9 – генератор сдвига; 10, 11 – коммутаторы;
12 – приемно-передающее устройство диапазона 860...960 МГц

Проведенный анализ показал, что для повышения достоверности обмена информационными потоками между считывателем и меткой в блоке радиочастотного интерфейса наряду с поляризационной обработкой сигналов необходимо использовать ультралинейный усилитель мощности, а также блок компенсации радиочастотного сигнала передатчика, проникающего на вход радиоприемного тракта за счет конечной развязки между входами устройства развязки трактов и рассогласования антенны с входной цепью приемопередатчика.

Для обеспечения возможности выбора частотного канала и повышения отношения сигнал/шум в радиочастотном тракте RFID-систем генераторное оборудование необходимо вы-

полнять на основе синтезаторов частоты. Для диапазона 2,4...2,483 ГГц генераторное оборудование должно содержать: генератор управляемый напряжением, и синтезатор частоты. Для снижения стоимости генераторного оборудования можно использовать синтезаторы частоты ОВЧ диапазона совместно с устройством предварительного деления частоты сигнала, либо синтезатором частоты.

Результаты и их обсуждение

Преимуществом разработанного считывателя является расширение возможностей по идентификации широкого класса радиочастотных меток с произвольной поляризацией в двух частотных диапазонах международных стандартов.

Использование меток с антеннами линейной поляризации приводит к потере мощности из-за поляризационного рассогласования, однако позволяет обеспечить стабильное чтение метки при произвольном положении ее антенны относительно антенны считывателя. Использование меток с антеннами круговой поляризации и обработкой сигнала, с учетом его поляризации приведет к удорожанию метки, но позволяет значительно увеличить расстояние дистанционного чтения в сложных условиях приема (наличие большого числа отражающих поверхностей и, следовательно, большого числа переотражений). Исследования этого вопроса показывают, что пассивная система RFID является невзаимной [6]: дистанция активации метки составляет 4,1 м, в то время как считыватель может декодировать ответ метки при расстоянии 8,3 м. Таким образом, существует проблема, связанная с обеспечением надлежащего энергетического питания метки для ее активации. Поскольку величина электромагнитного излучения ограничена, то единственно возможным способом повышения уровня энергии поля ЭМВ в точке расположения метки является сбор полной энергии поля волн, отраженных от поверхностей ограниченного объема радиоканала. Предварительное математическое моделирование и экспериментальные исследования подтверждают эффективность данного технического решения.

DUAL-BAND READER WITH POLARIZATION PROCESSING SIGNALS OF THE BACKSCATTERING WAVES OF THE RADIO IDENTIFICATION TAG

A.A. POPOV, T.N. PARFENOVICH, V.B. KIRILCHYK, D.V. GOLOLOBOV

Abstract

Based on frequency and polarization structure analysis of electromagnetic field and variants of RFID converters design the structure scheme of two bands reader with polarization processing is proposed. Advantages of technical model with opportunity of identification of many classes RFID tags are shown.

Список литературы

1. ISO/IEC 18000-6. Information technology – Radio frequency identification for item management – Part 6: Parameters for air interface communication at 860 to 960 MHz. Switzerland, 2004.
2. ISO/IEC 18000-4. Information technology – Radio frequency identification for item management – Part 4: Parameters for air interface communication at 2,45 GHz. Switzerland, 2004.
3. Кирильчук В.Б., Гололобов Д.В., Попов А.А. // Тез. докл. Межд. науч.-техн. конф., посвященной 45-летию МРТИ-БГУИР. 2009. С. 25.
4. Патент РФ №14992, МПК Н 04В 7/015, Н 04В 1/10. Способ уменьшения интерференционных замираний сигнала при распространении радиоволн и устройство для его осуществления / В.Б. Кирильчук, Д.В. Лихачевский, А.А. Попов, Б.Н. Чернуха.
5. Уткин Г.М. Проектирование радиопередающих устройств СВЧ. М., 1979.
6. Riki Banerjee S, Jemes R., Sainati R.A. // Int. Conf. on RFID 2007, IEEE. 2007. P. 258.

УДК 621.3.049.776

КИНЕТИКА ЗАРОЖДЕНИЯ И РОСТА ПЛОТНОГО АНОДНОГО ОКСИДА АЛЮМИНИЯ

В.А. СОКОЛ, В.А. ЯКОВЦЕВА, Д.И. ЧУШКОВА

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

Поступила в редакцию 30 марта 2012.

В работе представлены обоснование и методика записи кинетических (поляризационных) зависимостей начальной (от -2 В) стадии зарождения и роста плотных оксидов алюминия. Установлено влияние исходного состояния поверхности алюминия на кинетику начальной стадии. Проведен детальный анализ различных стадий кинетики. Приведены результаты измерения удельной емкости и ее изменение в процессе зарождения и роста оксидной пленки.

Ключевые слова: плотный оксид, анодирование, алюминий, микроэлектроника.

Введение

Плотный анодный оксид получают анодированием в растворах, пренебрежимо мало растворяющих оксид: например, в растворах лимонной, винной и борной кислот. Растворы могут быть как водными, так и безводными. В свою очередь разнообразие функциональных назначений плотных оксидов в технологии микро- и нанoeлектроники вызывает необходимость детального изучения особенностей формирования плотных АОП для возможности решения конкретных конструкторско-технологических задач. За счет образования анодного оксида изменяются поверхностные свойства материала: твердость, электрическое сопротивление, термостойкость, износостойкость, каталитическая активность и др. Преимущество анодирования заключается в том, что, во-первых, защитная пленка вырастает непосредственно из «тела» металла. Во-вторых, имеются способы влияния на качество растущей пленки путем изменения природы электролита для анодирования и его количественного состава, варьирования условий процесса. В третьих, имеется возможность управления ростом путем изменения электрических параметров происходящего процесса. Для того, чтобы в полной мере реализовать достоинства метода анодирования, необходимо углубленное и всестороннее изучение кинетики и условий формирования оксида определенного состава и свойств.

Плотные анодные оксидные пленки, толщиной до 30 нм, могут быть использованы в качестве диэлектрика тонкопленочных конденсаторов, межэлементного и межуровневого изоляционного слоя многоуровневых систем межсоединений и поверхностного защитного слоя пассивной части гибридных интегральных микросхем. Незаменима также и роль плотного оксида как маскирующего диэлектрика при формировании элементов и систем межсоединений гибридных интегральных микросхем.

Обоснование методики исследований

На рис. 1 представлена кинетическая зависимость изменения тока при росте плотной оксидной пленки в 1%-ном растворе лимонной кислоты в комбинированном режиме. Комбинированный режим заключается в начальном линейном увеличении напряжения анодирования с последующим переходом к потенциостатическому режиму.

Как видно из рис. 1, при увеличении напряжения ток вначале увеличивается, затем устанавливается практически постоянным, а с момента перехода к потенциостатическому режиму резко падает. Было установлено, что характер увеличения тока зависит от скорости увеличения напряжения, при скоростях менее 0,1...0,2 В/с увеличение тока приобретает вид, представленный на кривой 2. Важным оказалось и то, что переход к постоянному току всегда происходит при напряжении U_0 , близком к 3...5 В. Детальное изучение кинетических кривых в комбинированном режиме и анализ литературных данных по изучению кинетики роста анодных оксидов в классических гальваностатическом и потенциостатическом режимах привели к выводу о необходимости разбиения всего процесса роста анодной пленки на три характерные стадии [1]. Первая стадия (начальная стадия) характеризуется нестационарным ростом пленки, связанным с процессом зарождения пленки, состоянием поверхности металла, нестационарным ионным переносом, наличием побочных реакций и связанных с этим отклонением производной кинетики тока по времени от нуля. Вторая стадия (стадия стационарного роста) характеризуется тем, что скорость изменения тока равна нулю, процесс установившийся, толщина пленки увеличивается пропорционально количеству электричества, напряженность поля постоянна. Третья стадия (заключительная стадия) характеризуется постоянством напряжения на пленке и спадом тока анодирования. Такое деление всего процесса роста позволяет более детально изучить ответственность каждой стадии за свойства и структуру плотных оксидов, конкретизировать направление и задачи исследований. Ниже приводятся результаты по изучению первой начальной стадии роста плотных АОП.

Как указывалось выше, кинетика роста плотных оксидов алюминия достаточно хорошо изучена с применением классических режимов анодирования – гальваностатического и потенциостатического. Однако, по нашему мнению, этим режимам присущ один весьма существенный недостаток. Этот недостаток связан с тем, что, используя указанные режимы, невозможно детально изучить кинетику изменения тока или напряжения на самой начальной стадии зарождения и роста оксидов из-за того, что в этот период напряжение или ток изменяются скачкообразно. При этом процессы, ответственные за начальную стадию роста, вуалируются побочными процессами: например, заряджением емкости двойного электрического слоя, состоянием исходной оксидной пленки. Другой существенный аспект всех известных исследований связан с подготовкой образцов. Дело в том, что все исследователи для исключения влияния поверхностных загрязнений и шероховатости поверхности проводят либо химическую, либо электрохимическую полировку. При этом считается, что поверхность алюминия становится гладкой и чистой.

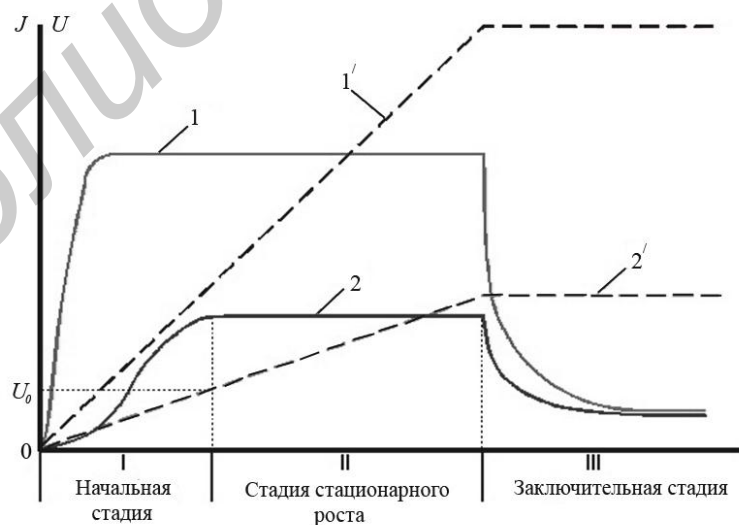


Рис. 1 Кинетические кривые при росте плотных оксидов в комбинированном режиме:
1, 2 – ток; 1', 2' – напряжение

Однако, как убедительно показано в работах Такахаси [2, 3], после предварительных обработок, связанных с травлением алюминия, на его поверхности остаются оксидные пленки с

высоким содержанием анионов травителя и OH^- групп. В то же время установлено [4–8], что от структуры и состава остаточных пленок в сильной степени зависят структура и электрофизические свойства формируемых анодных оксидных пленок. В такой ситуации естественен вывод о необходимости более детального изучения кинетики роста плотных оксидов при отсутствии поверхностных пленок и в режимах, позволяющих фиксировать закономерности изменения тока или напряжения на самых начальных стадиях.

Методика исследований

С этой целью мы воспользовались общеизвестной методикой для записи поляризационных кривых, в соответствии с которой напряжение на аноде увеличивается со скоростью $\leq 0,1$ В/с, при этом изменение тока фиксируется через оксид. Для получения исходной поверхности алюминия, свободной от остаточных поверхностных пленок, было предложено перед началом записи поляризационных кривых исследуемый образец включать катодно и выдерживать при потенциалах, превышающих стационарный электродный потенциал алюминия ($-1,667$ В). При этом на образце происходит интенсивное выделение водорода и, как следствие, повышение щелочности и растворение оксидной пленки, а величина тока и стационарный электродный потенциал зависят от наличия этой пленки. Для определения момента полного растворения были сняты временные зависимости изменения катодного тока от катодного напряжения при травлении термически выращенных оксидных пленок, которые представлены на рис. 2.

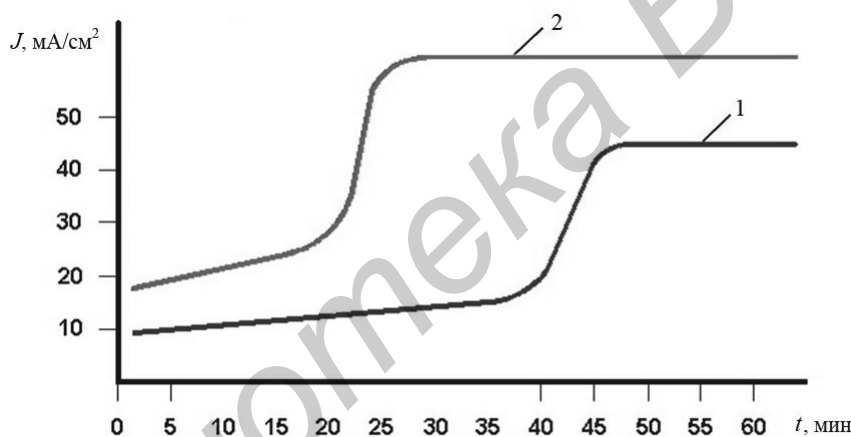


Рис. 2. Зависимость катодного тока от времени травления:
1 – $U_{\text{к}} = -2,5$ В; 2 – $U_{\text{к}} = 4,0$ В

Как видно из рис. 2, момент полного растворения может быть хорошо зафиксирован по резкому увеличению катодного тока и выходу на некоторый стационарный уровень. Скорость травления естественно увеличивается с увеличением катодного напряжения.

С учетом последнего, методика записи поляризационных кривых состояла в предварительном травлении образца в растворе фосфорной кислоты, отмывке в ацетоне, сушке, помещении образца в электролит для исследования, подаче на образец отрицательного потенциала ($-8,0$ В), выдержке при этом потенциале до резкого увеличения тока и после этого изменение потенциала анода в сторону положительных значений со скоростью $0,02$ В/с. С момента включения развертки потенциала на самописце записывалось изменение тока, а с помощью цифрового вольтметра фиксировалось напряжение, обратно пропорциональное емкости. Показания вольтметра затем пересчитывались в величину емкости и строилась кинетическая кривая изменения емкости.

Кинетические зависимости и их анализ

На рис. 3 представлены характерные поляризационные кривые и соответствующие им кривые изменения емкости при анодировании в 1%-ном растворе лимонной кислоты. Кривые 1

и 1' сняты после полного растворения исходной пленки. Кривые 2 и 2' – при времени травления в два раза меньше, чем первые кривые. Кривые 3 и 3' сняты без травления исходной пленки. Для объяснения полученных кривых будем придерживаться основных положений работы [9] и рассмотрим вначале характерные точки кривых 1 и 1'.

На рис. 3 видно, что предварительное катодное травление позволяет полностью удалить поверхностную пленку, о чем свидетельствует точка *A*. Этой точке соответствует равновесный стационарный электродный потенциал алюминия $-1,667$ В. Участок *AB* с продолжением до точки *C* соответствует логарифмической тафельской зависимости плотности тока от потенциала при растворении алюминия в активном состоянии по реакции



Точка *B* соответствует моменту начала отклонения поляризационной кривой от тафельской зависимости.

Потенциал E_b соответствует равновесному потенциалу, при котором возможен процесс анодного электрохимического возникновения защитной окисной пленки по реакции:

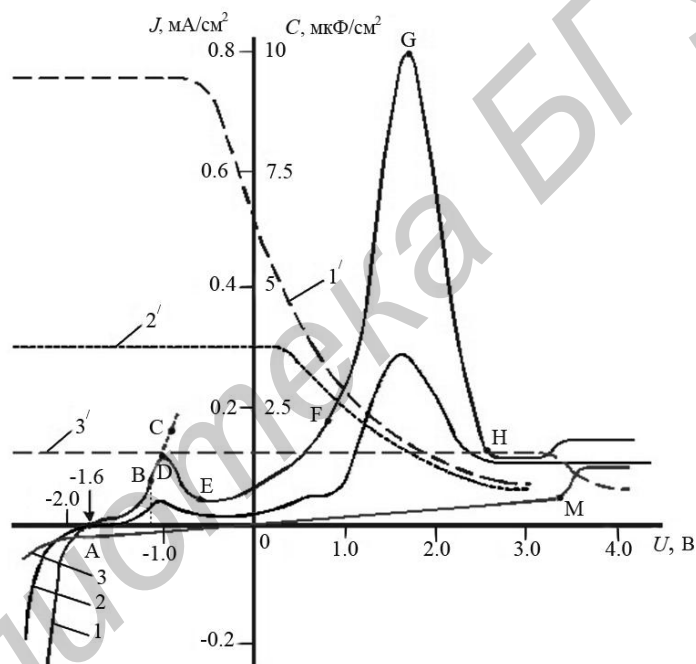


Рис. 3. Поляризационные кривые и кривые изменения емкости на начальной стадии анодирования

Потенциал E_b часто называют Фладе-потенциалом и в данном случае он оказывается равным $(-1,16 \pm 0,1)$ В. При смещении потенциала вправо от E_b на поверхности алюминия протекают два конкурирующих процесса – растворение металла по реакции (1) и образование оксидной пленки по реакции (2). До точки *D* поверхность образца лишь частично покрыта оксидной пленкой. После точки *D* все большая часть поверхности покрывается оксидной пленкой и процесс ее полного образования заканчивается по достижении точки E_1 , т.е. каждому значению потенциала от E_b до E_E соответствует вполне определенная степень покрытия поверхности образца оксидной пленкой. Емкость образца при этом изменяется незначительно.

Начиная с точки *E*, ток принимает некоторое постоянное значение, что свидетельствует о том, что скорость процесса на образце уже не зависит от потенциала. На участке *EF* с увеличением анодного потенциала скорость перехода ионов алюминия и анионов электролита сквозь пленку возрастает и происходит ее рост. Об этом свидетельствует и существенное уменьшение емкости (кривая 1'). Однако, начиная с точки *F* при потенциале $\approx 0,8$ В, ток резко увеличивается. Это соответствует достижению потенциала начала выделения кислорода по реакции:



Ход кривой на участке FG имеет логарифмическую зависимость, определяемую перенапряжением анодного процесса выделения кислорода на внешней поверхности оксидной пленки. Для протекания реакции (3) необходимо, чтобы через оксидную пленку беспрепятственно проникали электроны. Но на участке FG происходит дальнейшее увеличение толщины оксидной пленки и к моменту достижения потенциала E_G толщина этой пленки приближается к критической, когда затрудняется туннелирование электронов. После точки G при потенциале, превышающем $E_G \approx 1,7$ В, количество электронов резко сокращается, подавляется процесс выделения кислорода и ток уменьшается. Процесс выделения кислорода, по-видимому, заканчивается по достижении потенциала, соответствующего точке H . При $E > E_H \approx 2,6$ В электронный ток становится незначительным, а протекающий ионный ток приводит к дальнейшему росту толщины оксидной пленки (кривая 1'). Характерно, что на основании кривой 1 можно определить толщину оксидной пленки по достижении потенциала E_H , если принять, что постоянная анодирования для алюминия равна 1,4 нм/В. В этом случае толщина оксидной пленки при $E = E_H$ будет равна:

$$h_{\text{окс}} = 1,4(E_H - E_E) = 1,4(2,6 + 0,6) = 4,48 \text{ нм},$$

что весьма близко соответствует общеизвестной критической туннельной толщине диэлектрической пленки, оцениваемой величиной в 5 нм.

Рассмотрев основные закономерности поведения поляризационной (кинетической) кривой на самой начальной стадии роста оксидной пленки, можно легко объяснить характер изменения кривых 2 и 3.

Как можно видеть из кривых 2 и 2', частичное удаление исходной оксидной пленки приводит к смещению точки A вправо, сглаживанию пика в точке D и G , постоянству емкости вплоть до положительных значений потенциала, что свидетельствует о более раннем наступлении стадии пассивности и снижению скорости реакции выделения кислорода. При наличии исходной пленки, превышающей туннельную толщину (кривая 3), кинетическая кривая переходит через ноль при $E = 0$ и до точки M имеет вид, характерный для вольтамперной характеристики обычного омического сопротивления, когда протекает лишь малый электронный ток. Емкость при этом (кривая 3) имеет постоянную величину.

В момент $E = E_M$ наступает электрохимический пробой исходной пленки, через нее начинает течь ионный ток, приводящий к дальнейшему увеличению толщины оксидной пленки.

Таким образом, использование предварительного катодного растворения исходной поверхностной пленки позволило записать кинетическую кривую начальной стадии роста плотного оксида алюминия, определить потенциалы характерных точек и установить влияние поверхностной пленки на кинетику начальной стадии роста. Следует отметить, что изменение концентрации электролита для плотного анодирования или его состава качественно не изменяет ход кинетической кривой, но позволяет проследить влияние различных добавок на характерные стадии зарождения и роста плотных оксидов, что весьма важно для получения воспроизводимых результатов по их структуре и свойствам.

Заключение

Приведены обоснование и методика записи кинетических (поляризационных) зависимостей начальной (от -2 В) стадии зарождения и роста плотных оксидов алюминия, а также соответствующие им кривые изменения емкости при анодировании в 1%-ом растворе лимонной кислоты. Установлено влияние исходного состояния поверхности алюминия на кинетику роста плотного оксида на начальной стадии анодирования. Произведен детальный анализ различных стадий кинетики.

ORIGIN AND GROWTH KINETICS OF DENSE ANODIC ALUMINA

V.A. SOKOL, V.A. YAKOVITSEVA, D.I. CHUSHKOVA

Abstract

Grounds for the research presented and the technique for the recording of kinetic (polarization) dependencies of the initial (from -2 V) stage of the origin and growth of dense anodic alumina are discussed. An influence of the starting aluminum surface on the kinetics of the initial stage was determined. The detailed analysis of various kinetic stages was made. Measurement results of the specific capacity and its variation during the oxide film growth are submitted.

Список литературы

1. Сокол В.А. Анодные оксиды алюминия. Минск, 2011.
2. Такахаси Х., Нагаяма М. // Киндзоку хемэн гидзюцу. 1985. Т. 36, №3. С. 10–17.
3. Такахаси Х., Хирочи Т., Нагаяма М. // Киндзоку хемэн гидзюцу. 1985. Т. 36, №4. С. 11–16.
4. Палеолог Е.Н., Акимов Г.В. // Труды института физической химии. 1951. Вып. 2. С. 5–21.
5. Alwitt R.S. // Electrochem.Soc. 1967. Vol. 114, №8. P. 843–848.
6. Голубкова В.И., Котоусова И.С., Лаверко Е.Н., и др. // Электронная техника. Сер. 5. Радиодетали и радиокомпоненты. 1979. Вып. 5. С. 16–27.
7. Bernard W.J., Florio S.M. // Electrochem. Soc. 1985. Vol. 132, №10. P. 2320–2323.
8. Kobayashi K., Shimizu K., Nishibe H. // Electrochem. Soc. 1986. Vol. 133, № 1. P. 140–141.
9. Томашев Н.Д. // Коррозия металлов и сплавов. 1963. С. 5–43.

УДК 621.391.8

АНАЛИЗ СИГНАЛОВ МЕТОДОМ ДЕКОМПОЗИЦИИ НА ЭМПИРИЧЕСКИЕ МОДЫ И ЕГО ПРИМЕНЕНИЕ В ОБРАБОТКЕ РЕЧЕВЫХ СИГНАЛОВ

И.А. ВОРОНЕЦКИЙ

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

Поступила в редакцию 2 мая 2012

В данной статье рассмотрены алгоритм декомпозиции сигнала на синусоидальные компоненты – эмпирические моды, способ кодирования сигнала с помощью данного метода, определения частоты основного тона сигнала, метод редактирования акустического шума в сигнале с помощью данного метода. Также проведен сравнительный анализ приложений данного алгоритма.

Ключевые слова: декомпозиция на эмпирические моды, частота основного тона, редактирование акустического шума.

Введение

Определение мгновенных параметров речевого сигнала и редактирование акустического шума – актуальная задача, и в данном направлении проводятся активные исследования. Задачи определения мгновенных параметров и редактирования шума важны в таких областях как распознавание речи, идентификация диктора, низкоскоростное кодирование речевых сигналов, улучшение и корректирование речевых сигналов с применением гармонической модели. В последнее время было предложено много методов для решения данных задач, но проблема повышения точности и стабильности их работы все еще стоит остро [1]. Главный недостаток современных методов редактирования шума – это появление различных артефактов в речевом сигнале. Вместе с шумом могут также исчезнуть некоторые важные для восприятия речи гармоники.

Декомпозиция сигнала на эмпирические моды – это новая методика обработки и анализа речевого сигнала. Метод декомпозиции на эмпирические моды учитывает локальные особенности сигнала (экстремумы и нули сигнала) и структуры сигнала (шумовые, сигнальные и трендовые компоненты). Данный метод подходит для кодирования речевого сигнала, определения мгновенных параметров сигнала, редактирования акустического шума и др. В данной статье проводится краткий анализ и обзор приложений декомпозиции сигнала на эмпирические моды.

Понятие эмпирической моды

Эмпирическая мода (ЭМ, английское название IMF – Intrinsic Mode Function) – это функция, заданная непрерывно на интервале существования сигнала или дискретно в виде вектора отсчетов, имеющая в общем случае произвольную форму и произвольную аналитическую запись (если таковая существует), но при этом строго удовлетворяющая двум условиям [2, 3].

1. Общее число максимумов и минимумов такой функции (т.е. общее число экстремумов) должно быть строго равно числу нулей функции либо отличаться от числа нулей по модулю не более чем на единицу:

$$N_{\max} + N_{\min} = N_{\text{zero}} \pm 1 \text{ или } N_{\max} + N_{\min} = N_{\text{zero}}, \quad (1)$$

где N_{\max} , N_{\min} , N_{zero} – число максимумов, минимумов и нулей функции соответственно, не считая краевые отсчеты сигнала, которые могут оказаться единственными экстремумами.

2. Локальное (мгновенное) среднее значение функции, определенное в виде полусуммы двух огибающих – верхней, полученной путем интерполяции найденных локальных максимумов, и нижней, полученной путем интерполяции найденных локальных минимумов, и должно быть меньше или равно заранее определенному пороговому значению η :

$$0,5(U(i) + L(i)) \leq \eta, i = \overline{1, N}, \quad (2)$$

где $U(i)$ и $L(i)$ – значения верхней и нижней огибающих сигнала в i -й момент времени; N – общее количество сигнальных отсчетов.

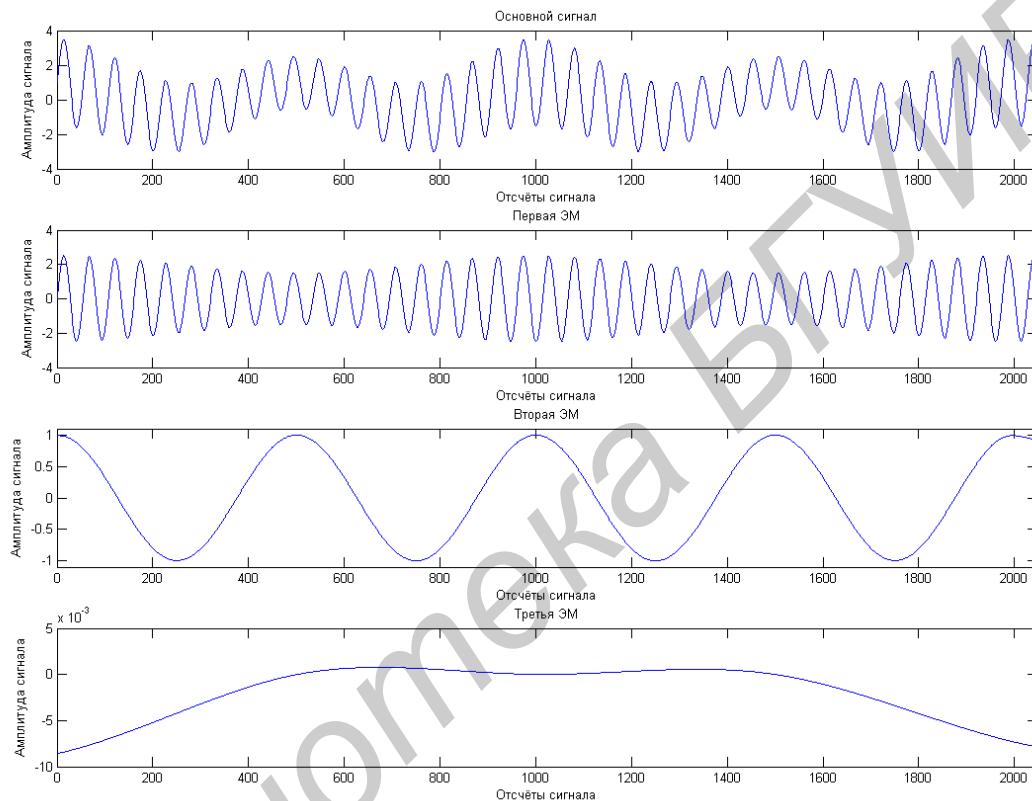


Рис 1. Пример декомпозиции сгенерированного сигнала на эмпирические моды

Алгоритм декомпозиции сигнала на эмпирические моды

При разложении сигнала на эмпирические моды (ЭМ) сначала вычисляются экстремумы исходного сигнала. Затем с помощью интерполяции данных о минимумах и максимумах сигнала, мы находим огибающие экстремумов. Далее полусумма огибающих вычитается из исходного сигнала, и получившийся сигнал проверяется на соответствие определению эмпирической моды: если функция подходит под определение, то нами получена первая ЭМ. В дальнейшем речевой сигнал можно описать как сумму всех найденных ЭМ и сигнала-остатка. Далее приведен краткий алгоритм разложения сигнала на эмпирические моды [4].

Шаг 1. Определение экстремумов и точек пересечения функцией нулевого уровня.

Шаг 2. Интерполяция полученных максимумов и минимумов. Самый распространенный способ интерполяции – интерполяция с помощью кубических сплайнов.

Шаг 3. Вычисляем полусумму огибающих, затем вычитаем ее из основного сигнала. Полученный сигнал является претендентом на то, чтобы быть первой эмпирической модой (ЭМ), поэтому необходимо проверить его на соответствие двум условиям, описанным выше. Если сигнал удовлетворяет этим условиям, то он действительно является ЭМ. Если нет, то возвращаемся к шагу 1, только в качестве исходного сигнала будет использоваться сигнал, полученный на шаге 3.

Шаг 4. Вычитая найденную ЭМ из сигнала, использованного в шаге 1, имеем сигнал-остаток, который в дальнейшем будет использоваться для повторения шагов 1–3.

Таким образом, в общем виде разложение сигнала на эмпирические моды можно записать следующим образом:

$$y(i) = \sum_{n=1}^N y_n''(i) + y_{res}(i), \quad (3)$$

где $y(i)$ – исходный сигнал; $y_n''(i)$ – эмпирическая мода с номером n ; $y_{res}(i)$ – остаток, который может быть трендом или постоянной величиной; N – общее количество эмпирических мод.

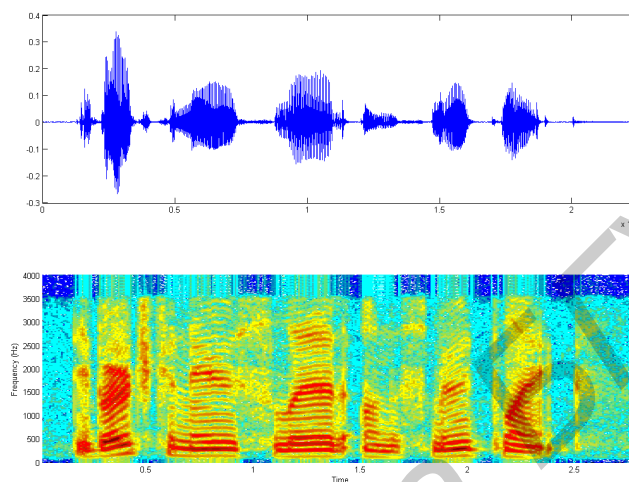


Рис 2. Пример речевого сигнала и его спектрограмма

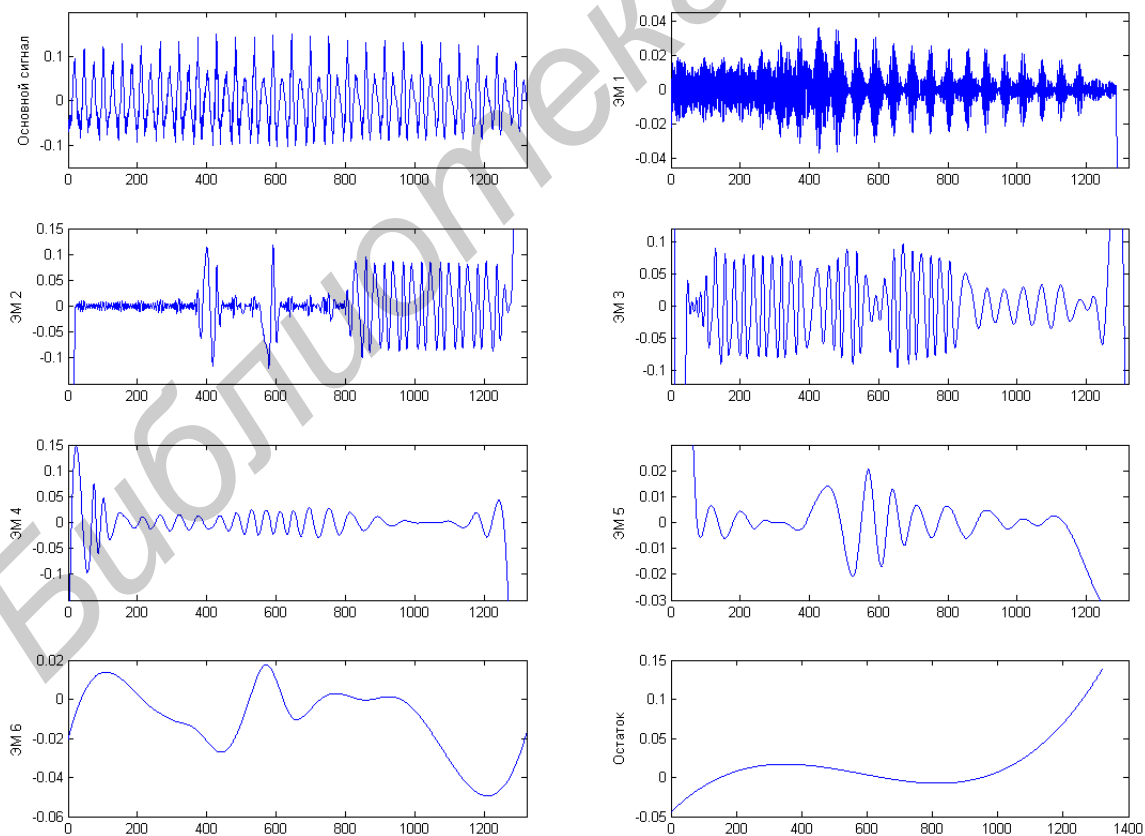


Рис 3. Пример декомпозиции речевого сигнала на эмпирические моды (ЭМ), сигнал-остаток исходного сигнала

Зададим критерии остановки процесса поиска ЭМ, чтобы компоненты ЭМ сохраняли смысл амплитудной и частотной модуляции. Процесс просеивания останавливается, когда остаток становится монотонной функцией, из которой больше нельзя извлечь ЭМ, или в случае достижения ограничения – некоторой нормированной величины, вычисляемой из двух последовательных ЭМ:

$$S = \frac{(y_{n-1}''(i) - y_n''(i))^2}{(y_{n-1}''(i))^2}, \quad (4)$$

где S – условная величина, пределы которой задаются эмпирически (обычно устанавливается между 0,2 и 0,3); $y_n''(i)$ – ЭМ с номером n .

Разложение и реконструкция речевых сигналов на эмпирические моды

Для иллюстрации особенностей речевого сигнала фраза произнесенная мужчиной, была обработана в среде MATLAB. На рис. 2 приведены временное (вверху) и спектральное (внизу) представления речевого сигнала длиной примерно 2,6 секунды с частотой дискретизации 8 кГц.

Спектрограмма (рис. 2) описывает энергию сигнала в координатах «время-частота-яркость», затемненные участки соответствуют областям концентрации энергии. При малом спектральном разрешении из-за сглаживания точность оценки частотных параметров сигнала мала. Временные же характеристики (например, границы слов и отдельных фонем) могут быть определены достаточно точно. Большее разрешение в частотной области достижимо только за счет ухудшения разрешения по времени. На нижнем графике рис. 2 узкие горизонтальные линии на спектрограмме соответствуют траекториям гармоник основной частоты. Для невокализованных звуков подобной структуры спектра не наблюдается [5].

По своей природе речевые сигналы не являются стационарными, но на промежутке около 30 мс можно считать, что мгновенные параметры сигнала постоянны, поэтому обработка речевых сигналов выполняется по фреймам. На рис. 3 приведен пример разложения фрагмента речевого сигнала, представленного на рис. 2, на эмпирические моды; на рис. 4 – его реконструкция.

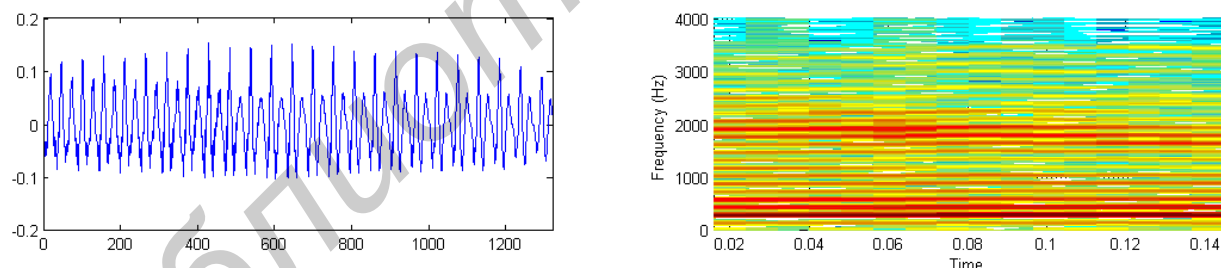


Рис. 4. Восстановленный сигнал и его спектрограмма

Как видно из рис. 4, при реконструкции сигнал не изменился.

Применение метода декомпозиции сигнала на эмпирические моды

Метод кодирования и квантования сигнала подробно описан в статье [6], далее приведены результаты экспериментальных исследований, чтобы оценить характеристики кодирования сигнала на основе метода декомпозиции на эмпирические моды. Метод был протестирован на сигналах с частотой дискретизации 44,1 кГц. В частности, следующие сигналы были взяты из базы данных SQAM [7]. Результаты были сравнены с MP3 и AAC кодеками и методом вейвлет компрессии. Были использованы вейвлеты Добеши 8 порядка, которые показывают хорошие характеристики в сравнении с другими вейвлетами. Характеристики предложенного метода анализировались с помощью соотношения сигнала к порогу маскирования (Noise to Mask Ratio – NMR) и объективного критерия разницы сигналов (Objective Difference Grade – ODG) [8]. ODG измеряет разницу между оригинальным и декодированным сигналом и возвра-

щает значения от 0 (неощутимая разница) до 4 (достаточно большая разница). Значения NMR и ODG для четырех различных методов кодирования сигнала получены при битрейте 64 кб/с и приведены в табл. 1.

Таблица 1. Результаты компрессии аудио сигналов

Тип кодирования		Сигнал					
		gspi	harp	quar	song	trpt	violin
ДЭМ	Битрейт, кб/с	64	64	64	64	64	64
	NMR	-5,37	-5,65	-5,47	-5,13	-5,32	-5,04
	ODG	-0,82	-0,73	-0,74	-0,79	-0,84	-0,83
AAC	Битрейт, кб/с	64	64	64	64	64	64
	NMR	-3,43	-6,46	-4,78	-4,23	-6,15	-4,59
	ODG	-0,85	-0,73	-0,75	-0,89	-0,88	-0,86
MP3	Битрейт, кб/с	64	64	64	64	64	64
	NMR	1,42	1,21	1,27	1,23	2,68	1,86
	ODG	-1,12	-1,87	-1,91	-1,09	-1,27	-1,34
Вейвлет	Битрейт, кб/с	65	67	64	65	66	64
	NMR	-2,30	-3,67	1,64	-3,40	-1,35	-2,52
	ODG	-0,86	-1,27	-1,74	-0,98	-0,97	-1,08

Из табл. 1 видно, что кодирование сигнала на основе метода декомпозиции на эмпирические моды дает лучшие результаты, чем остальные алгоритмы кодирования сигнала. Это происходит благодаря психоакустической модели и свойствам симметрии эмпирических мод.

В статье [9] представлена методика оценки частоты основного тона с помощью декомпозиции сигнала на эмпирические моды. Ниже приведен краткий алгоритм метода:

- предварительно выполняется фильтрация акустического шума;
- находим нормализованную автокорреляционную функцию (НАКФ) предварительно отфильтрованного сигнала;
- применяем алгоритм ДЭМ к НАКФ сигнала. Существует одна ЭМ, которая содержит нужную нам фундаментальную частоту;
- вычисляем длину НАКФ и каждой найденной эмпирической моды;
- теперь сравниваем длину НАКФ и каждой найденной эмпирической моды: та ЭМ, длина которой наиболее близка к длине НАКФ, содержит требуемую фундаментальную частоту;
- выбранная ЭМ представляет собой затухающий синусоидальный сигнал, симметричный относительно нуля. Его частота и есть фундаментальная частота выбранного сегмента речевого сигнала.

Таблица 2. Результаты работы алгоритмов определения частоты основного тона

Голос	Метод	Соотношение сигнал-шум, дБ					
		-15	-5	0	10	20	30
Мужской голос	ДЭМ	29,38	5,58	2,19	0,71	0,49	0,35
	НАКФ	67,30	23,37	11,51	3,38	1,69	1,27
	WAC	69,20	24,29	12,07	3,38	1,20	0,98
Женский голос 1	ДЭМ	23,08	4,15	2,11	1,34	1,06	0,91
	НАКФ	65,65	22,94	12,87	4,71	2,11	1,90
	WAC	67,23	24,48	13,25	5,21	2,78	2,03
Женский голос 2	ДЭМ	25,81	6,23	3,09	1,93	1,54	1,49
	НАКФ	69,44	21,84	11,91	4,24	2,04	1,70
	WAC	68,56	23,05	11,58	3,97	1,93	1,59

Также в статье [9] приведена таблица, где рассмотрены результаты работы предложенного метода в сравнении со стандартным автокорреляционным методом и методом поиска частоты основного тона со взвешенной автокорреляционной функцией (WAC) [10]. Были использованы 1 сигнал с диктором мужчиной и 2 с дикторами женщинами.

Если величина частоты основного тона отклоняется от эталонной более чем на 20%, то мы классифицируем эту величину как грубую ошибку (Gross Pitch Error – GPE), в другом случае мы классифицируем величину как допустимую ошибку (Fine Pitch Error – FPE). Величина GPE выражается в процентах, эталонные значения частоты основного тона взяты из базы данных. Как видно из табл. 2, процент грубых ошибок значительно ниже у предложенного метода определения частоты основного тона, чем у стандартного автокорреляционного метода и WAC метода при любых соотношения сигнал-шум.

В статье [11] представлен метод редактирования акустического шума на основе декомпозиции на эмпирические моды. Блок-схема алгоритма представлена на рис. 5.

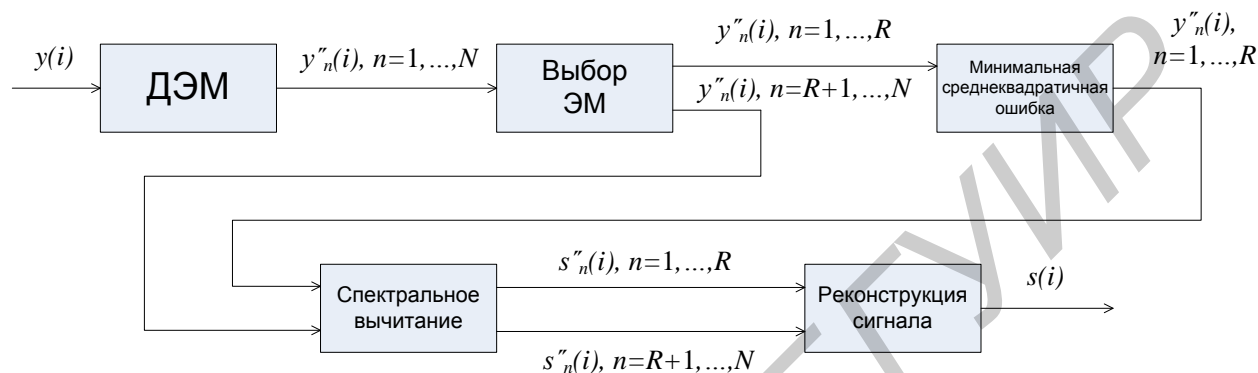


Рис. 5. Блок-схема алгоритма редактирования акустического шума с помощью декомпозиции сигнала на эмпирические моды

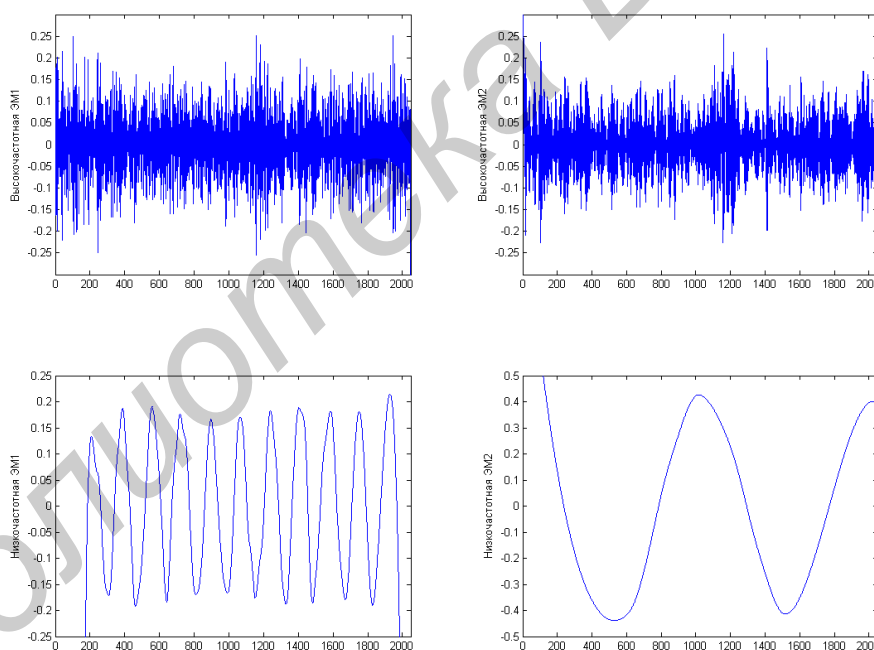


Рис. 6. Первые две эмпирические моды зашумленного сигнала (вверху) и последние две (внизу)

После первого блока декомпозиции на эмпирические моды получаем набор ЭМ, где N – количество эмпирических мод. Затем идет разделение эмпирических мод на содержащие высокочастотную часть сигнала и содержащие низкочастотную, R – это номер последней ЭМ, содержащей высокочастотную часть сигнала. Далее, применяя метод минимальной среднеквадратичной ошибки, корректируем шум в высокочастотных модах и применяем метод спектрального вычитания, чтобы минимизировать размытость спектра речевого сигнала [12]. Последним шагом реконструируем сигнал из имеющихся эмпирических мод. На рис. 6 представлены первые две ЭМ и последние две синтезированного зашумленного сигнала, которые содержат высокочастотные и низкочастотные части сигнала соответственно.

В статье [11] была проведена оценка характеристик метода редактирования акустиче-

ского шума. Мерой оценки характеристик метода было соотношение сигнал-шум (SNR). Использовался зашумленный сигнал со временем реверберации 200 мс. Как видно из табл. 3, метод двухступенчатой обработки речевых сигналов с реверберацией и использованием одного микрофона [12], комбинированный с методом ДЭМ-СКО, показывает сходные результаты с предложенным методом, в то время как просто метод обработки речевых сигналов с реверберацией и использованием одного микрофона значительно отстает по показателям от остальных двух.

Таблица 3. Результаты работы методов редактирования акустического шума

Метод	Входной SNR					
	-12	-8	-4	0	2	4
Предложенный метод	-0,35	0,1	0,4	0,8	0,9	1
Метод [7] + ДЭМ-СКО	-0,37	-0,05	0,45	0,85	0,95	1,05
Метод [7]	-6,5	-4,8	-2,4	-0,6	-0,05	0,4

Заключение

В данной статье был рассмотрен метод декомпозиции сигнала на эмпирические моды и его приложения: кодирование речевого сигнала, определение частоты основного тона речевого сигнала с помощью автокорреляционной функции и редактирование акустического шума. Данная методика показывает себя как надежный и качественный метод обработки речевых сигналов, дающий качественные результаты. Были рассмотрены показатели работы предложенного алгоритма в условиях наличия шумов и реверберации в голосовом сигнале, результаты также превосходят методы, с которыми проводилось сравнение.

ANALYSIS OF SIGNALS BASED ON EMPIRICAL MODE DECOMPOSITION METHOD AND ITS APPLICATION ON SPEECH SIGNALS

I.A VORONETSKIY

Abstract

A method of signal decomposition on sinusoidal components (intrinsic mode functions), audio coding, a method of pitch tracking and a method of noise redaction are presented in this paper. The comparison of the performance of proposed method with other methods is analyzed.

Список литературы

1. Spanias A.S. // Proceedings of the IEEE. 1994. Vol 82, №10. P. 1539–1582.
2. Клионский Д.М. // Цифровая обработка сигналов. 2011. №2. С. 51–60.
3. Клионский Д.М. // Доклады 13-й Международной конференции «Цифровая обработка сигналов и ее применение». Москва. 2011. С. 120–123.
4. Кан Ш.Ч., Микулович А.В., Микулович В.И. // Информатика. 2010. №2. С. 25–35.
5. Петровский А.А. Анализаторы речевых и звуковых сигналов: методы, алгоритмы и практика. Минск, 2009.
6. Khaldi K., Boudraa A.O., Turki Hadj-Alouane M., et. al. // Signal processing. 2011.
7. Sound Quality Assessment Material recording for subjective tests // Technical Centre of the European Broadcasting Union. 1988
8. Method for Objective Measurements of Perceived Audio Quality // ITU Recommendation, ITU-R BS.1387-1, 2001.
9. Sujan K.R., Khademul I.M., Keikichi H., et. al.// ISCAS. 2010. P. 2658–2661.
10. Shimamura T., Kobayashi H. // IEEE Trans. Speech and Audio Proc. 2001. P. 727–730.
11. Tariqullah J., Wenwu W. // 19th European Signal Processing Conference. 2011. P. 206–210.
12. Wu M., Wang D.L. // IEEE Trans. Audio, Speech, Lang. Process. 2006. Vol. 14. P. 774–784.

УДК 621.396.218:614.89.086.5

ЭЛЕКТРОМАГНИТНАЯ НАГРУЗКА НА ТЕРРИТОРИЮ, СОЗДАВАЕМАЯ АБОНЕНТСКИМИ СТАНЦИЯМИ СОТОВОЙ СВЯЗИ

В.И. МОРДАЧЕВ

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

Поступила в редакцию 12 сентября 2012

Получены соотношения, определяющие связь электромагнитной нагрузки на территорию, создаваемой абонентскими станциями сотовой связи, с суммарной интенсивностью образуемого ими электромагнитного фона у земной поверхности, а также с вероятностью превышения заданного предельно допустимого уровня электромагнитного поля совокупной интенсивностью электромагнитных полей от абонентских и базовых станций сотовой связи. Приведены соотношения для оценки предельно допустимого уровня электромагнитной нагрузки на территорию от абонентских станций, при котором вероятность превышения заданного предельно допустимого уровня интенсивности электромагнитного поля в рассматриваемой точке наблюдения совокупной интенсивностью электромагнитных полей абонентских и базовых станций сотовой связи, а также внешнего электромагнитного фона, находится в допустимых пределах.

Ключевые слова: сотовая связь, абонентская станция, электромагнитная нагрузка, электромагнитная экология, электромагнитная безопасность.

Введение

Исследование электромагнитной экологии и электромагнитной безопасности систем радиотелекоммуникаций связано с анализом электромагнитной нагрузки (ЭМН) как интегральной характеристики электромагнитного загрязнения окружающей среды.

В [1] введено понятие ЭМН на территорию как интегральной системной характеристики электромагнитной экологии в рассматриваемой области пространства, и даны оценки влияния данной характеристики, формируемой совокупностью электромагнитных излучений (ЭМИ) базовых станций (БС) сотовой связи, на характеристики электромагнитной обстановки (ЭМО) вблизи земной поверхности: исследованы связи этой характеристики с ЭМН на организм человека, определяемой суммарной интенсивностью электромагнитных полей (ЭМП) базовых станций (БС) сотовой связи вблизи земной поверхности, а также с вероятностью попадания произвольно выбранного места строительства в зону ограничения застройки ближайшей БС.

Однако ЭМН на территорию в зоне обслуживания сетей сотовой связи определяется не только ЭМИ БС, но и ЭМИ абонентских станций (АС) – сотовых радиотелефонов и радиомодемов передачи данных. Этот фактор электромагнитного загрязнения среды потенциально является не менее опасным хотя бы вследствие того, что ЭМИ АС имеют место именно в местах наиболее вероятного присутствия людей.

ЭМН на территорию от АС сотовой связи имеет следующие особенности.

1. АС сотовой связи размещены по территории случайно, средняя территориальная плотность АС в активном состоянии (в состоянии ЭМИ) изменяется со временем и максимальна в часы максимальной нагрузки.

2. Мощности ЭМИ АС также случайны, изменяются в широких пределах и принудительно устанавливаются обслуживающей БС. Они зависят от многих факторов: от

расстояния до обслуживающей БС, от уровня внутрисетевых помех, от условий радиосвязи (из помещений, с открытой местностью), от наличия между АС и БС препятствий распространению радиоволн (РРВ) в виде зданий, сооружений, неоднородностей рельефа местности, растительности и т.п.

В этой связи ЭМН на территорию L_{TMS} от ЭМИ АС сотовой связи, характеризующихся средним значением эквивалентной изотропно излучаемые мощности (э.и.и.м.) P_{eMS} и средней территориальной плотностью ρ_{MS} АС, может быть определена следующим образом:

$$L_{TMS} = P_{eMS} \rho_{MS} A = P_{eMS} \rho_{eMS}, \quad \rho_{eMS} = \rho_{MS} A; \quad (1)$$

где ρ_{eMS} – средняя территориальная плотность АС в активном состоянии (в состоянии ЭМИ), ед./м²; величина L_{TMS} может быть выражена в Вт/м², кВт/км² и т.п.; A – удельная абонентская нагрузка в сети сотовой связи. В часы наибольшей нагрузки $A = 0,025 \dots 0,08$ [Эрл]; этим условиям соответствует «пиковая» ЭМН на территорию, создаваемая ЭМИ АС.

Цель данной работы – установление связи характеристики (1) ЭМН на территорию от ЭМИ АС сотовой связи с характеристиками ЭМО, используемыми для описания ЭМН на организм человека, а также с возможными ограничениями на интенсивность использования сотовой связи в местах массового скопления людей, в том числе в присутствии электромагнитного фона от БС сотовой связи и других радиосистем.

Исходные модели и соотношения

1. В качестве пространственной модели размещения АС в пространстве используем известную модель равномерного пуассоновского случайного распределения АС – точечных источников ЭМИ по плоской поверхности со средней территориальной плотностью ρ_{eMS} :

$$p_k(N_{\Delta S}) = \left(N_{\Delta S}^k \exp(-N_{\Delta S}) \right) / k!, \quad N_{\Delta S} = \rho_{eMS} \cdot \Delta S, \quad (2)$$

где $p_k(N_{\Delta S})$ – вероятность попадания в некоторый элемент ΔS поверхности ровно k точечных источников, если среднее число источников в этом элементе равно $N_{\Delta S}$. Дополнительно будем считать, что случайное размещение АС – точечных источников ЭМИ по плоской поверхности означает расположение каждого из АС на высоте $1 \text{ м} \leq H_{MS} \leq 2 \text{ м}$ над поверхностью (абонент в положении стоя или сидя).

2. В качестве модели условий РРВ от АС, расположенной на высоте H_{MS} над поверхностью, в точку наблюдения со случайными координатами, расположенную на той же высоте $1 \text{ м} \leq H_{MS} \leq 2 \text{ м}$ над поверхностью, используем известную составную модель РРВ [2, 3], для которой характерно следующее:

– на небольшом удалении R от точки наблюдения условия РРВ соответствуют условиям РРВ в свободном пространстве (плотность потока мощности П ЭМП АС убывает обратно пропорционально квадрату расстояния R до АС);

– начиная с некоторой дистанции R_{BP} условия РРВ меняются: плотность потока мощности П ЭМП АС убывает обратно пропорционально четвертой степени расстояния R до АС в связи с многолучевостью РРВ;

– удаленность R_{BP} границы между областями свободного и многолучевого (интерференционного) РРВ (положение точки «*breakpoint*» [2]) зависит от высоты АС и точки наблюдения H_{MS} над земной поверхностью и определяется следующим известным соотношением:

$$R_{BP} = 4H_{MS}^2 / \lambda = 4n^2 \lambda, \quad H_{MS} = n\lambda, \quad (3)$$

где λ – длина волны ЭМИ АС.

На удаленности АС от точки наблюдения менее R_{BP} используем следующую общепринятую модель условий РРВ.

РРВ в свободном пространстве R_{BP} окрестности:

$$\Pi = P_{eMS} / (4\pi R^2), \quad R \leq R_{BP}, \quad (4)$$

многолучевое РРВ за пределами R_{BP} окрестности:

$$\Pi = R_{BP}^2 P_{eMS} / (4\pi R^4), \quad R \geq R_{BPm}, \quad (5)$$

где Π – плотность потока мощности ЭМП на удаленности R , Вт/м², от АС.

Ниже в таблице приведены расчетные данные о значениях R_{BP} для АС сотовой связи стандарта GSM в различных полосах частот ($\lambda = 0,16 \dots 0,17$ м для GSM-1800, $\lambda = 0,32 \dots 0,33$ м для GSM-900) и для различных значений H_{MS} .

H_{MS} , м	GSM-1800		GSM-900	
	n	R_{BP} , м	n	R_{BP} , м
1,0	6,2	6	3,1	3
1,5	9,3	14	4,7	7
2,0	12,5	25	6,2	12

3. В качестве характеристики ЭМН на организм человека от ЭМИ АС используем значение суммарной интенсивности Π_{Σ} ЭМП, воздействующих на организм человека, определяемой в виде скалярной суммы абсолютных значений плотности потока мощности Π_i ЭМП от всего множества N АС-источников ЭМИ:

$$\Pi_{\Sigma} = \sum_{i=1}^N \Pi_i, \quad \text{Вт/м}^2. \quad (6)$$

4. Следуя рекомендациям [4], ЭМН на организм человека в точке наблюдения от ЭМИ АС, располагаемых в ее окрестности радиуса R_{BP} , разделим на два слагаемых:

- ЭМП от ближайшего АС, интенсивность которого Π_{MS1} случайна и является существенно преобладающей по отношению к ЭМП других АС из окрестности радиуса R_{BP} ;
- совокупное ЭМП от всех прочих АС из R_{BP} -окрестности точки наблюдения с интенсивностью Π_{MS1} , которое может считаться квазистационарным по отношению к первому слагаемому и может рассматриваться в качестве одной из составляющих электромагнитного фона.

5. Если э.и.и.м. АС P_{eMS} в пределах сайта случайна и устанавливается обслуживающей БС в пределах $[P_{MS \min}, P_{MS \max}]$, $P_{MS \max} \gg P_{MS \min}$, то плотность распределения вероятности и математическое ожидание величины P_{eMS} будут определяться следующими соотношениями [4]:

- при регулировке э.и.и.м. АС в условиях свободного РРВ между АС и БС

$$w(P_{eMS}) = 1/P_{MS \max}, \quad m_1(P_{eMS}) = P_{MS \max}/2, \quad 0 < P_{eMS} < P_{MS \max}; \quad (7)$$

- при регулировке э.и.и.м. АС в условиях интерференционного РРВ между АС и БС

$$w(P_{eMS}) = \sqrt{P_{eMS}} / (2\sqrt{P_{MS \max}}), \quad m_1(P_{eMS}) = P_{MS \max}/3, \quad 0 < P_{eMS} < P_{MS \max}. \quad (8)$$

Связь интенсивности ЭМП АС с создаваемой ими ЭМН на территорию

В рамках приведенных выше моделей и соотношений, используя [4], можно получить следующие соотношения, связывающие статистические характеристики интенсивности отдельных слагаемых ЭМН на организм человека в точке наблюдения от ЭМИ АС с величиной (1) образуемой ими ЭМН на территорию:

1. Плотность $w(\Pi_{MS1})$ и функцию $P(\Pi_{MS1})$ распределения вероятности плотности потока мощности ЭМИ от ближайшей к точке наблюдения АС с э.и.и.м. P_{eMS} для ρ_{eMS} :

$$w(\Pi_{MS1}) = \frac{L_{TMS}}{4\Pi_{MS1}^2} \exp\left(-\frac{L_{TMS}}{4\Pi_{MS1}}\right), \quad \Pi_{MS1} > 0, \quad L_{TMS} = P_{eMS}\rho_{eMS}, \quad (9)$$

$$P(\Pi_{MS1}) = \Gamma\left(1, \frac{L_{TMS}}{4\Pi_{MS1}}\right) = \exp\left(-\frac{L_{TMS}}{4\Pi_{MS1}}\right), \quad \Gamma(\alpha, x) = \int_x^{\infty} e^{-t} t^{\alpha-1} dt, \quad (10)$$

где $\Gamma(*)$ – неполная гамма-функция второго вида.

2. Среднее значение интенсивности $\Pi_{\Sigma MS2}$ квазистационарного электромагнитного фона, образуемого всеми прочими АС в R_{BP} -окрестности точки наблюдения:

$$\Pi_{\Sigma MS2} = \frac{L_{TMS}Z}{4}, \quad Z = \sum_{H=2}^{\text{int}\{N_A\}} \frac{1}{H-1}, \quad N_A = \pi \rho_{eMS} R_{BP}^2, \quad (11)$$

где $\text{int}\{N_A\}$ означает целую часть N_A ; здесь и далее ЭМН на территорию от АС со случайной э.и.и.м. определяется с использованием средних значений (7), (8):

$$L_{TMS} = \rho_{eMS} m_1 (P_{eMS}). \quad (12)$$

Среднее значение интенсивности (11) квазистационарного электромагнитного фона, образуемого всеми АС в R_{BP} -окрестности точки наблюдения за исключением ближайшей АС, сравнительно слабо зависит от размеров этой окрестности, причем эта зависимость тем слабее, чем выше пространственная плотность АС и создаваемая ими ЭМН на территорию, и, в конечном счете, чем больше среднее число N_A АС в этой окрестности. На рис.1 приведен график зависимости множителя Z от величины N_A , из которого следует, что в условиях свободного РРВ увеличение R_{BP} в 2 раза (увеличение N_A в 4 раза) при $N_A=10$ приводит к росту $\Pi_{\Sigma MS2}$ примерно на 50%, при $N_A=100$ – к росту $\Pi_{\Sigma MS2}$ примерно на 25%, а при $N_A=1000$ – к росту $\Pi_{\Sigma MS2}$ всего на 20%.

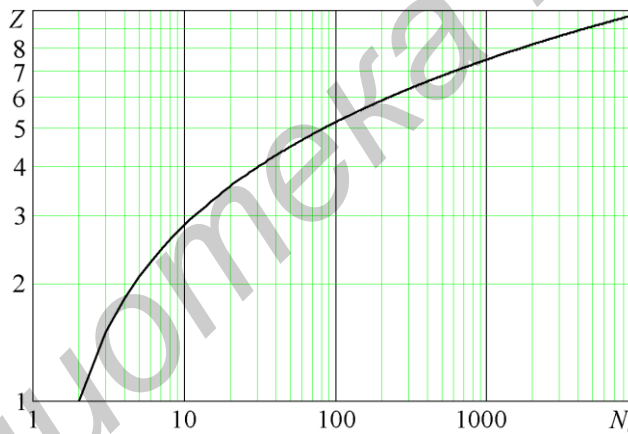


Рис.1. Характер зависимости интенсивности (11) электромагнитного фона, образуемого ЭМИ АС, от среднего числа АС в R_{BP} -окрестности точки наблюдения

3. Вероятность $p(\Pi_{MS1} \leq \Pi_{\max})$ того, что плотность потока мощности Π_{MS1} преобладающего ЭМП АС не превысит уровня Π_{\max} в рассматриваемой точке наблюдения, если в сети имеется плавная автоматическая регулировка э.и.и.м. АС в пределах $0 < P_{MS} < P_{MS \max}$:

$$p(\Pi_{MS1} \leq \Pi_{\max}) = \int_0^{P_{MS \max}} \exp\left(-\frac{\rho_{eMS} P_{eMS}}{4\Pi_{\max}}\right) w(P_{eMS}) dP_{eMS} = \frac{2}{\nu} \left(\frac{\rho P_{MS \max}}{4\Pi_{\max}}\right)^{-2/\nu} \gamma\left(\frac{2}{\nu}, \frac{\rho P_{MS \max}}{4\Pi_{\max}}\right),$$

$$\gamma(\alpha, x) = \int_0^x e^{-t} t^{\alpha-1} dt,$$

где $\gamma(*)$ – неполная гамма-функция первого вида; ν – параметр модели условий РРВ между АС и БС: $\nu=2$ (степень R в (4)) в случае, когда регулировка э.и.и.м. АС осуществляется в условиях свободного РРВ между АС и БС, $\nu=4$ (степень R в модели (5)) в случае, когда регулировка э.и.и.м. АС осуществляется в условиях интерференционного РРВ между АС и БС.

Для случая регулировки э.и.и.м. АС в условиях свободного РРВ с учетом (7):

$$p(\Pi_{MS} \leq \Pi_{\max}) = \frac{4\Pi_{\max}}{\rho_{eMS} P_{MS\max}} \left(1 - e^{-\frac{\rho_{eMS} P_{MS\max}}{4\Pi_{\max}}} \right) = \frac{2\Pi_{\max}}{L_{TMS}} \left(1 - e^{-\frac{L_{TMS}}{2\Pi_{\max}}} \right). \quad (13)$$

Для случая регулировки э.и.и.м. АС в условиях интерференционного РРВ с учетом (8):

$$p(\Pi_{MS} \leq \Pi_{\max}) = \sqrt{\frac{4\Pi_{\max}}{\rho_{eMS} P_{MS\max}}} \int_0^{\sqrt{\frac{\rho_{eMS} P_{MS\max}}{4\Pi_{\max}}}} e^{-t^2} dt = \sqrt{\frac{4\Pi_{\max}}{3L_{TMS}}} \int_0^{\sqrt{\frac{3L_{TMS}}{4\Pi_{\max}}}} e^{-t^2} dt. \quad (14)$$

4. При наличии в рассматриваемой точке пространства электромагнитного фона от других радиослужб с интенсивностью Π_{BG} статистические характеристики суммарной интенсивности ЭМП $\Pi_m = \Pi_{BG} + \Pi_{\max}$ определяются подстановкой в (13), (14) значения $\Pi_{\max} = \Pi_m - \Pi_{BG}$.

Для случая регулировки э.и.и.м. АС в условиях свободного РРВ с учетом (7):

$$p(\Pi_{MS} \leq (\Pi_m - \Pi_{BG})) = \frac{2(\Pi_m - \Pi_{BG})}{L_{TMS}} \left(1 - e^{-\frac{L_{TMS}}{2(\Pi_m - \Pi_{BG})}} \right). \quad (15)$$

Для случая регулировки э.и.и.м. АС в условиях интерференционного РРВ с учетом (8):

$$p(\Pi_{MS} \leq (\Pi_m - \Pi_{BG})) = \sqrt{\frac{4(\Pi_m - \Pi_{BG})}{3L_{TMS}}} \int_0^{\sqrt{\frac{3L_{TMS}}{4(\Pi_m - \Pi_{BG})}}} e^{-t^2} dt. \quad (16)$$

Влияние ЭМИ АС из зоны интерференционного РРВ

Для оценки вклада ЭМИ АС, размещенных за пределами зоны свободного РРВ по отношению к точке наблюдения, используем модель РРВ (5). Рассмотрим кольцевую зону внутреннего радиуса R_{BP} и внешнего радиуса mR_{BP} вокруг точки наблюдения, в которой АС размещены случайно равномерно с той же средней плотностью ρ_{eMS} , что и в окрестности точки наблюдения. Поскольку для АС из этой зоны плотность потока мощности Π в точке наблюдения в соответствии с (5) убывает обратно пропорционально четвертой степени расстояния, плотность распределения вероятности $w(\Pi)$ интенсивности ЭМП этих АС в точке наблюдения имеет вид гиперболического распределения степени $-3/2$ [4]:

$$w(\Pi) = \frac{\sqrt{\Pi_{\max} \Pi_{\min}}}{2\Pi^{3/2} (\sqrt{\Pi_{\max}} - \sqrt{\Pi_{\min}})} \approx \frac{\sqrt{\Pi_{\min}}}{2\Pi^{3/2}}, \quad \Pi_{\min} \leq \Pi \leq \Pi_{\max};$$

$$m_1(\Pi) = \sqrt{\Pi_{\max} \Pi_{\min}} = \frac{P_{eMS}}{4m^2 \pi R_{BP}^2}; \quad \Pi_{\min} = \frac{P_{eMS}}{4\pi R_{BP}^2}, \quad \Pi_{\max} = \frac{P_{eMS}}{4m^4 \pi R_{BP}^2}. \quad (17)$$

Вклад $\Pi_{\Sigma 3}$ ЭМИ АС этой кольцевой зоны в электромагнитный фон в точке наблюдения определим очевидным образом как произведение средней интенсивности ЭМИ АС (17) на среднее число N_{A3} ЭМИ АС в этой зоне:

$$\Pi_{\Sigma 3} = \lim_{m \rightarrow \infty} (N_{A3} m_1(\Pi)) = \lim_{m \rightarrow \infty} \left(\frac{P_{eMS} \rho_{eMS} (m^2 - 1)}{4m^2} \right) = \frac{P_{eMS} \rho_{eMS}}{4} = \frac{L_{TMS}}{4}. \quad (18)$$

Таким образом, и интенсивность электромагнитного фона от АС интерференционной зоны прямо выражается через создаваемую ими ЭМН на территорию; выражение для

совокупной интенсивности электромагнитного фона Π_{BGMS} от всех АС, за исключением ближайшей к точке наблюдения, может быть получена дополнением (11) с учетом (18):

$$\Pi_{BGMS} = \Pi_{\Sigma MS2} + \Pi_{\Sigma MS3} = \frac{L_{TMS}(Z+1)}{4}, \quad Z = \sum_{H=2}^{\text{int}\{N_A\}} \frac{1}{H-1}, \quad N_A = \pi \rho_{eMS} R_{BP}^2. \quad (19)$$

Практический интерес представляет эквивалентный радиус области свободного РРВ вокруг точки наблюдения, дающий такой же фон, как (19). Для его определения рассмотрим некое кольцо внутреннего радиуса $R_1=R_{BP}$ и внешнего радиуса $R_2=qR_{BP}$, $q>1$, территориальную плотность ρ_{eMS} случайного распределения АС по территории кольца примем постоянной и равной территориальной плотности АС в R_{BP} -окрестности точки наблюдения, и будем полагать адекватной модель (4) свободного РРВ для расстояний $R \leq R_2$. В данной ситуации распределение вероятности плотности потока мощности от АС, расположенных внутри кольца, в точке наблюдения имеет вид гиперболического распределения степени -2 [1, 4]:

$$w(\Pi) = \frac{\Pi_{\min} \Pi_{\max}}{(\Pi_{\max} - \Pi_{\min}) \Pi^2} \approx \frac{\Pi_{\min}}{\Pi^2}, \quad \Pi_{\min} \leq \Pi \leq \Pi_{\max}, \quad \Pi_{\max} \gg \Pi_{\min};$$

$$\Pi_{\max} = P_{eMS} / (4\pi R_{BP}^2), \quad \Pi_{\min} = P_{eMS} / (4\pi q^2 R_{BP}^2);$$

математическое ожидание величины Π определяется следующим соотношением:

$$m_1(\Pi) \approx \Pi_{\min} \ln(\Pi_{\max} / \Pi_{\min}) = P_{eMS} \ln(q^2) / (4\pi q^2 R_{BP}^2), \quad \Pi_{\max} \gg \Pi_{\min}.$$

Используя (18), получим следующее уравнение:

$$\Pi_{\Sigma MS3} = \frac{L_{TMS}}{4} = N_q m_1(\Pi) \rightarrow \frac{\pi R_{BP}^2 (q^2 - 1) P_{eMS}}{4\pi q^2 R_{BP}^2} \ln(q^2) = \frac{P_{eMS} P_{eMS}}{4} \rightarrow \frac{(q^2 - 1)}{q^2} \ln(q^2) = 1.$$

Это уравнение имеет численное решение $q = 1,964 \approx 2$. Таким образом, эквивалентный радиус области свободного РРВ вокруг точки наблюдения, позволяющий учесть вклад ЭМИ АС из зоны интерференционного РРВ, равен $R_2 \approx 2R_{BP}$.

Предельно допустимые уровни ЭМН на территорию от ЭМИ АС

При оценке предельно допустимой ЭМН на территорию от ЭМИ АС сотовой связи следует принимать во внимание следующее:

– принятые в стране критерии вынужденного экологического риска, обусловленного присутствием в среде обитания ЭМП от оборудования сотовой связи и радиосистем других радиослужб, в частности, принятое значение предельно допустимого уровня (ПДУ) ЭМП Π_{MPL} в диапазонах частот, используемых системами сотовой связи. В соответствии с [5] на территории Республики Беларусь действует норматив $\Pi_{MPL} = 10 \text{ мкВт/см}^2 = 0,1 \text{ Вт/м}^2$;

– ПДУ определены для суммарной интенсивности всех ЭМП, присутствующих в точке наблюдения, включая электромагнитный фон интенсивностью Π_{BGCN} от ЭМИ АС и БС сотовой связи, определяемый как сумма электромагнитного фона $\Pi_{\Sigma MS2}$ от всех АС в окрестности точки наблюдения, кроме ближайшей АС, и электромагнитного фона $\Pi_{\Sigma BS}$ от БС сотовой связи, определяемого ЭМН на территорию L_{TBS} от ЭМИ БС, имеющих э.и.и.м. P_{eBS} и территориальную плотность ρ_{BS} [1]:

$$\ddot{\Pi}_{BGCN} = \ddot{\Pi}_{\Sigma MS2} + \ddot{\Pi}_{\Sigma BS} = \frac{L_{TMS}}{4} \left(1 + \sum_{H=2}^{\text{int}\{N_A\}} \frac{1}{H-1} \right) + \frac{L_{TBS}}{2} \ln \left(\frac{4H_{OP}}{\lambda} \right), \quad L_{TBS} = \rho_{BS} P_{eBS}; \quad (20)$$

– максимальная интенсивность Π_{\max} ЭМП ближайшего АС в рассматриваемой точке наблюдения, при которой суммарная интенсивность ЭМП от всех источников ЭМИ не превысит ПДУ, с учетом фона с интенсивностью Π_{BG} от РЭС других радиослужб будет равна

$$\Pi_{\max} = \Pi_{MPL} - \Pi_{BGCN} - \Pi_{BG}. \quad (21)$$

Таким образом, вероятность $p(\Pi_{MS1} \leq \Pi_{\max})$ того, что плотность потока мощности Π_{MS1} преобладающего ЭМП АС не превысит уровня (21) в рассматриваемой точке наблюдения, если в сети имеется плавная автоматическая регулировка э.и.и.м. АС в пределах $0 < P_{MS} < P_{MS \max}$, может быть определена подстановкой (21) в (13),(14), либо заменой разности $\Pi_m - \Pi_{BG}$ на правую часть (21) в (15),(16). Зависимости предельно допустимых значений ЭМН на территорию, образуемой ЭМИ АС сотовой связи, от величины (21) для различных уровней обратной вероятности $p(\Pi_{MS1} \geq \Pi_{\max}) = 1 - p(\Pi_{MS1} \leq \Pi_{\max})$, приведены на рис. 2.

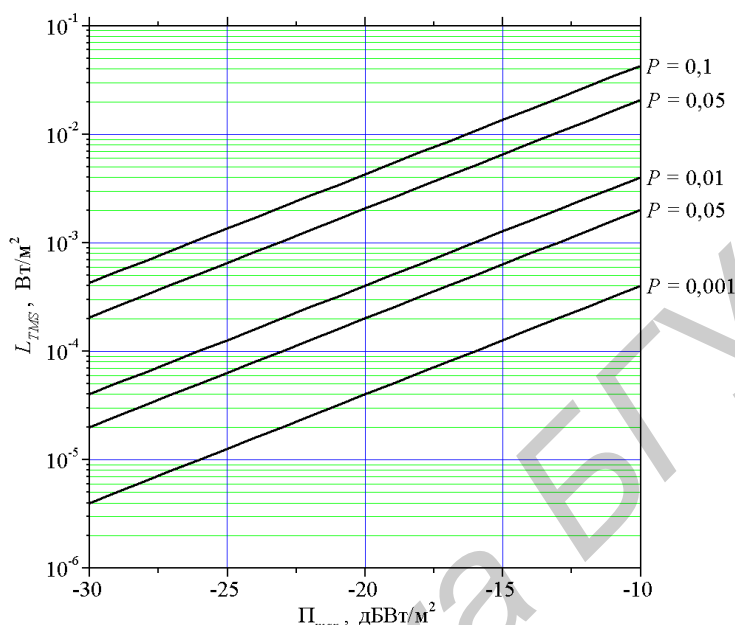


Рис.2. Зависимости предельно допустимых значений ЭМН на территорию, образуемой ЭМИ АС, от величины Π_{\max} для различных уровней вероятности $p(\Pi_{MS1} \geq \Pi_{\max})$

Допустимый уровень ЭМН на территорию $L_{\max MS}$ от ЭМИ АС сотовой связи, при котором вероятность $p(\Pi_{MS1} \geq \Pi_{\max})$ превышения в рассматриваемой точке наблюдения интенсивностью Π_{MS1} ЭМП ближайшего АС заданного уровня Π_{\max} , равна P , с приемлемой для практики точностью может быть определен из следующих упрощенных соотношений.

Для случая регулировки э.и.и.м. АС в условиях свободного РРВ с учетом (7)

$$L_{\max MS} \approx 4P\Pi_{\max} (1 + 2P/3). \quad (22)$$

Для случая регулировки э.и.и.м. АС в условиях интерференционного РРВ с учетом (8):

$$L_{\max MS} \approx 4P\Pi_{\max} (1 + P). \quad (23)$$

Соотношения (22), (23) по сравнению с (13)–(16) обеспечивают погрешность оценок величины $L_{\max MS}$ менее 1% для $P \leq 0,1$. При более обоснованных требованиях к уровню защиты ($P \leq 0,01$), принятых в [6], приемлемый уровень погрешности оценок может быть получен при использовании следующего упрощенного соотношения:

$$L_{\max MS} \approx 4P\Pi_{\max}; \quad (24)$$

в приведенных соотношениях величины $L_{\max MS}$ и Π_{\max} выражены в $\text{Вт}/\text{м}^2$.

Заключение

Ввиду большой практической значимости полученных результатов с точки зрения анализа и обеспечения электромагнитной безопасности населения и электромагнитной экологии территории, покрываемой системами сотовой связи, беспроводного широкополосного доступа и другими радиосистемами информационного обслуживания общества, следует принимать во внимание границы адекватности строгих аналитических выражений (13)–(16) и их аппроксимаций (22)–(24). Эти границы определяются адекватностью использованных

общепринятых моделей, в частности, адекватностью:

– используемых моделей условий РРВ (модели (4) свободного РРВ в R_{BP} -окрестности точки наблюдения и модели (5) интерференционного РРВ за пределами этой окрестности);

– модели равномерного случайного распределения АС по плоской поверхности в окрестности точки наблюдения с пуассоновским вероятностным режимом (2), а также в определенной мере – адекватностью моделей (7), (8) распределения вероятностей случайной э.и.и.м. ЭМИ АС, полученных в [4] для регулярной пространственной топологии сотовой сети с сайтами одинаковых размеров, со случайным равномерным распределением АС по территории зоны обслуживания и с уровнем внутрисетевых помех, при котором АС на границе сайта использует максимальную э.и.и.м. ЭМИ $P_{MS\max}$).

Анализ полученных соотношений позволяет сделать следующие практические выводы.

1. ЭМН на территорию от ЭМИ АС является очень важной и очень удобной в использовании характеристикой электромагнитной безопасности сотовой связи. Определение (12) этой характеристики обеспечивает универсальность системных оценок суммарных уровней ЭМП при анализе электромагнитной экологии и электромагнитной безопасности сотовой связи, их независимость от поколения сотовой связи (2G, 3G, 4G,...) и технологии реализации многостанционного доступа (FDMA, CDMA, TDMA, ...), возможность выполнения этих оценок в условиях использования нескольких радиотелекоммуникационных поколений и стандартов.

2. Полученные соотношения (13)–(16) и (22)–(24), характеризующие вероятности превышения ПДУ ЭМП плотностью потока мощности Π_{MS1} преобладающего ЭМП АС, либо суммой значений Π_{MS1} и интенсивности электромагнитного фона, присутствующего в точке наблюдения, если в сети имеется плавная автоматическая регулировка э.и.и.м. АС в пределах $0 < P_{MS} < P_{MS\max}$, слабо зависят от условий РРВ между АС и БС, в которых осуществляется автоматическая регулировка э.и.и.м. АС. Это позволяет ограничиться использованием модели (4) при выполнении оценок допустимого уровня ЭМН на территорию $L_{\max MS}$ от ЭМИ АС сотовой связи, при котором обеспечивается требуемый уровень защиты $P = p(\Pi_{MS1} \geq \Pi_{\max}) \leq 0,1$.

3. Полученные результаты свидетельствуют о важности учета ЭМИ АС сотовой связи при оценке электромагнитной безопасности населения, особенно в условиях присутствия электромагнитного фона, образуемого радиосистемами различных радиослужб и технологическими высокочастотными устройствами различного назначения. Даже уровни ЭМН на территорию от АС порядка единиц мВт/м² в условиях пространственного перемещения АС в соответствии с принятыми критериями электромагнитной безопасности населения (ПДУ ЭМП 0,1 Вт/м², $P=0,01$) в условиях присутствия электромагнитного фона с интенсивностью до 10–50% ПДУ могут быть признаны опасными.

4. Получено обобщение (19) приведенного в [4] соотношения (11) для среднего значения интенсивности квазистационарного электромагнитного фона, образуемого АС из окрестности точки наблюдения, за исключением ближайшего АС, позволившее учесть вклад в электромагнитный фон совокупности ЭМИ АС из области интерференционного РРВ на дальностях $R > R_{BP}$. Показано, что эквивалентный радиус области свободного РРВ вокруг точки наблюдения, позволяющий учесть вклад ЭМИ АС из зоны интерференционного РРВ, равен удвоенному радиусу зоны «breakpoint» $R_2 \approx 2R_{BP}$.

5. Полученные результаты иллюстрируют ответственность Лицензиара (Администрации связи) и Лицензиатов (операторов) сотовой связи за ее электромагнитную безопасность, поскольку ЭМН на территорию от ЭМИ АС сотовой связи в значительной мере определяется средним уровнем э.и.и.м. АС в сети (который, в свою очередь, определяется развитостью инфраструктуры сети (размерами сайтов) и уровнем внутрисетевых помех, связанным с качеством частотного планирования и настройки сетей), а также параметрами и объемом выделяемого операторам радиочастотного ресурса (выделенным сети числом радиоканалов, предельно допустимой э.и.и.м. в каналах БС на территориях с различной плотностью населения и т.д.).

6. Полученные результаты, в частности, соотношения (22)–(24) могут быть использованы при проведении уточненных оценок вынужденных рисков для здоровья

населения от воздействия электромагнитных полей, создаваемых оборудованием современных систем радиотелекоммуникаций, с использованием методики [6].

В целом, по мнению автора, представленные результаты, в частности, графики на рис. 2, свидетельствуют о целесообразности оценок, картографирования и, возможно, введения ограничений ЭМН на территорию от ЭМИ АС сотовой связи, особенно на территориях с высокой плотностью населения; целесообразности размещения мест массового скопления людей за пределами зон с повышенным уровнем электромагнитного фона.

ELECTROMAGNETIC FILLING ON THE TERRITORY, CREATED BY USER'S STATIONS OF CELLULAR COMMUNICATIONS

V.I. MORDACHEV

Abstract

The equations defining the relationship of terrestrial electromagnetic filling created by mobile user's stations of cellular communications, with the total intensity of an electromagnetic background created by these stations at a terrestrial surface, and also with probability of excess of the maximum permissible level by cumulative intensity of electromagnetic fields generated by user's and base stations of cellular communications are given. The equations for an estimation of maximum permissible level of terrestrial electromagnetic filling created by user's stations at which the probability of excess of the given maximum permissible level of field intensity in a considered observation point by cumulative intensity of electromagnetic fields generated by user's and base stations of cellular communications in presence of an external electromagnetic background, is admissible, are resulted.

Список литературы

1. *Мордачев В.И.* // Докл. БГУИР. 2012. №6(68). С. 116–123.
2. *Siwiak K.* Radiowave Propagation and Antennas for Personal Communications. Boston. 1998.
3. *Черный Ф.Б.* Распространение радиоволн. М., 1972.
4. *Мордачев В.И.* Системная экология сотовой радиосвязи. Минск, 2009.
5. СанПиН РБ 2.2.4/2.1.8.9-36-2002. Электромагнитные излучения радиочастотного диапазона (ЭМИ РЧ).
6. Оценка риска для здоровья населения от воздействия электромагнитных полей, создаваемых базовыми станциями сотовой подвижной электросвязи и широкополосного беспроводного доступа. Инструкция по применению. Утв. Мин. здравоохранения РБ 28.06.2010, рег. № 093-0610.

УДК 621.3.087.5; УДК 621.384.3

ОПТИМИЗАЦИЯ ФОТОПРИЕМНОГО УСТРОЙСТВА ЛАЗЕРНОЙ ТЕЛЕМЕТРИЧЕСКОЙ СИСТЕМЫ

К.В. МЕЛЬНИКОВ

ООО «Лазеры и Информационные Технологии»
Скорины, 14, Минск, 220114, Беларусь

Поступила в редакцию 16 мая 2012

Рассмотрены различные схематические решения построения каскадов преобразователей оптического сигнала в электрический. Проанализированы различные варианты построения схемы модуля фотоприемного устройства лазерной телеметрической системы. Представлено разработанное на основе предложенных алгоритмов оптимизации устройство приема оптических сигналов наносекундной длительности и его выходные параметры.

Ключевые слова: фотоприемное устройство, лавинный фотодиод, трансимпедансный усилитель.

Введение

Системы лазерной телеметрии предназначены для обнаружения и определения местоположения различных объектов с помощью когерентного электромагнитного излучения оптического диапазона волн. В данной статье рассматриваются только импульсные телеметрические системы, базирующиеся на принципе постоянства скорости распространения лазерного излучения в однородной среде.

В данном случае, не затрагивая построения оптической части (приемного объектива) устройства обработки, рассмотрены основные параметры фотоприемного устройства, возможность их оптимизации и применение полученных результатов в целях практической реализации.

Фотоприемное устройство (ФПУ) является одним из основных модулей приемника оптических сигналов, в высокой степени определяющим параметры всей системы. Параметры чувствительности и уровень собственных шумов приемника оптических сигналов лазерной телеметрической системы практически определяются параметрами двух первых каскадов ФПУ – входного преобразователя оптического сигнала в электрический, и последующего каскада усиления, обычно выполняемого по схеме усилителя с временной автоматической регулировкой усиления (ВАРУ). Кроме того, на чувствительность приемного устройства влияет также метод принятия решения.

ФПУ (рис.1.) включает в себя: 1 – фотодетектор с предусилителем, 2 – усилитель ВАРУ, 3 – устройство принятия решения, 4 – формирователь выходного импульса; 5 – схема стабилизации питания фотодетектора, 6 – схему стабилизации температуры фотодетектора, 7 – усилитель шума ФПУ, 8 – детектор шума.

Входной каскад ФПУ предназначен для преобразования принятой энергии оптического диапазона в электрический сигнал. Усилитель со схемой ВАРУ предназначен для регулировки усиления оптического приемника в ближней зоне приема сигнала. Устройство принятия решения определяет с заданной вероятностью наличие цели на дистанции. Формирователь импульсов должен обеспечить минимальную погрешность в привязке фронта выходного импульса к сигналу, отраженному от цели, и сформировать импульс в требуемом для схемы измерителя временного интервала стандарте (напр. LVDS, LVTTTL и т.п.).

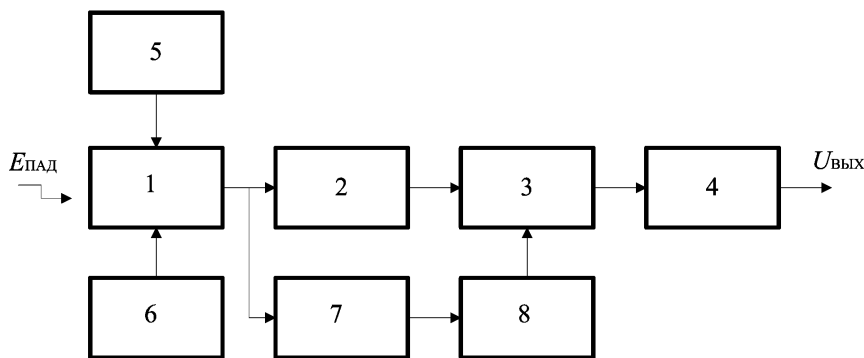


Рис.1. Структурная схема фотоприемного устройства

Основным элементом, определяющим чувствительность и шумовые параметры схемы, является входной преобразователь оптического сигнала в электрический. Определенный вклад в шумовые параметры также вносит следующий каскад – схема ВАРУ. Последующими каскадами усиления при рассмотрении этих параметров можно пренебречь.

В качестве детекторов светового излучения, преобразующих оптическую энергию, отраженную от цели, в электрический сигнал, в импульсных системах лазерной телеметрии можно использовать следующие устройства: лавинный фотодиод (ЛФД), *p-i-n* фотодиод и ФЭУ [1]. Для использования в скоростных фотоприемниках наиболее предпочтительными представляются первые два варианта – ЛФД и *p-i-n* фотодиоды. Варианты с применением ФЭУ далее не рассматриваются.

Теоретический анализ усилительных и шумовых параметров фотоприемного устройства

В вопросе повышения чувствительности ФПУ мы сталкиваемся с очевидным противоречием между шириной полосы пропускания усилителя и уровнем его чувствительности.

Для его разрешения в системах определения дальности до цели используются схемы ФПУ, обладающие эффектом виртуального уменьшения емкости источника сигнала и/или нагрузочного сопротивления.

Это следующие схемы [2]: трансимпедансный усилитель (виртуальное уменьшение сопротивления нагрузки); усилитель с компенсацией входной емкости (виртуальное уменьшение емкости). Усилитель с высоким входным импедансом имеет ограничения полосы частот и низкую способность к перегрузке по уровню входного сигнала, поэтому не является оптимальным решением для рассматриваемого случая.

Последние достижения в разработке высокоскоростных операционных усилителей (ОУ) позволяют использовать обе предложенные выше схемы. Но, поскольку современные ЛФД и *p-i-n* фотодиоды имеют достаточно малую величину собственной емкости (порядка единиц пикофарад), использование схемы трансимпедансного усилителя (ТИУ), позволяющее регулировать нагрузочное сопротивление, выглядит наиболее предпочтительным.

При использовании лавинного фотодиода выходной ток фотодетектора определяется выражением [3]:

$$I_{\text{ФД}} = R_{\lambda}(1) \cdot M \cdot E_{\text{ПАД}}, \quad (1)$$

где M – коэффициент лавинного умножения; $R_{\lambda}(1)$ – внутренняя чувствительность отклика ЛФД при усилении $M = 1$ и длине волны λ ; $E_{\text{ПАД}}$ – падающая оптическая мощность.

В рассматриваемом случае нагрузочным резистором цепи фототока является сопротивление цепи обратной связи трансимпедансного усилителя. Пороговая чувствительность ФПУ зависит от внутренних шумов компонентов электронной схемы. Полный шумовой ток схемы преобразователя оптической мощности в электрический сигнал может быть описан формулой

$$I_{\text{ш}\Sigma} = (i_{\text{шФД}}^2 + i_{\text{шУУ}}^2)^{1/2},$$

где $i_{\text{шФД}}$ – шумовой ток фотодиода; $i_{\text{шУУ}}$ – шумовой ток усилительного устройства (УУ).

Соотношение, определяющее величину шумового тока засвеченного ЛФД, будет выглядеть следующим образом [4]:

$$i_{шЛФД} = \left[2q(I_{DS} + I_{DB}M^2F + R_\lambda(1)M^2F E_{ПЛАД}) \Delta f \right]^{1/2},$$

где $F = M^\chi$ – коэффициент избыточного шума ЛФД; $\chi \approx 0,5$ для InGaAs ЛФД; Δf – ширина полосы частот системы; I_{DS} – ток утечки по поверхности; I_{DB} – ток утечки материала подложки; q – заряд электрона.

При использовании ТИУ в качестве усилительного устройства шумовой ток УУ может быть представлен, как [5]:

$$I_{шТИУ} = (i_{шОУ}^2 + i_{шR_{OC}}^2)^{1/2},$$

где $i_{шОУ}$ – входной шумовой ток применяемого операционного усилителя (ОУ); $i_{шR_{OC}}$ – шум резистора цепи обратной связи R_{OC} , который можно определить по формуле [3]

$$i_{шR_{OC}} = (4kT\Delta f / R_{OC})^{1/2},$$

где k – постоянная Больцмана; T – абсолютная температура; R_{OC} – величина резистора цепи обратной связи.

Для сигнала в виде косинусоидального импульса полоса пропускания видеоусилителя, равная эффективной ширине спектра сигнала, описывается соотношением [6]

$$\Delta f = 1 / 2\tau_{ИМП},$$

где $\tau_{ИМП}$ – длительность импульса по уровню 0,5, тогда полный шумовой ток всей схемы описывается выражением:

$$I_{ш\Sigma} = \left(\left(2q(I_{DS} + (I_{DB}M^2 + R_\lambda(1)M^2E_{ПЛАД})F) + i_{шОУ}^2 \right) / 2\tau_{ИМП} + 4kT / 2\tau_{ИМП}R_{OC} \right)^{1/2}. \quad (2)$$

Таким образом, полный шумовой ток схемы складывается из трех составляющих: шумовых токов ЛФД, резистора обратной связи и входного шумового тока ОУ. Отношение сигнал/шум для рассматриваемой схемы можно определить, как соотношение выражения (1) к выражению (2) следующим образом:

$$SNR = R_\lambda(1)ME_{ПЛАД} / [2q(I_{DS} + (I_{DB}M^2 + R_\lambda(1)M^2E_{ПЛАД})F) + i_{шОУ}^2] / 2\tau_{ИМП} + 2kT / \tau_{ИМП}R_{OC}]^{1/2}.$$

На основе полученной формулы проведена оптимизация схемы фотоприемника с предусилителем по выбору режима работы лавинного фотодиода – коэффициенту лавинного умножения. Результаты расчета представлены на рис. 2. Значения параметров, использованные при оптимизации: $E_{ПЛАД} = 25$ нВт, $R_\lambda(1) = 9,3$ А/В, $M = 10$, $I_{DS} = 18$ нА, $I_{DB} = 0,85$ пА/(Гц)^{1/2}, $i_{шОУ} = 1,6$ пА/(Гц)^{1/2}, $\lambda = 1570$ нм, $\tau_{ИМП} = 25$ нс, $R_{OC} = 11$ кОм и 220кОм для полосы пропускания системы 25 МГц и 1 МГц соответственно.

Ошибка определения дистанции до объекта в системе, использующей косинусоидальный сигнал вида $i(t) = [1 + \cos(\pi t / \tau)] I_0 / 2$ с порогом обнаружения, находящимся на уровне $0,5I_0$, где $I_0 = R_\lambda(1)M^2E_{ПЛАД}$, можно определить по формуле [7]:

$$\Delta L = \frac{(2 \cdot k_L \cdot \tau_{ИМП} / \pi) \left[q \cdot (I_{DS} + (I_{DB} \cdot M^2 + R_\lambda(1) \cdot M^2 \cdot E_{ПЛАД}) F) + i_{шОУ}^2 \right] / \tau_{ИМП} + 2kT / \tau_{ИМП} R_{OC}}{R_\lambda(1) \cdot M \cdot E_{ПЛАД}}^{1/2}$$

где постоянная $k_L = 150$ м/мкс.

Зависимость ошибки определения дистанции до цели от уровня отношения сигнал/шум на входе устройства принятия решения, показана на рис. 3.

Как следует из анализа семейства кривых (см. рис.3), точность определения положения цели ± 1 м для диапазона длительности импульса 20...30 нс достижима при невысоких отношениях сигнала к уровню шума.

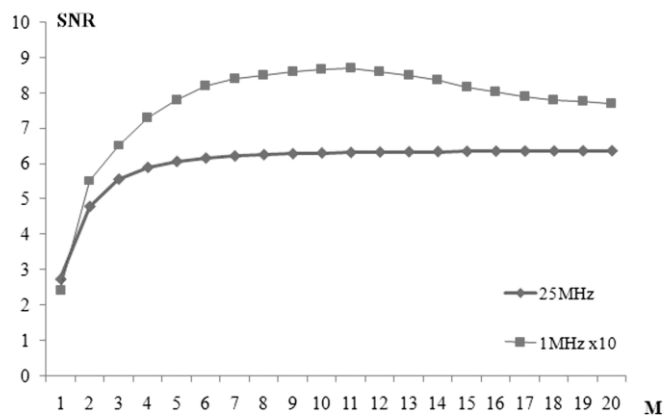


Рис.2. Зависимость отношения сигнал/шум на выходе ФПУ от величины коэффициента лавинного умножения M

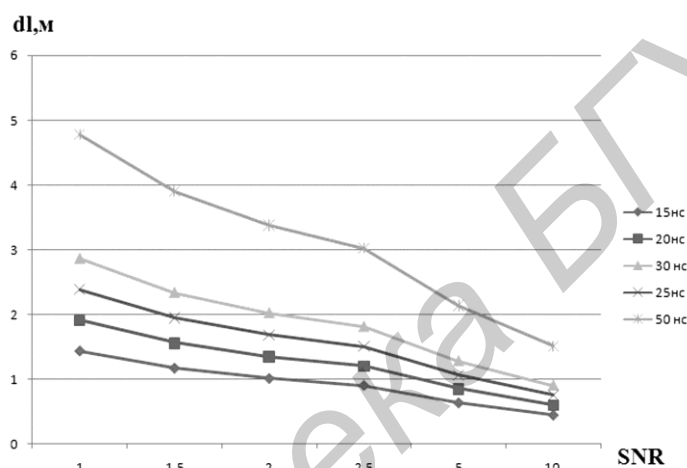


Рис.3. Зависимость ошибки определения дистанции до цели от величины отношения сигнал/шум на входе порогового устройства

Обсуждение результатов оптимизации фотоприемного устройства

Процесс оптимизации схемы ФПУ был произведен по коэффициенту лавинного умножения ЛФД и длительности импульса на выходе ФПУ. Как видно из рис. 2, для системы с широкой полосой пропускания, использующей InGaAs ЛФД в качестве фотодетектора, кривая отношения сигнал/шум вырождается в монотонную функцию, в отличие от менее широкополосных систем, в которых имеется явный оптимум при величинах коэффициента лавинного умножения порядка 10.

Оптимизация схемы ТИУ по критерию максимизации отношения сигнал/шум проведена по критерию длительности импульса на выходе, позволяющему получить требуемое разрешение между целями и минимизировать ошибку определения дистанции. Определяющими факторами являются значение резистора R_{OC} схемы ТИУ и граничная частота ОУ.

Для определения чувствительности разработанного устройства был выбран метод сравнения разработанного устройства с тестовым модулем, имеющим известные параметры в требуемом диапазоне длин волн, в том числе аналогичный использованному тип ЛФД. В качестве источника оптического сигнала был использован имитатор, созданный на основе лазерного диода SFH495P с длиной волны выходного сигнала 890 нм, возбуждаемого генератором наносекундного импульса тока.

На рис. 4. представлены импульсы тока, протекающего через лазерный диод (кривая 2) и выходной оптический сигнал имитатора (кривая 1).

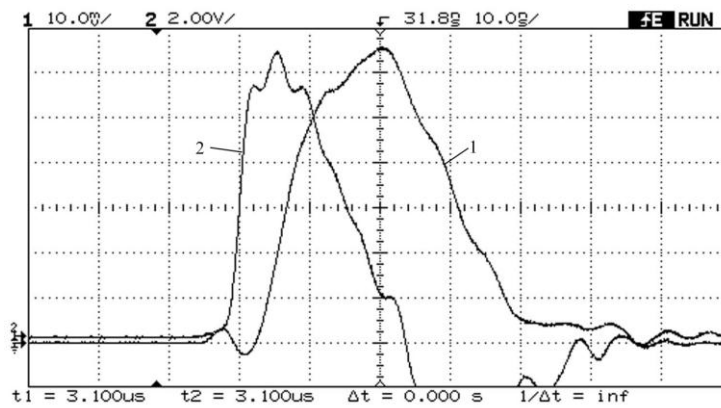


Рис.4. Ток через лазерный диод и выходной оптический импульс имитатора оптического сигнала

Для получения представленных в статье осциллограмм был использован осциллограф фирмы Agilent HP64325A. Для получения картины оптического импульса был использован фотодетектор DET210A фирмы Thorlabs, подключенный ко входу осциллографа 50 Ом.

Временные характеристики разработанного ФПУ представлены на рис. 5

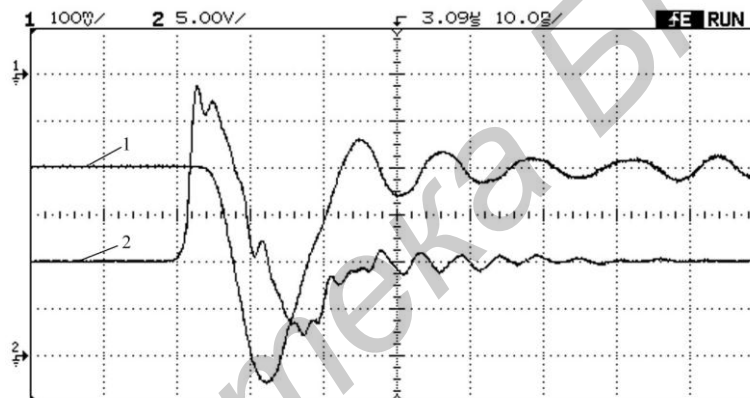


Рис.5. Выходной импульс ФПУ и ток через лазерный диод имитатора оптического сигнала

На рис. 5. кривая 1 – отклик на оптический импульс на выходе каскада трансимпедансного усилителя. На кривой 2 представлен токовый импульс, протекающий через лазерный диод схемы имитатора оптического импульса. Сравнение производится не с оптическим импульсом лазерного диода, а с токовым, что позволяет существенно упростить оптическую схему измерений.

Параметры разработанного фотоприемного устройства представлены в таблице.

Параметры разработанного ФПУ

Параметр	Значение параметра
Чувствительность, нВт, не хуже	15
Тип фотодетектора	InGaAs ЛФД
Рабочий диапазон длин волн, мкм	0,85...1,6
Напряжения питания устройства	+12 В, -12В, +90В
Диапазон регулировки ВАРУ, дБ	±38
Время выхода на режим максимальной чувствительности, мкс, не более	8
Вероятность регистрации входных сигналов при мощности засветки импульсного излучения $2,5 \times 10^{-8}$ Вт в режиме максимальной чувствительности, не менее	0,95
Вероятность ложной регистрации сигнала за время 150 мкс, не более	1×10^{-4}
Габаритные размеры устройства, мм	25×40×70

Заключение

Представлена сделанная на основании теоретического анализа процедура оптимизации параметров ФПУ системы лазерной импульсной телеметрии. Показано, что для системы с широкой полосой пропускания шумовые параметры ЛФД являются определяющими, при этом темновой неумножаемый ток фотодиода практически не влияет на уровень шумов. Представлена оценка зависимости величины ошибки измерения от соотношения сигнал/шум на выходе ФПУ. Приведены технические характеристики разработанного с применением вышеуказанной методики прототипа фотоприемного устройства на основе арсенидогаллиевого лавинного фотодиода. Проанализированы возможные варианты дальнейшего улучшения параметров представленного модуля ФПУ лазерной телеметрической системы.

OPTIMIZATION OF A LASER TELEMETRIC SYSTEM PHOTORECEIVING MODULE

K.V. MELNIKOV

Abstract

Different types of schematic solution to design optical-to-electronic signal transforming stages are considered. Possible alternatives for laser telemetric system photoreceiver module building are analyzed. Designed device based on presented algorithm nanosecond pulses photoreceiving is presented. Parameters of the photoreceiver module are given.

Список литературы

1. Ставров А.А., Поздняков М.Г. // Докл. БГУИР. 2003. №1(2). С. 59–65.
2. Biryuchinskiy S., Melnikov K. // Ultra Modern Telecommunications and Control Systems and Workshops. 3rd International Congress. 2011. P. 801–804.
3. Johnson M. // Photodetection and Measurement: Maximizing Performance in Optical Systems. McGraw Hill Professional. New York, 2003. P. 45–82.
4. Фриман Р. // Волоконно-оптические системы связи. М., 2003.
5. Rieke G.H. // Detection of Light from the Ultraviolet to the Submillimeter. Cambridge University Press. New York, 2003.
6. Kingston R.H. // Optical sources, Detectors and Systems. Academic Press. San Diego, 1995. P.74–91.
7. Rosencher E., Vinter B. // Optoelectronics. Cambridge University Press. Cambridge, 2004.

УДК 621.373

АНАЛОГО-ЦИФРОВАЯ СИСТЕМА ФАЗОВОЙ СИНХРОНИЗАЦИИ

С.А. ГАНКЕВИЧ

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

Поступила в редакцию 19 апреля 2012

Рассматривается цифровая система фазовой синхронизации с синтезатором частоты (генератором опорного сигнала), реализуемым на основе аналоговой схемы фазовой автоподстройки. При формировании опорного сигнала в синтезаторе частоты используется метод нониуса, что позволяет уменьшить дискрет подстройки фазы без увеличения частот задающего генератора и управляемого напряжением генератора и существенно расширить частотный диапазон функционирования системы. Приведены результаты анализа квазинепрерывной модели по основным показателям качества и результаты математического моделирования. Определены требования к параметрам контуров слежения с целью обеспечения заданных показателей качества.

Ключевые слова: фазовая синхронизация, метод нониуса, квазинепрерывная модель, эквивалентная шумовая полоса, установившаяся ошибка.

Введение

В основу построения цифровых систем фазовой синхронизации (ЦСФС) положен принцип дискретной коррекции фазы (частоты) опорного сигнала (ОС). При этом для обеспечения высокой точности синхронизации, зависящей от величины дискрета подстройки, частота задающего генератора в системе должна быть существенно выше частоты формируемого ОС, что ведет к ограничению частотного диапазона функционирования системы. Аналоговая и аналого-цифровая системы с использованием управляемого напряжением генератора (ГУН) не имеют отмеченного недостатка, но ГУН не обеспечивает высокой стабильности частоты при требуемом, достаточно широком диапазоне перестройки.

В [1] рассматривается схема ЦСФС с коммутируемыми генераторами ударного возбуждения и коррекцией фазы методом нониуса. Однако работа генераторов в режиме свободных колебаний на интервале, равном периоду регулирования, требует обеспечения относительно высокой стабильности. В работе [2] предложена схема ЦСФС с синтезатором частоты (генератором опорного сигнала), выполненным на основе аналоговой системы фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ), включенной в основной контур ЦСФС, позволяющая снизить требования к стабильности опорного генератора. Настоящая работа посвящена анализу системы.

Функциональная схема. Математическое описание

Функциональная схема системы приведена на рис. 1.

Эталонный сигнал для синтезатора частоты формируется высокостабильным задающим генератором (ЗГ). При формировании эталонного и опорного сигналов в синтезаторе частоты, состоящем из фазового дискриминатора (ФД 2), ФНЧ и ГУН, используется метод временной трансформации (метод нониуса). Это позволяет уменьшить дискрет подстройки фазы без увеличения частот ЗГ и ГУН и существенно расширить частотный диапазон функционирования системы. Метод временной трансформации реализуется следующим образом.

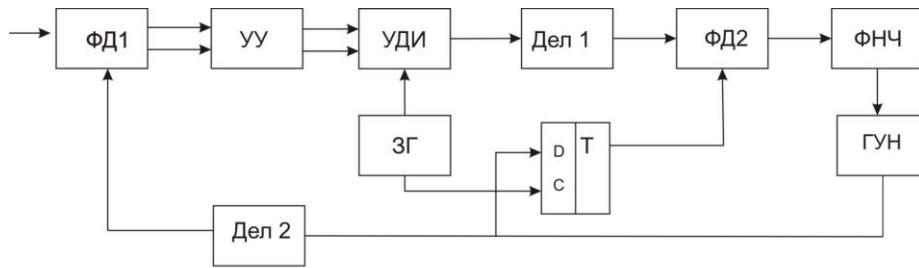


Рис. 1. Функциональная схема:

ФД – фазовый дискриминатор; УУ – усредняющее устройство; УДИ – устройство добавления-исключения импульсов; Дел – делитель; ЗГ – задающий генератор; ГУН – генератор, управляемый напряжением; ФНЧ – фильтр нижних частот

Частоты сигналов задающего генератора (ЗГ) $f_{зг}$ и генератора опорного сигнала (ОГ) $f_{ог}$ определяются одним из возможных соотношений:

$$f_{зг} = \frac{m}{m+1} f_{ог}, \quad (1)$$

где $f_{ог} = n f_0$; f_0 – частота опорного сигнала на входе дискриминатора системы; m – число, определяющее величину дискрета подстройки фазы эталонного сигнала в контуре цифровой ФАПЧ ($\Delta\varphi = 2\pi / mn$).

Из высокостабильного сигнала ЗГ делением его частоты на величину m с помощью делителя Дел 1 формируется эталонный сигнал для аналоговой ФАПЧ. Фаза эталонного сигнала корректируется с помощью УДИ. При этом период эталонного сигнала в отсутствие коррекции равен

$$T_{эс} = m t_{зг} = (m+1) t_{ог}, \quad (2)$$

а частота $F_{эс} = f_{зг} / m$, где $t_{зг} = 1 / f_{зг}$ – период сигнала ЗГ; $t_{ог} = 1 / f_{ог}$ – период сигнала ГУН.

Коррекция фазы эталонного сигнала на величину дискрета приведет к изменению его периода на величину $\pm t_{зг}$: $T_{эс} = (m \pm 1) t_{зг} = (m+1) t_{ог} \pm \left(1 + \frac{1}{m}\right) t_{зг}$.

Формирование опорного сигнала для аналоговой ФАПЧ производится с помощью D-триггера, на информационный вход D которого подается сигнал ГУН, а на синхровход – сигнал ЗГ. В результате этого на выходе триггера формируется сигнал разностной частоты с периодом, равным $(m+1) t_{ог}$, что эквивалентно делению частоты последнего на $(m+1)$.

$$F_{iн} = f_{iа} - f_{зг} = f_{iа} \left(1 - \frac{m}{m+1}\right) = \frac{f_{iа}}{m+1}.$$

Таким образом, при выполнении соотношений (1), (2) в отсутствие импульсов коррекции период эталонного сигнала равен целому числу (m) периодов сигнала ЗГ и целому числу $(m+1)$ периодов ОГ, т.е. частоты опорного и эталонного сигналов равны. Коррекция фазы опорного сигнала относительно фазы эталонного сигнала производится на счет кольца аналоговой ФАПЧ. Добавление с помощью УДИ импульса коррекции в последовательность, формируемую ЗГ, или его исключение приведет к изменению периода опорного сигнала $T_{эс}$ на величину $t_{зг}$, что соответствует сдвигу фазы эталонного сигнала частоты $F_{эс}$ относительно фазы

$$\text{опорного на величину } \Delta\varphi = \pm \left(\frac{2\pi}{m+1} + \frac{2\pi}{m(m+1)} \right).$$

Эффект нониуса компенсирует возникшее фазовое рассогласование между эталонным и опорным сигналами частотой $F_{эс}$ коррекцией фазы опорного сигнала частотой $f_{ог}$ на величину

ну дискрета $\Delta\varphi = \pm 2\pi/m$ по цепи обратной связи. Дополнительное уменьшение дискрета подстройки фазы производится за счет делителя Дел 2.

При технической реализации системы необходимо обеспечить фильтрацию помех и требуемую точность за счет основного узкополосного контура цифровой системы. Широкополосный синтезатор частоты, формирующий опорный сигнал, должен обладать высоким быстродействием, не ухудшая параметры системы. При этом при дискретном исполнении в качестве аналоговой ФАПЧ возможно применение простой схемы, например, интегральной микросхемы.

Для формирования квазилинейной модели системы [3] введем следующие обозначения. $k_{д1}$ – крутизна характеристики дискриминатора основного контура; $W_1(s)$ – передаточная функция цифровой части, включая усредняющее устройство, задающий генератор и дискретный фазовращатель (УДИ, Дел 1); $K_2 = k_{д2} k_2$ – коэффициент усиления аналоговой ФАПЧ в разомкнутом состоянии; $k_{д2}$ – крутизна дискриминационной характеристики; k_2 – коэффициент передачи генератора (крутизна преобразования); $W_\phi(s)$ – передаточная функция ФНЧ в контуре аналоговой ФАПЧ; $\omega_0 = \omega_{ог} / n_d$ – частота опорного сигнала на входе дискриминатора ФД 1; n_d – коэффициент деления делителя Дел 1.

Значение крутизны дискриминационной характеристики, определяемой типом дискриминатора, можно найти в [3]. В частности, для дискриминатора релейного типа при малых отношениях сигнал/помеха $k_{д1} = \sqrt{\frac{2}{\pi}} s$, где $s = U_c / \sigma_{ш}$ – отношение сигнал/шум по напряжению.

Следуя методике [3], определим передаточную функцию $W_1(s)$. Сдвиг фазы эталонного сигнала частотой F_{3c} относительно опорного частоты F_{oc} за r периодов опорного сигнала на входе дискриминатора равен $\varphi[r] = \frac{2\pi f_0}{n_y m} \sum_{j=1}^r z_d[j]$, где $z_d[j]$ – цифровой сигнал ошибки, равный числу импульсов на выходе дискриминатора за один период опорного сигнала частотой f_0 .

При переходе к непрерывной модели суммирование заменяется интегрированием с умножением на частоту суммирования. Заменяв сумму интегралом и перейдя к изображениям по Лапласу, получим $W_1(s) = \frac{\varphi(s)}{z_d(s)} = \frac{2\pi f_0}{n_y m} \frac{1}{s}$, где n_y – коэффициент пересчета усредняющего устройства. Введя обозначение $k_1 = \frac{2\pi f_0}{n_y}$, учитывая операторы перехода от частоты к фазе $1/s$, модель системы представим в виде структурной схемы (рис. 2).

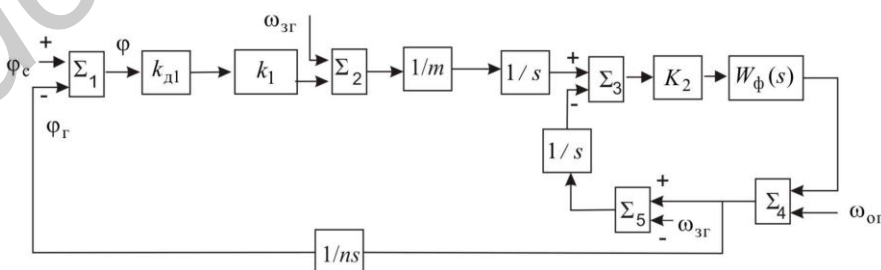


Рис. 2. Структурная схема

Преобразуем схему путем переноса идеального интегратора со входа на выход третьего сумматора Σ_3 , пятого сумматора Σ_5 – на второй вход третьего сумматора Σ_3 делителя $1/m$ с выхода – на входы второго сумматора Σ_2 . Учитывая, что $\omega_{зг} + \frac{1}{m} \omega_{зг} = \omega_{ог}$, и введя обозначе-

ние $k_1 = k_{д1} \frac{2\pi f_0}{n_y m}$, в конечном итоге получим структурную схему в следующем виде (рис. 3).

Флюктуационная составляющая, приведенная ко входу дискриминатора, на структурных схемах (рис. 2, 3) не обозначена.

Определим передаточные функции. Передаточная функция ФНЧ в виде апериодического звена первого порядка $W_\phi(s) = \frac{1}{1 + sT_\phi}$.

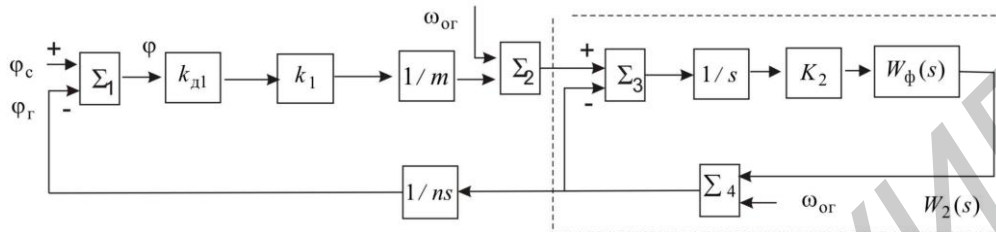


Рис. 3. Структурная схема

Передаточная функция аналоговой ФАПЧ: $W_2(s) = \frac{K_2}{s(1 + sT_\phi) + K_2}$.

Передаточная функция замкнутой системы: $H(s) = \frac{K_1 K_2}{T_\phi s^3 + s^2 + K_2 s + K_1 K_2}$.

Здесь $K_1 = k_{д1} k_1 / mn$ – коэффициент усиления цифровой части системы в разомкнутом состоянии.

Передаточная функция ошибки по задающему воздействию:

$$H_\phi(s) = \frac{T_\phi s^3 + s^2 + K_2 s}{T_\phi s^3 + s^2 + K_2 s + K_1 K_2}.$$

Установившуюся ошибку определим по теореме о предельном значении оригинала

$$\varphi_{уст} = \lim_{s \rightarrow 0} s H_\phi(s) \varphi(s), \quad s \rightarrow 0,$$

где $\varphi(s)$ – изображение по Лапласу задающего воздействия.

$$\varphi_{уст} = \lim_{s \rightarrow 0} s \frac{T_\phi s^3 + s^2 + K_2 s}{T_\phi s^3 + s^2 + K_2 s + K_1 K_2} \frac{\Delta\omega}{s^2} = \frac{\Delta\omega}{K_1}, \quad s \rightarrow 0 \quad (3)$$

где $\Delta\omega$ – первоначальная частотная расстройка между номинальными значениями входного сигнала и сигнала ЗГ.

Условие устойчивости найдем по критерию Гурвица. Составив матрицу из коэффициентов характеристического уравнения $T_\phi s^3 + s^2 + K_2 s + K_1 K_2 = 0$, определим условие устойчивости: $K_2 - T_\phi K_1 K_2 > 0$.

Откуда следует, что $T_\phi < 1/K_1$.

Найдем величину эквивалентной шумовой полосы системы, используя известное выражение:

$$\Delta F_3 = \frac{1}{2\pi |H(0)|} \int_0^\infty |H(j\omega)|^2 d\omega; \quad \Delta F_3 = \frac{1}{2\pi} \int_0^\infty \left| \frac{K_1^2 K_2^2}{T_\phi (j\omega)^3 + (j\omega)^2 + K_2 j\omega + K_1 K_2} \right|^2 d\omega.$$

Определив коэффициенты и используя табулированные значения для вычисления стандартного интеграла Парсеваля, найдем

$$\Delta F_3 = \frac{K_1}{4(1 - T_\phi K_1)}. \quad (4)$$

Известно [4], что противоречивые требования к памяти фильтра с одновременной необходимостью слежения за текущими изменениями фазы в лучшей степени удовлетворяются при использовании в качестве ФНЧ пропорционально-интегрирующего фильтра с передаточной функцией $W_\phi(s) = \frac{1 + sT_1}{1 + sT_2}$. При этом, как следует из [4], при определении соотношения $l = T_1/T_2$ целесообразно коэффициент демпфирования выбирать близким к единице, что обеспечивает большее быстродействие и запас устойчивости; при этом $l \approx 2/\sqrt{K_2T_2}$.

Найдем параметры системы с пропорционально-интегрирующим фильтром.

$$W_2(s) = \frac{K_2(1 + sT_1)}{s(1 + sT_2) + K_2(1 + sT_1)}. \text{ Передаточная функция замкнутой системы:}$$

$$H(s) = \frac{K_1K_2(1 + sT_1)}{T_2s^3 + (1 + K_2T_1)s^2 + K_2(1 + K_1T_1)s + K_1K_2}.$$

Установившаяся ошибка равна $\Delta\omega/K_1$. Условие устойчивости:

$$K_2(1 + K_2T_1)(1 + K_1T_1) - K_1K_2T_2 > 0. \text{ Откуда следует, что } T_2 < \frac{(1 + K_2T_1)(1 + K_1T_1)}{K_1}.$$

$$\text{Эквивалентная шумовая полоса системы: } \Delta F_3 = \frac{K_1}{4} \frac{1 + K_2T_1 + K_1K_2T_1^2}{(1 + K_2T_1)(1 + K_1T_1) - K_1T_2}.$$

Экспериментальная часть

С целью проверки выполнения требований по функциональному назначению системы и оценки показателей качества произведено аналитическое и имитационное моделирование системы в среде Simulink. Аналитическое моделирование выполнено по схеме рис. 3

Параметры аналитической модели: частота входного сигнала – 10 МГц; частота синтезатора 10 МГц ($n=1, m=32$) и 40 МГц ($n=4, m=8$), что обеспечивает дискрет подстройки фазы $\Delta\phi = 2\pi/32$. В качестве ФНЧ в контуре аналоговой ФАПЧ использовались два типа фильтров: апериодическое звено первого порядка и пропорционально-интегрирующее звено; в качестве дискриминатора основного контура – дискриминатор релейного типа. Величина коэффициента усиления разомкнутого контура определена с условием обеспечения динамической ошибки, равной 0,2 рад, при относительной частотной расстройке частот ЗГ и входного сигнала величиной 10^{-4} . Результаты моделирования приведены на рис. 5, 6 в виде переходных и логарифмических характеристик. Кривая 1 соответствует частоте синтезатора, равной 10 МГц, в апериодическом звене в контуре, 2 – при пропорционально-интегрирующем звене. Кривая 3 соответствует частоте синтезатора, равной 40 МГц при апериодическом звене в контуре, 4 – при пропорционально-интегрирующем звене.

Имитационное моделирование выполнено на модели, собранной по схеме рис. 1. Проведены измерения полосы захвата синтезатора и системы в целом, установившейся ошибки, времени вхождения в синхронизм при отсутствии и наличии помехи на входе. Полоса удержания ФАПЧ синтезатора с ФНЧ в виде апериодического звена составляет величину порядка $10^{-3} \cdot f_{ог}$, с пропорционально-интегрирующим звеном – порядка $3 \cdot 10^{-2} f_{ог}$. Полоса удержания системы порядка $10^{-3} \cdot f_0$. Переходная характеристика и временные диаграммы импульсов управления на входах УДИ приведены на рис. 6.

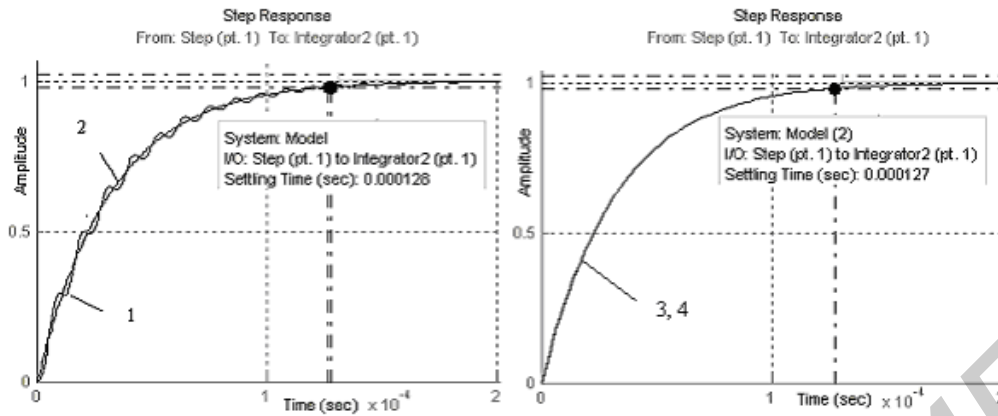


Рис. 4. Переходные характеристики

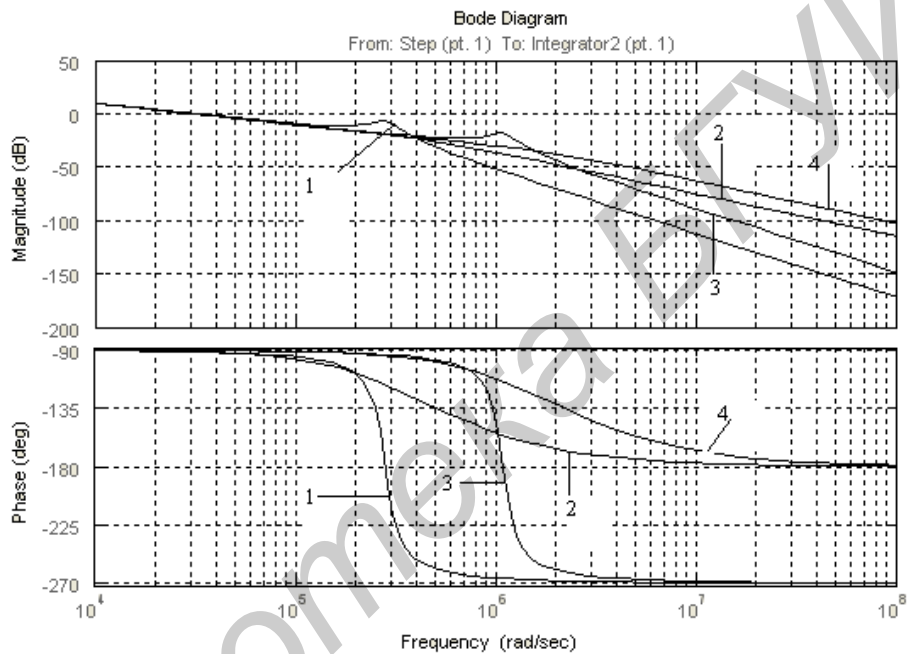


Рис. 5. Логарифмические амплитудно-частотные и фазочастотные характеристики

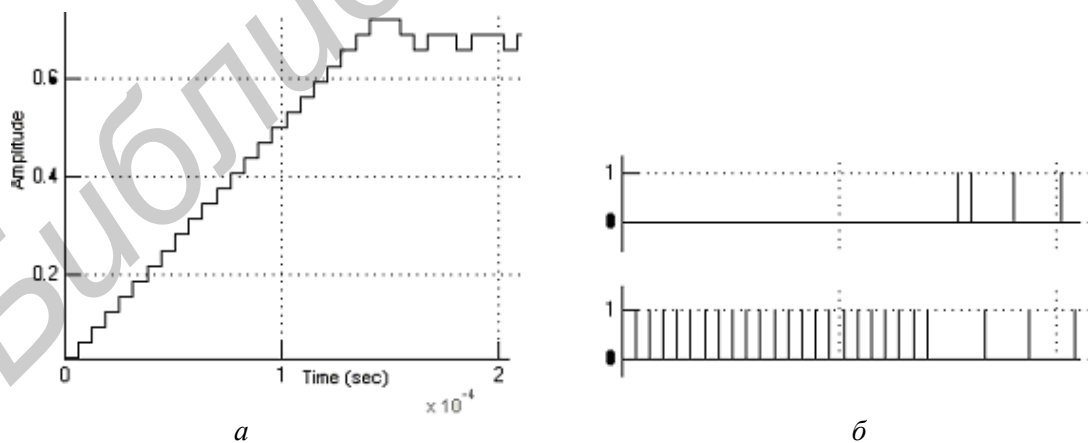


Рис. 6. Переходная характеристика (а) и временные диаграммы (б) импульсов коррекции на входе УДИ.

Результаты и их обсуждение

Как следует из полученных зависимостей (3), установившаяся ошибка не зависит от параметров синтезатора частоты. Эквивалентная шумовая полоса (4), определяющая величину

флюктуационной ошибки, обратно пропорциональна постоянной времени апериодического звена. При выполнении неравенства $T_{\phi} K_1 \ll 1$ ее влиянием можно пренебречь. Для пропорционально-интегрирующего звена соответствующее неравенство имеет вид

$$K_1 (T_2 - T_1) \ll 1 + K_2 T_1 + K_1 K_2 T_1^2.$$

Эти условия обеспечиваются расширением полосы пропускания аналоговой ФАПЧ, выполняющей функцию синтезатора. Однако без дополнительного делителя ($n=1$) при частоте ГУН, равной частоте входного сигнала, эта возможность ограничивается частотой $F_{\text{зс}}$. Этот же вывод можно сделать и относительно обеспечения запаса устойчивости по амплитуде. Длительность переходного процесса (см. рис. 4) практически не зависит от параметров звеньев синтезатора. Но при увеличении коэффициента усиления основного контура при частоте входного сигнала, равной частоте ГУН, значительно увеличивается перерегулирование и возрастает длительность переходного процесса. Таким образом, для достижения поставленной цели величину дискрета подстройки необходимо обеспечивать путем увеличения частоты ГУН в n раз с последующим ее делением с помощью делителя Дел 2. При этом, как и в системе [1], сохраняется возможность практически на порядок уменьшить соотношение частот входного сигнала и ЗГ при одновременном снижении требований к стабильности частоты генератора, формирующего опорный сигнал.

Заключение

Рассмотренная система позволяет существенно уменьшить по сравнению с цифровой системой соотношение частот задающего генератора и входного сигнала при неизменной величине дискрета подстройки фазы, определяющей потенциальную точность, и сравнительно низкой стабильности генератора, формирующего опорный сигнал. При этом незначительное влияние синтезатора на другие показатели качества (эквивалентную шумовую полосу, устойчивость) может быть достигнуто оптимальным выбором параметров его звеньев.

ANALOG-DIGITAL SYSTEMS OF PHASE-LOCKED LOOP

S.A. GANKEVICH

Abstract

Considered the system digital phase-locked loop with a frequency synthesizer (the reference signal generator), implemented by analog circuits phase-locked. In forming a reference signal in the frequency synthesizer is used vernier method, which reduces the discrete phase adjustment without increasing the frequency of the master oscillator and voltage controlled oscillator and substantially extend the frequency range of the system. The results of the analysis of quasicontinuous model of the main indicators of quality and results of mathematical modeling. Defined requirements for the parameters of system in order to ensure the specified quality.

Список литературы

1. Ганкевич С.А., Аль Шариф А.А // Матер. межд. НПК «Актуальные проблемы радиоэлектроники: научные исследования, подготовка кадров». 2005. С.26–30.
2. Ганкевич С.А // Технические средства защиты информации: Матер. IX Бел.-росс. науч.-техн. конф. 2011. С. 26.
3. Жодзишский М.И., Прасолов В.А, Сила-Новицкий С.Ю, и др. Цифровые системы фазовой синхронизации. М., 1980.
4. Первачев С.В., Валуев А.А., Чиликин В.М. Статистическая динамика радиотехнических следящих систем. – М., 1973.

УДК 621.396.96

ВЛИЯНИЕ ВЫБОРА МОДЕЛЕЙ ВХОДНОГО ВОЗДЕЙСТВИЯ НА ТОЧНОСТЬ ИЗМЕРЕНИЙ ВЕКТОРА СОСТОЯНИЯ ДЛЯ ФИЛЬТРОВ КАЛМАНА

П.А. ХМАРСКИЙ, А.С. СОЛОНАР

*Военная академия Республики Беларусь
Минск, 220057, Беларусь**Поступила в редакцию 22 мая 2012*

Рассмотрено влияние выбора моделей входного воздействия на показатели качества дискретных фильтров Калмана. Перечислены рекомендации по практическому применению модификаций фильтров Калмана.

Ключевые слова: фильтр Калмана при косвенных измерениях (Extended Kalman filter (ЕКФ)), входное воздействие, взаимная корреляция, показатели качества.

Введение

Дискретная фильтрация координат и параметров движения воздушных объектов – важная составная часть обработки радиолокационной информации. Для решения задачи дискретной фильтрации наиболее часто применяют линейные и квазилинейные дискретные фильтры Калмана (ФК).

Из многочисленных публикаций отечественных и зарубежных авторов можно выделить ряд модификаций ФК [1–8]. Модификации вызваны допущениями и ограничениями, основными из них являются: выбор типа системы координат; выбор моделей входного воздействия, закладываемых в структуру ФК; учет взаимной корреляции прямоугольных координат при пересчете из полярных координат.

Целями статьи являются: рассмотрение особенностей расчетов и построений различных модификаций дискретного фильтра Калмана на примере ФК первого порядка; сопоставительный анализ результатов фильтрации данных модификаций ФК.

Постановка задачи

Будем считать, что в вектор наблюдаемых параметров θ входят разовые оценки радиальной дальности r и азимута β . Ошибки наблюдения некоррелированы и характеризуются корреляционной матрицей ошибок измерения: $\mathbf{R}_0 = \begin{vmatrix} \sigma_r^2 & 0 \\ 0 & \sigma_\beta^2 \end{vmatrix}$.

Интервал обновления данных равен T . Данные наблюдения соответствуют выходу устройства разовых оценок двухкоординатной РЛС кругового обзора. Наблюдается аэродинамический летательный аппарат (ЛА), летящий с постоянной скоростью по прямолинейной траектории, что соответствует полиномиальной модели задающего воздействия первого порядка.

Задача: рассмотреть особенности расчетов и построений различных модификаций дискретного фильтра Калмана на примере ФК первого порядка, а также провести сопоставление их показателей качества методами математического моделирования.

Рекуррентные уравнения дискретного фильтра Калмана при косвенных измерениях

В зарубежной литературе рассматриваемый фильтр обозначается как Extended Kalman filter (ЕКФ) [1]. Для косвенной фильтрации размерности вектора наблюдаемых параметров $\boldsymbol{\theta}$ и вектора состояния $\boldsymbol{\alpha}$ не совпадают либо имеют различный физический смысл. В общем случае вектор наблюдения $\boldsymbol{\theta}$ связан с вектором состояния $\boldsymbol{\alpha}$ вектор-функцией $\mathbf{h}(\cdot)$ таким образом, что $\boldsymbol{\theta} = \mathbf{h}(\boldsymbol{\alpha})$. При линеаризации взаимосвязей между векторами $\boldsymbol{\theta}$ и $\boldsymbol{\alpha}$ в окрестности экстраполированного значения вектора состояния $\hat{\boldsymbol{\alpha}}_0$ вектор наблюдаемых параметров может быть получен из вектора состояния через статическую матрицу пересчета \mathbf{H} :

$$\boldsymbol{\theta} = \mathbf{H}\boldsymbol{\alpha}, \quad (1)$$

где \mathbf{H} – статическая матрица пересчета изменений вектора состояния в изменения вектора наблюдаемых параметров [2]:

$$\boldsymbol{\theta} = \left\| \partial \mathbf{h}^{(i)}(\boldsymbol{\alpha}) / \partial \boldsymbol{\alpha}^{(j)} \right\|_{\boldsymbol{\alpha} = \hat{\boldsymbol{\alpha}}_0}, \quad (2)$$

i – номер строки вектор-функции $\mathbf{h}(\cdot)$, $i = (0, \dots, n_\theta - 1)$; j – номер элемента вектора состояния $\boldsymbol{\alpha}$, $j = (0, \dots, n_\alpha - 1)$; n_θ , n_α – размерность вектора наблюдения и вектора состояния.

В этом случае рекуррентные уравнения дискретного ФК оценки вектора состояния $\hat{\boldsymbol{\alpha}}_{k+1}$ и корреляционная матрица ошибок фильтрации \mathbf{R}_{k+1} на $(k+1)$ -ом шаге имеют следующий вид [2]:

$$\begin{aligned} \hat{\boldsymbol{\alpha}}_{0(k+1)} &= \mathbf{B}\hat{\boldsymbol{\alpha}}_k; \\ \hat{\boldsymbol{\alpha}}_{k+1} &= \hat{\boldsymbol{\alpha}}_{0(k+1)} + \mathbf{K}_{k+1}[\hat{\boldsymbol{\theta}}_{k+1} - \mathbf{H}\hat{\boldsymbol{\alpha}}_{0(k+1)}]; \end{aligned} \quad (3)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_{0(k+1)} &= \mathbf{B}_k \mathbf{R}_k \mathbf{B}_k^T + \mathbf{M}; \\ \mathbf{K}_{k+1} &= \mathbf{R}_{0(k+1)} \mathbf{H}^T [\mathbf{H} \mathbf{R}_{0(k+1)} \mathbf{H}^T + \mathbf{R}_{f(k+1)}]^{-1}; \end{aligned} \quad (4)$$

$\mathbf{R}_{k+1} = (\mathbf{E} - \mathbf{K}_{k+1} \mathbf{H}) \mathbf{R}_{0(k+1)}$, где $\hat{\boldsymbol{\alpha}}_{0(k+1)}$ – экстраполированное значение вектора состояния с k -го на $(k+1)$ -ый шаг наблюдения, в общем случае определяется путем пересчета оценки вектора состояния $\hat{\boldsymbol{\alpha}}_k$ на k -ом шаге через вектор-функцию $\mathbf{b}(\cdot)$, таким образом, что $\hat{\boldsymbol{\alpha}}_{0(k+1)} = \mathbf{b}(\hat{\boldsymbol{\alpha}}_k)$; \mathbf{B} – неслучайная динамическая матрица пересчета приращений вектора состояния k -го шага наблюдения на следующий шаг в окрестности $\hat{\boldsymbol{\alpha}}_{0(k+1)}$: $\mathbf{B} = \left\| \partial \mathbf{b}^{(i)}(\boldsymbol{\alpha}) / \partial \boldsymbol{\alpha}^{(j)} \right\|_{\boldsymbol{\alpha} = \hat{\boldsymbol{\alpha}}_k}$; где i – номер строки вектор-функции $\mathbf{b}(\cdot)$, $i = (0, \dots, n_\alpha - 1)$; j – номер элемента вектора состояния $\boldsymbol{\alpha}$, $j = (0, \dots, n_\alpha - 1)$; $\mathbf{R}_{0(k+1)}$ – корреляционная матрица ошибок экстраполяции; \mathbf{R}_k – корреляционная матрица флуктуационных ошибок фильтрации на k -ом шаге; \mathbf{M} – матрица случайного дискретного маневра: $\mathbf{M} = \mathbf{S} \mathbf{S}^T \sigma_M^2$; \mathbf{S} – матрица пересчета случайных приращений вектора состояния; σ_M^2 – дисперсия случайного дискретного маневра ЛА; $\mathbf{R}_{f(k+1)}$ – корреляционная матрица флуктуационных ошибок текущих измерений наблюдаемых параметров на $(k+1)$ -ом шаге наблюдения.

Обобщенная структурная схема дискретного ФК при косвенных измерениях вектора состояния изображена на рисунке 1, а. Оценка вектора состояния $\boldsymbol{\alpha}$ производится на основе невязки оценки вектора наблюдаемых параметров и пересчитанного экстраполированного значения вектора состояния $\mathbf{H}\hat{\boldsymbol{\alpha}}_{0(k+1)}$.

Взвешенная невязка суммируется с экстраполированным значением $\hat{\boldsymbol{\alpha}}_{0(k+1)}$. В качестве весов используется вектор коэффициентов фильтрации \mathbf{K}_{k+1} . С увеличением номера шага измерения элементы вектора \mathbf{K}_{k+1} уменьшаются по своему абсолютному значению, что приводит к постепенному росту веса экстраполированной оценки $\hat{\boldsymbol{\alpha}}_{0(k+1)}$ в результирующей $\hat{\boldsymbol{\alpha}}_{(k+1)}$ по отношению к $\hat{\boldsymbol{\theta}}_{k+1}$.

Возможные модификации дискретного фильтра Калмана при косвенных измерениях

К основным модификациям дискретного ФК при косвенных измерениях относят (см. рис. 1, а–д): ФК при наблюдении полярных координат и фильтрации прямоугольных координат (ФК1); ФК при наблюдении коррелированных прямоугольных координат (ФК2); ФК при наблюдении независимых прямоугольных координат (ФК3); ФК при наблюдении и фильтрации полярных координат (ФК4); ФК при фильтрации полярных координат и экстраполяции в прямоугольных координатах (ФК5). Ниже рассмотрим особенности каждой модификации.

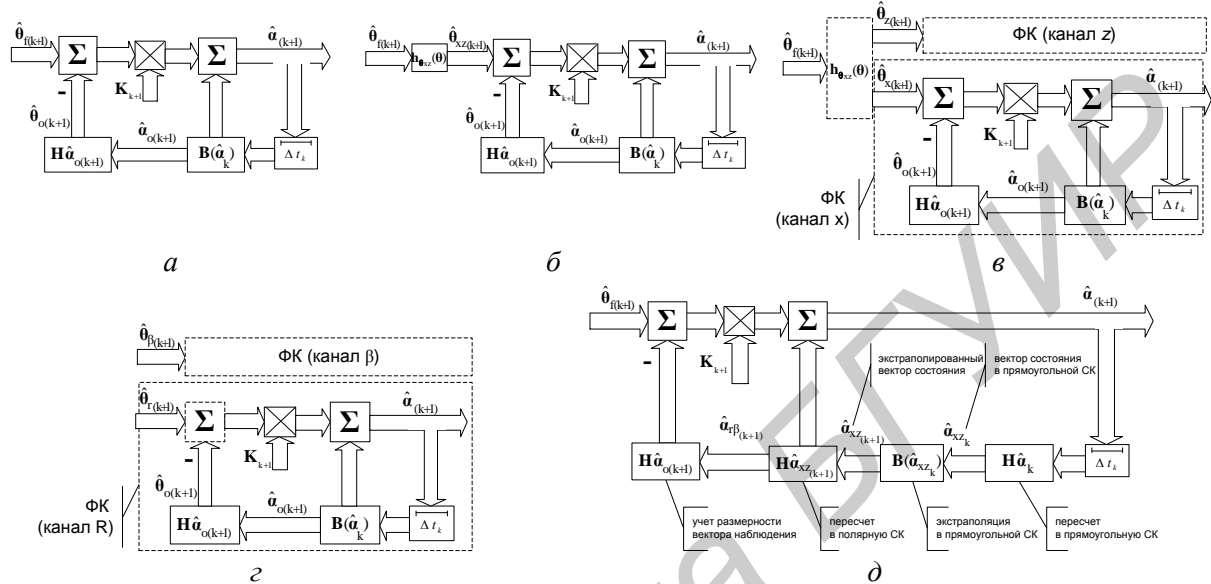


Рис. 1. Структурные схемы модификаций ФК при косвенных измерениях: ФК1 (а); ФК2 (б); ФК3 (в); ФК4 (г); ФК5 (д)

ФК при наблюдении полярных координат и фильтрации прямоугольных координат. В этом случае оценка вектора состояния $\hat{\mathbf{a}}_{(k+1)} = \left\| \hat{x}_{(k+1)} \quad \hat{V}_{x_{(k+1)}} \quad \hat{z}_{(k+1)} \quad \hat{V}_{z_{(k+1)}} \right\|^T$ включает две прямоугольные координаты x (север), z (восток) и скорости их изменения.

Вектора θ , α связаны через вектор-функцию $\mathbf{h}(\cdot)$ [2]:

$$\theta_{(k+1)} = \mathbf{h}(\alpha_{(k+1)}) = \left\| \begin{matrix} r_{(k+1)} \\ \beta_{(k+1)} \end{matrix} \right\| = \left\| \begin{matrix} \sqrt{x_{(k+1)}^2 + z_{(k+1)}^2} \\ \arctg(z_{(k+1)} / x_{(k+1)}) + \varphi \end{matrix} \right\|, \quad (5)$$

где $\varphi = (\pi/2)[2 - \text{sgn}(x_{(k+1)}) - \text{sgn}(x_{(k+1)})\text{sgn}(z_{(k+1)})]$; $\text{sgn}(x) = \begin{cases} 1, & \text{при } x \geq 0; \\ -1, & \text{при } x < 0. \end{cases}$ – знаковая функция.

Особенности модификации:

- корреляционная матрица флуктуационных ошибок текущих измерений $\mathbf{R}_{f(k+1)} = \mathbf{R}_\theta$;
- матрица статического пересчета

$$\mathbf{H}_{(k+1)} = \left\| \begin{matrix} \cos(\beta_{(k+1)}) & 0 & \sin(\beta_{(k+1)}) & 0 \\ \sin(\beta_{(k+1)})/r_{(k+1)} & 0 & -\cos(\beta_{(k+1)})/r_{(k+1)} & 0 \end{matrix} \right\|; \quad (6)$$

– неслучайная динамическая матрица пересчета приращения вектора состояния:

$$\mathbf{B} = \left\| \begin{matrix} 1 & T & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & T \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{matrix} \right\|; \quad (7)$$

– матрица пересчета случайных приращений вектора состояния:

$$\mathbf{S} = \begin{bmatrix} T^2/2 & T & 0 & 0 \\ 0 & 0 & T^2/2 & T \end{bmatrix}^T; \quad (8)$$

– дисперсия случайного маневра σ_M^2 характеризует случайный маневр по прямоугольным координатам.

Структурная схема данного ФК изображена на рис. 1, а. Здесь имеет место статистическая связь оценок параметров по всем координатам. Это затрудняет процедуру получения оценок, приводит к повышению требований к вычислительным средствам [3, 4] и предъявляет высокие требования к точности установки начальных значений элементов корреляционной матрицы ошибок фильтрации [4]. Ошибка измерения азимута может существенно повлиять на общую работу алгоритма фильтрации [5–7].

ФК при наблюдении коррелированных прямоугольных координат. В зарубежной литературе этот фильтр обозначается как converted measurement Kalman filter (СМКФ) [6]. В этой модификации (см. рис. 1, б) оценка вектора состояния $\hat{\mathbf{a}}_{(k+1)} = \left\| \hat{x}_{(k+1)} \quad \hat{v}_{x(k+1)} \quad \hat{z}_{(k+1)} \quad \hat{v}_{z(k+1)} \right\|^T$ формируется по результатам наблюдения разовых оценок прямоугольных координат $\hat{\mathbf{h}}_{xz(k+1)} = \left\| \hat{x}_{f(k+1)} \quad \hat{z}_{f(k+1)} \right\|^T$.

Для пересчета оценки вектора наблюдения $\hat{\mathbf{h}}_{(k+1)}$ из полярной системы координат в прямоугольную $\hat{\mathbf{h}}_{xz(k+1)}$ применяется вектор-функция $\mathbf{h}_{\theta_{xz}}(\boldsymbol{\theta})$:

$$\hat{\mathbf{h}}_{xz(k+1)} = \begin{bmatrix} \hat{x}_{f(k+1)} \\ \hat{z}_{f(k+1)} \end{bmatrix} = \mathbf{h}_{\theta_{xz}}(\boldsymbol{\theta}) = \begin{bmatrix} \hat{r}_{(k+1)} \cos(\hat{\beta}_{(k+1)}) \\ \hat{r}_{(k+1)} \sin(\hat{\beta}_{(k+1)}) \end{bmatrix}. \quad (9)$$

При этом необходимо пересчитать корреляционную матрицу ошибок текущих измерений \mathbf{R}_θ в прямоугольную систему координат при помощи выражения [2, 6]:

$$\mathbf{R}_{f(k+1)} = \mathbf{H}_{\theta_{xz}} \mathbf{R}_\theta \mathbf{H}_{\theta_{xz}}^T = \begin{bmatrix} \sigma_r^2 \cos^2(\beta) + r \sigma_\beta^2 \sin^2(\beta) & \sigma_r^2 \sin(\beta) \cos(\beta) - r \sigma_\beta^2 \sin(\beta) \cos(\beta) \\ \sigma_r^2 \sin(\beta) \cos(\beta) - r \sigma_\beta^2 \sin(\beta) \cos(\beta) & \sigma_r^2 \sin^2(\beta) + r \sigma_\beta^2 \cos^2(\beta) \end{bmatrix}, \text{ здесь матрица}$$

$$\mathbf{H}_{\theta_{xz}} = \begin{bmatrix} \frac{\partial h_1(\hat{\boldsymbol{\theta}}_{(k+1)})}{\partial \hat{r}_{(k+1)}} & \frac{\partial h_1(\hat{\boldsymbol{\theta}}_{(k+1)})}{\partial \hat{\beta}_{(k+1)}} \\ \frac{\partial h_2(\hat{\boldsymbol{\theta}}_{(k+1)})}{\partial \hat{r}_{(k+1)}} & \frac{\partial h_2(\hat{\boldsymbol{\theta}}_{(k+1)})}{\partial \hat{\beta}_{(k+1)}} \end{bmatrix}, \beta = \hat{\beta}_{(k+1)}, r = \hat{r}_{(k+1)}.$$

Матрицы \mathbf{B} и \mathbf{S} для рассматриваемого случая будут соответствовать выражениям (7), (8). Дисперсия случайного маневра σ_M^2 считается одинаковой для x и z . Выражение для матрицы статистического пересчета имеет вид:

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}. \quad (10)$$

ФК при наблюдении независимых прямоугольных координат. В зарубежной литературе рассматриваемый фильтр имеет название decoupling СМКФ [6]. В этом ФК прослеживается упрощение модификации ФК1 с целью снижения вычислительных затрат. Для этого оценки полярных координат пересчитывают в прямоугольные с помощью (9), но при этом считается, что ошибки наблюдений $\hat{x}_{(k+1)}$, $\hat{z}_{(k+1)}$ между собой некоррелированы. Подобное допущение позволяет фильтровать прямоугольные координаты x , z отдельно при помощи двух идентичных ФК по одной координате.

В этих фильтрах:

– корреляционная матрица флуктуационных ошибок текущих измерений будет представлена матрицами единичного размера:

$$\text{для ФК (канал } z) - \mathbf{R}_{fz(k+1)} = \left\| \sigma_r^2 \cos^2(\hat{\beta}_{(k+1)}) + \hat{r}_{(k+1)} \sigma_\beta^2 \sin^2(\hat{\beta}_{(k+1)}) \right\|;$$

для ФК (канал x) – $\mathbf{R}_{fz(k+1)} = \left\| \sigma_r^2 \sin^2(\hat{\beta}_{(k+1)}) + \hat{r}_{(k+1)} \sigma_\beta^2 \cos^2(\hat{\beta}_{(k+1)}) \right\|$.

– матрица статического пересчета:

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} 1 & T \end{bmatrix}; \quad (11)$$

– неслучайная динамическая матрица пересчета приращения вектора состояния:

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} 1 & T \\ 0 & 1 \end{bmatrix}; \quad (12)$$

– матрица пересчета случайных приращений вектора состояния:

$$\mathbf{S} = \begin{bmatrix} T^2/2 & 0 \\ T & 0 \end{bmatrix}; \quad (13)$$

– дисперсия случайного маневра σ_M^2 одинакова для x и z .

Обобщенная структурная схема ФКЗ приведена на рис. 1, в. Объем вычислений при применении такого упрощенного фильтра уменьшается на порядок по сравнению с модификациями ФК1 и ФК2 [3–6].

ФК при наблюдении и фильтрации полярных координат. В этом случае вектор состояния включает радиальную дальность r , азимут β и скорости их изменения V_r , V_β . Структурная схема алгоритма изображена на рис. 1, г.

Так как ошибки разового оценивания не взаимосвязаны, то радиальная дальность и азимут будут фильтроваться отдельно.

Матрицы \mathbf{H} , \mathbf{B} , \mathbf{S} соответствуют выражениям (11), (12), (13).

Дисперсия σ_M^2 будет характеризовать случайный маневр по каждой полярной координате в отдельности.

При данных условиях фильтруемые параметры будут изменяться нелинейно даже при прямолинейном и равномерном движении ЛА по причине возникновения эффекта «кажущихся ускорений» [2, 4, 5].

ФК при фильтрации полярных координат и экстраполяции в прямоугольных координатах. Еще одной из модификаций ФК при косвенной фильтрации является фильтр [4, 8], структурная схема которого изображена на рис. 1, д. Его особенностями являются: экстраполяция осуществляется в прямоугольной СК (при помощи предварительного перехода матрицей \mathbf{H}_1); фильтрация производится в полярной СК (задействуются матрицы пересчета \mathbf{H}_2 (переход в полярную СК), \mathbf{H}_3 (учет размерности вектора наблюдаемых параметров)).

Матрицы \mathbf{B} , \mathbf{S} , \mathbf{H}_3 будут соответствовать выражениям (7), (8) и (10).

Матрицы статического пересчета \mathbf{H}_1 , \mathbf{H}_2 будут иметь следующий вид:

$$\mathbf{H}_1 = \begin{bmatrix} \cos(\beta) & 0 & -r \sin(\beta) & 0 \\ -V_\beta \sin(\beta) & \cos(\beta) & -r V_\beta \cos(\beta) - V_r \sin(\beta) & -r \sin(\beta) \\ \sin(\beta) & 0 & r \cos(\beta) & 0 \\ V_\beta \cos(\beta) & \sin(\beta) & V_r \cos(\beta) - r V_\beta \sin(\beta) & \cos(\beta) \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{H}_2 = \begin{bmatrix} \frac{x}{\sqrt{x^2+z^2}} & 0 & \frac{z}{\sqrt{x^2+z^2}} & 0 \\ \frac{x}{\sqrt{x^2+z^2}} & \frac{x}{\sqrt{x^2+z^2}} & \frac{V_z}{\sqrt{x^2+z^2}} - \frac{z(V_x x + V_z z)}{\sqrt{(x^2+z^2)^3}} & \frac{z}{\sqrt{x^2+z^2}} \\ -\frac{z}{x^2+z^2} & 0 & \frac{x}{x^2+z^2} & 0 \\ \frac{V_z}{x^2+z^2} - \frac{2x(V_z x - V_x z)}{(x^2+z^2)^2} & -\frac{z}{x^2+z^2} & -\frac{V_x}{x^2+z^2} - \frac{2z(V_z x - V_x z)}{(x^2+z^2)^2} & \frac{x}{x^2+z^2} \end{bmatrix},$$

где $\beta = \hat{\beta}_{(k+1)}$, $r = \hat{r}_{(k+1)}$, $V_\beta = \hat{V}_{\beta_{(k+1)}}$, $V_r = \hat{V}_{r_{(k+1)}}$, $x = \hat{x}_{(k+1)}$, $z = \hat{z}_{(k+1)}$, $V_x = \hat{V}_{x_{(k+1)}}$, $V_z = \hat{V}_{z_{(k+1)}}$.

Математическое моделирование

Комплекс математического моделирования. Для проведения сопоставительного моделирования ошибок измерений рассмотренных модификаций ФК был разработан комплекс математического моделирования. Данный комплекс позволяет: сформировать входное воздействие в виде суммы задающего и возмущающего воздействия. Задающее воздействие представлено детерминированной полиномиальной моделью 1-го порядка и моделью случайного ускорения в виде некоррелированного гауссовского шума с нулевым математическим ожиданием и СКО случайного маневра равным $0,001 \text{ м/с}^2$. Возмущающее воздействие соответствовало ошибкам первичных измерений в двухкоординатной РЛС кругового обзора с периодом обзора 5 с. Вектор наблюдаемых параметров θ включал разовые оценки радиальной дальности и азимута ЛА. СКО гауссовских ошибок текущего оценивания радиальной дальности и азимута равнялись 50 м и $15'$. Скорость ЛА была постоянной и равнялась 720 км/ч.

Показатели качества. В качестве показателя качества модификаций ФК было выбрано СКО суммарной ошибки измерения местоположения $\Delta_{\Sigma}(k)$, которое на каждом обзоре вычислялось [3, 9]:

$$\Delta_{\Sigma}(k) = \sqrt{\frac{1}{N_{\text{оп}} - 1} \sum_{j=1}^{N_{\text{оп}}} [(x_{T_j}(k) - x_{\Phi_j}(k))^2 + (z_{T_j}(k) - z_{\Phi_j}(k))^2]},$$

где $N_{\text{оп}}$ – количество проведенных опытов; k – номер шага наблюдения; $x_{T_j}(k), z_{T_j}(k)$ – требуемые значения фазовых координат; $x_{\Phi_j}(k), z_{\Phi_j}(k)$ – фактические (фильтрованные) значения фазовых координат.

Далее значение $\Delta_{\Sigma}(k)$ нормировалось к СКО текущих оценок. В ходе моделирования проведено 5000 опытов для каждого модельного эксперимента.

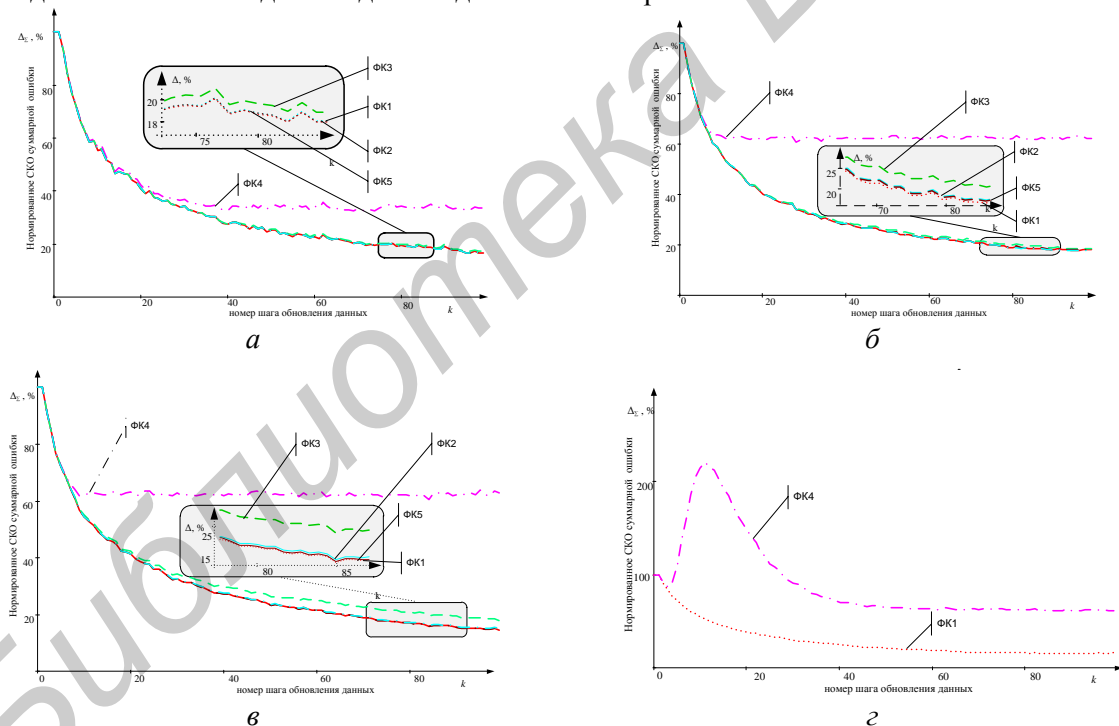


Рис. 2. Результаты моделирования

Результаты моделирования. Было проведено четыре модельных эксперимента.

Модельный эксперимент 1 (рис. 2, а). ЛА двигался с дальности 100 км, на север от РЛС (начальные значения курса $\alpha=0^\circ$ и азимута $\beta=0^\circ$). Модификации ФК1, ФК2 и ФК5, как и во всех последующих модельных экспериментах, имеют наилучшие и схожие (разница не более 0,2%) показатели. Для данных условий наблюдается наименьшее влияние взаимной корреляции координат (x, z), поэтому ФК3 проигрывает лучшим результатам лишь на 1÷2%. Наихудшие показатели точности имеет ФК4 (проигрыш до 18%).

Модельный эксперимент 2 (рис. 2, б). ЛА перемещался с дальности 100 км ($\alpha=0^\circ, \beta=30^\circ$). Некоторое увеличение взаимной корреляции координат (x, z) привело к тому, что ФК3

проигрывает на 3÷5% модификациям ФК1, ФК2 и ФК5. По-прежнему худшие показатели у ФК4, для которого проигрыш составляет до 40%.

Модельный эксперимент 3 (рис. 2, в). Моделировался полет ЛА с дальности 100 км перпендикулярно линии визирования ($\alpha=120^\circ$, $\beta=30^\circ$). Для таких условий характерно максимальное значение взаимной корреляции координат (x, z), по этой причине ФК3 проигрывает на 8÷12% модификациям ФК1, ФК2 и ФК5, а для ФК 4 проигрыш составляет до 40%.

Модельный эксперимент 4 (рис. 2, г). ЛА перемещался с дальности 10 км ($\alpha=120^\circ$, $\beta=30^\circ$). В качестве сопоставляемых алгоритмов рассматривались модификации ФК1 и ФК4. По причине возникновения эффекта «случайных ускорений», в ФК4 наблюдается резкое увеличение динамических ошибок и как результат возникновение срыва сопровождения, что отсутствует в случае с модификацией ФК1. Устранение эффекта возможно введением цепей коррекции (адаптации) [2–5], повышением порядка аппроксимирующего полинома регулярной части задающего воздействия [3, 4] или использованием модификации ФК5 [4, 8].

Заключение

На основании проведенного математического моделирования можно сделать следующие рекомендации по выбору модификаций ФК при решении практических задач:

– ФК при наблюдении полярных координат и фильтрации прямоугольных координат, фильтр при наблюдении коррелированных прямоугольных координат и фильтр при фильтрации полярных координат и экстраполяции в прямоугольных координатах имеют практические одинаковые показатели в точности, но характеризуются повышенной вычислительной сложностью;

– отказ от учета взаимной корреляции прямоугольных координат нецелесообразен, так как наблюдается потеря в точности от 1% до 12%, в зависимости от условий наблюдения;

– по причине возникновения эффекта «кажущихся ускорений» нежелательно использование ФК в полярной СК при незначительной дальности до ЛА.

CHOICE EFFECT OF INPUT ACTION MODELS ON MEASURING ACCURACY FOR EXTENDED KALMAN FILTERS

P.A. KHMARSKI, A.S. SOLONAR

Abstract

Choice effect of input action models on measuring accuracy for Extended Kalman filters is considered. Recommendations about practical application of Extended Kalman filter modifications are listed.

Список литературы

1. *Smith G.L., Schmidt S.F., McGee L.A.* // National Aeronautics and Space Administration. 1962. P. 20–45.
2. *Ширман Я.Д., Багдасарян С.Т., Горшков С.А. и др.* // Радиоэлектронные системы: Основы построения и теория. Справочник. Издание 2-е переработ. и доп. / Под ред. Ширмана Я.Д. М., 2007.
3. *Кузьмин С.З.* // Основы теории цифровой обработки радиолокационной информации. М., 1974.
4. *Фарина А., Студер Ф.* // Цифровая обработка радиолокационной информации. Сопровождение целей. М., 1993.
5. *Blackman S.* // Design and analysis of modern tracking systems. Boston, 1999.
6. *Bar-Shalom Y., Lerro D.* // IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Sys. 1993. Vol. 29. № 3. – P. 1015–1022.
7. *Бар-Шалом Я., Ли Х.Р.* // Траекторная обработка. Принципы, способы и алгоритмы. М., 2011.
8. *Fitzgerald R.J.* // Electronic Prog. 1973. Vol. 17. №1. P. 31–38.
9. *Канащенко А.И., Меркулов В.И.* // Авиационные системы радиоуправления. Принципы построения систем радиоуправления. Основы синтеза и анализа. М., 2003.

УДК 621.315.592

РАСЧЕТ ДЖОУЛЕВА ТЕПЛА ВНУТРИ БАРЬЕРНОГО СЛОЯ ПОРИСТОГО ОКСИДА АЛЮМИНИЯ ПРИ ЭЛЕКТРОХИМИЧЕСКОМ АНОДИРОВАНИИ

П.С. КАЦУБА, А.А. ЛЕШОК, В.Б. ВЫСОЦКИЙ, С.К. ЛАЗАРУК

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

Поступила в редакцию 17 апреля 2012

Обсуждается выделение джоулевого тепла в ходе процесса электрохимического анодирования алюминия в электролитах на основе водных растворов серной и щавелевой кислот. Разработаны модель, алгоритм и проведен расчет тепловой мощности, выделенной в единице объема барьерного слоя оксида алюминия с различной пористостью пленки. Установлено, что при низкой пористости исследуемых структур тепловыделение в области границы дна поры значительно превышает тепловыделение в других областях пористого оксида, что приводит к локальному разогреву этих мест и появлению микроплазменных образований во время процесса анодирования. Приведены рекомендации по увеличению эффективности теплоотвода, позволяющие улучшить равномерность формируемых пористых пленок.

Ключевые слова: электрохимическое анодирование, алюминий, барьерный слой, оксид алюминия, джоулево тепло.

Введение

Пористый оксид алюминия широко используется в микроэлектронных устройствах в качестве внутриуровневого диэлектрика СБИС [1]. Но особый интерес вызывает использование упорядоченной структуры этого материала в нанoeлектронных системах [2,3]. Самоорганизация структуры пористого оксида алюминия наблюдается при проведении процесса анодирования при высоких плотностях тока формовки [4]. При этом в процессе анодирования внутри анодного оксида выделяется джоулево тепло, что в значительной степени влияет на кинетику анодного процесса и регулярность формируемой пористой структуры. В данной работе проведен расчет плотности выделяемого джоулевого тепла (тепловой мощности, выделенной в единице объема) внутри барьерного слоя пористого оксида алюминия и даны рекомендации по увеличению эффективности теплоотвода, позволяющие улучшить равномерность формируемых пористых пленок.

Результаты и их обсуждение

Для расчета использовали следующие исходные данные: режимы формирования пористого оксида алюминия и геометрия формируемых пленок, представленные в работах [5,6]. В частности анодирование проводили при плотности тока (j_a) 200...2000 А/м² и напряжении (U_a) 100-200 В в электролитах на основе водных растворов серной и щавелевой кислот.

На рис. 1 приведена конфигурация ячеек пористого оксида алюминия, полученных электрохимическим анодированием, для трех случаев пористости: 1%, 3% и 10%. Обозначим через R_p – радиус сферического сектора дна поры (граница раздела электролит-оксид), R_s – радиус сферического сектора гексагональной ячейки (граница раздела оксид-металл), φ – угол сферического сектора ($\varphi = 2\alpha$), L – расстояние между центрами пор, H – толщину барьерного слоя.

Одиночная ячейка пористого оксида алюминия состоит из гексагональной призмы с цилиндрической порой в центре и барьерного слоя на границе с металлической поверхностью [7]. Барьерный слой – это пространство между сферическими поверхностями шаровых секторов с радиусами R_P и R_S и общим телесным углом 2α .

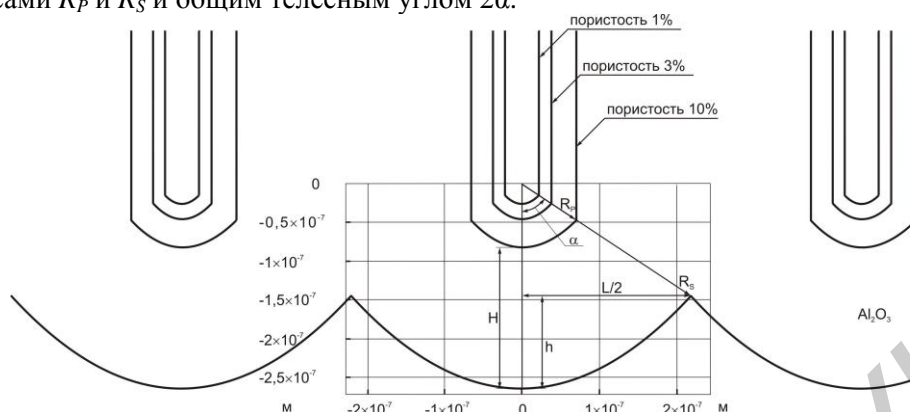


Рис. 1. Поперечное сечение гексагональных ячеек пористого оксида алюминия для пленок с пористостью 1%, 3%, 10% (масштабная сетка показана для пористых оксидов, сформированных при $U_a = 200$ В)

Значения использованных при расчетах параметров соответствовали пленкам, полученным в водном растворе щавелевой кислоты при концентрации от 0,01 до 1,0 моль и составляли: $j_a = 200$ А/м², $U_a = 200$ В, $L = 5 \cdot 10^{-7}$ м, $R_S = 3 \cdot 10^{-7}$ м.

Пористость – это отношение объема внутриворонного пространства к объему всей гексагональной ячейки пористого оксида алюминия. Учитывая то, что толщина пористого оксида алюминия значительно превосходит толщину барьерного слоя, пористость может быть определена из формулы:

$$P = \frac{S_{\text{pore}}}{S_{\text{cell}}}, \quad (1)$$

где S_{pore} – площадь поперечного сечения поры с радиусом R_P ; S_{cell} – площадь поперечного сечения гексагональной ячейки.

Площадь гексагональной ячейки рассчитывали по формуле для площади правильного шестиугольника, где $L/2$ – это радиус вписанной в шестиугольник окружности:

$$S_{\text{cell}} = 2\sqrt{3} \cdot \left(\frac{L}{2}\right)^2 = \frac{\sqrt{3}}{2} L^2. \quad (2)$$

Площадь поперечного сечения поры с радиусом R_P рассчитывали по формуле площади круга:

$$S_{\text{pore}} = \pi \cdot R_P^2, \quad (3)$$

где r – радиус поперечного сечения поры;

Теперь, используя формулы (1–3), можем рассчитать радиус поры (R_P) для любого случая пористости:

$$R_P = L \sqrt{\frac{\sqrt{3} \cdot P}{2\pi}}. \quad (4)$$

Мы будем рассматривать стационарный случай и полагать, что ток равномерно распределяется по всей площади на границе алюминий – анодный оксид алюминия. Соответственно, ток, протекающий через единицу площади, будет также равномерно распределяться на все гексагональные ячейки. Ток в каждой гексагональной ячейке течет через дно поры с площадью S_r (рис. 2), где S_r – площадь сегмента сферы с радиусом r .

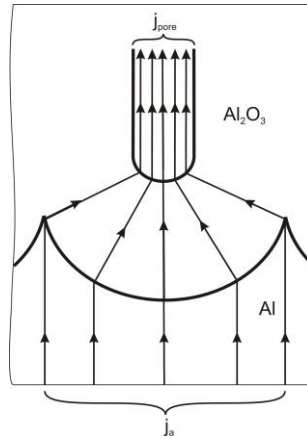


Рис. 2. Схема протекания электрического тока в ячейке пористого оксида алюминия при анодировании

Тогда плотность тока на дне поры (j_{pore}) можно рассчитать следующим образом:

$$j_{\text{pore}} = \frac{j_a \cdot S_{\text{cell}}}{S_{\text{pore}}} = \frac{j_a}{P}. \quad (5)$$

Для того, чтобы рассчитать удельное сопротивление материала барьерного слоя, поделим барьерный слой на сегменты шара с радиусами от R_p до R_s и углом φ , вычислим площадь сферической поверхности каждого сегмента и плотность протекающего через них тока, затем проинтегрируем по всей толщине барьерного слоя.

Согласно принятой нами двумерной модели сферической поверхности шарового сегмента (рис. 1) угол φ равен 2α . Для его расчета рассмотрим прямоугольный треугольник с катетом $L/2$ и гипотенузой R_s . Синус угла равен отношению противолежащего катета к гипотенузе:

$$\sin \alpha = \frac{L}{2R_s}. \quad (6)$$

Тогда

$$\varphi = 2\alpha = 2 \left(\arcsin \frac{L}{2R_s} \right). \quad (7)$$

Площадь сферической поверхности шарового сегмента (S_{segm}) рассчитывается по формуле:

$$S_{\text{segm}} = 2\pi \cdot r \cdot h, \quad (8)$$

где h – высота шарового сегмента. Высоту шарового сегмента можно вычислить через гипотенузу (r) и угол (α):

$$h = r \cdot (1 - \cos \alpha). \quad (9)$$

Тогда площадь сферической поверхности шарового сегмента будет равна:

$$S_{\text{segm}}(r) = 2\pi r^2 (1 - \cos \alpha). \quad (10)$$

Плотность тока в шаровом сегменте с радиусом r будет равна отношению площади поперечного сечения поры к площади сегмента радиуса r , умноженного на плотность тока в поре:

$$j_a(r) = j_{\text{pore}} \frac{S_{\text{segm}}(r)}{S_{\text{pore}}}. \quad (11)$$

Рассчитаем удельное сопротивление материала барьерного слоя. Сопротивление проводника длиной l рассчитывается по формуле:

$$R = \frac{\rho \cdot l}{S}. \quad (12)$$

Сила тока:

$$I_a = j_a \cdot S. \quad (13)$$

Из формул (12) и (13) получаем:

$$U_a = I_a \cdot R = j_a \cdot \rho \cdot l. \quad (14)$$

Проинтегрировав по всей толщине барьерного слоя получим:

$$\int_0^U dU_a = \int_{R_p}^{R_s} j_a(r) \cdot \rho \, dr, \quad (15)$$

$$\rho = \frac{U_a}{\int_{R_p}^{R_s} j_a(r) \, dr}. \quad (16)$$

Для разных значений пористости мы считали удельное сопротивление материала одинаковым. Тепловую мощность, выделяемую в проводнике длиной l и площадью S , можно рассчитать по формуле:

$$Q = I_a^2 \cdot R = (j_a \cdot S)^2 \cdot \rho \cdot \frac{l}{S} = j_a^2 \cdot \rho \cdot l \cdot S. \quad (17)$$

Для того, чтобы определить тепловую мощность, выделяемую в единицы объема, необходимо общее количество теплоты разделить на длину проводника и на его площадь:

$$Q_{\text{уд}} = \frac{Q}{l \cdot S} = j_a^2 \cdot \rho. \quad (18)$$

Для нашего случая значение плотности тока зависит от расстояния до дна поры. Тогда удельное количество теплоты (q), выделяемое в единице объема, можно рассчитать по формуле:

$$q(r) = (j_a(r))^2 \cdot \rho. \quad (19)$$

Построим графики мощности тепловыделения для трех значений пористости: 1%, 3% и 10%. На рис. 3 представлены результаты расчета мощности тепловыделения в единице объема.

По оси координат приведены относительные значения толщины барьерного слоя, где нулевая точка соответствует границе электролит – барьерный слой, а 100%-ное значение соответствует границе раздела металл – барьерный слой.

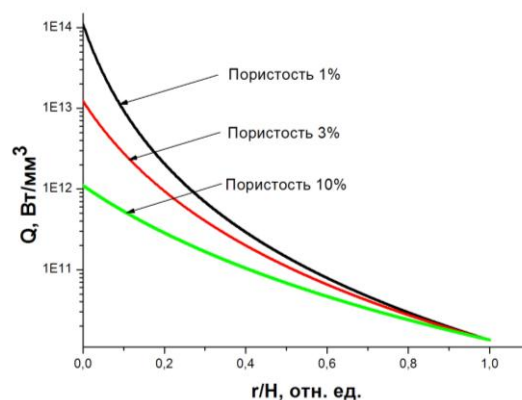


Рис.3. Пространственное распределение тепловой мощности, выделенной внутри барьерного слоя от дна поры (нулевое значение оси координат) до границы оксид-металл (единичное значение оси координат) для пленок различной пористости

Результаты расчета показывают, что плотность выделяемого джоулевого тепла в барьерном слое на границе с электролитом более чем на порядок выше аналогичной величины на границе барьерного слоя с алюминием (см. рис. 4). Таким образом, самым горячим местом является граница раздела барьерный слой – электролит на дне поры.

Учитывая тот факт, что средняя температура барьерного слоя во время процесса анодирования может превышать температуру электролита более чем на 100°C, а температура внутри барьерного слоя линейно зависит от плотности джоулевого тепла, можно предположить, что в локальных областях микроплазменного пробоя температура достигает 1000°C и более. В подтверждение этого свидетельствуют фотографии светоизлучающих точек на поверхности пористого оксида алюминия во время анодного процесса при плотности тока формовки 2000 А/м² (см. рис. 5). Именно при таких режимах средняя температура барьерного слоя превышала 100°C [6], а наблюдаемые в оптическом микроскопе светящиеся точки, по всей видимости, соответствуют микроплазменным образованиям, световая температура которых превышает 1000°C. Время жизни наблюдаемых микроплазменных образований составляет доли секунд. Можно предположить, что появление микроплазм является причиной осцилляций, наблюдаемых другими авторами [8] при проведении анодного процесса при высоких напряжениях формовки.

Наиболее эффективными способами рассеивания выделяемого тепла являются проведение процесса анодирования при низких температурах электролита (в частности при температурах ниже 0°C); интенсивное перемешивание электролита; использование маскирующих покрытий для обрабатываемой поверхности с целью локализации анодного процесса; проведение процесса анодирования в менисковой области электролита.

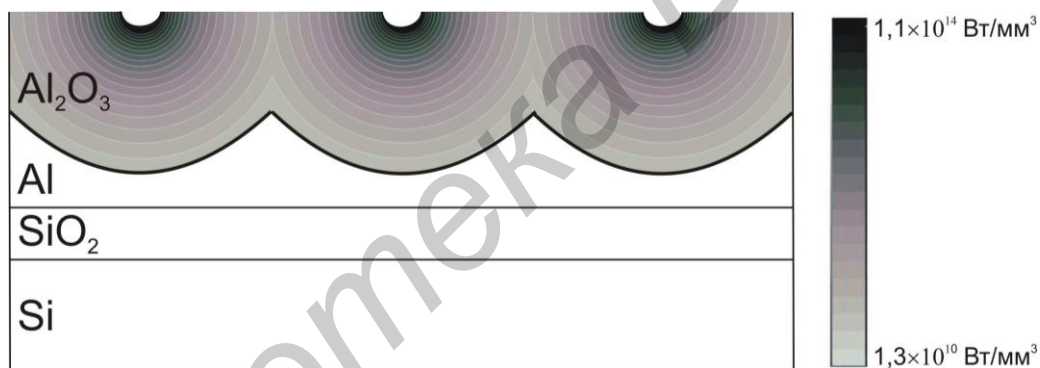


Рис. 4. Схематическое представление объемной мощности тепловыделения внутри барьерного слоя в поперечном сечении элементарных ячеек пористого оксида алюминия.

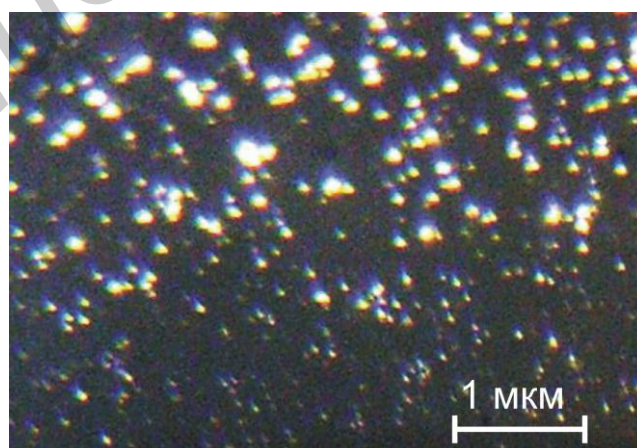


Рис. 5. Микроплазменные образования, наблюдаемые при помощи оптического микроскопа во время пористого анодирования алюминия при плотности тока формовки 2000 А/м².

Заключение

Проведен расчет тепловой мощности, выделенной внутри барьерного слоя пористого оксида алюминия при анодировании. Полученные результаты показывают, что при низкой по-

ристости оксидов джоулево тепловыделение в области границы дна поры может значительно превышать тепловыделение в других областях пористого оксида, что приводит к локальному разогреву этих мест и появлению микроплазменных образований во время процесса анодирования.

JOULE HEAT CALCULATION IN POROUS ALUMINA BARRIER LAYER DURING ELECTROCHEMICAL ANODIZING PROCESS

P.S. KATSUBA, A.K. LESHOK, V.B. VYSOTSKIY, S.K. LAZAROUK

Abstract

Heat-segregation calculations inside porous alumina barrier layer have been performed. It is shown that Joule heat on pore bottom surface is four orders of magnitude greater than in other porous oxide areas. This effect leads to local heating of this areas and microplasma formations during anodizing process. The recommendations about the heat dissipation efficiency increasing in order to improve the uniformity of the structures have been advised.

Список литературы

1. *Lazarouk S., Katsouba S., Leshok A., et. al.* // *Microelectronic Engineering*. 2000. Vol. 50. №1-4. P. 321–327.
2. *Katsuba P., Jaguiro P., Lazarouk S., et. al.* // *Physica E. Low-dimensional Systems and Nanostructures*. 2009. Vol. 41. P.931–934.
3. *S.K. Lazarouk, A.A. Leshok, V.A. Labunov, et. al.* // *Semiconductors*. 2005. Vol. 39. №1. P. 149–152.
4. *Chu S., Wada K., Inoue S., et. al.* // *Adv. Mater.* 2005. Vol. 17. P. 2115.
5. *Lazarouk S., Baranov I, Maello G., et. al.* // *Journal of Electrochemical Society*. 1994. Vol. 141. P. 2556–2559.
6. *Lazarouk S., Sasinovich D., Borisenko V., et. al.* // *Journal of Applied Physics*. 2010. Vol. 107. P. 1–5.
7. *Юнг Л.* // *Анодные оксидные пленки*. Л., 1961.
8. *Lee W., Kim J., Cosele V.* // *Adv. Funct. Mater.* 2010. Vol. 20. P. 21–27.

УДК 621.3.047.77-026.13(045)

ОПРЕДЕЛЕНИЕ КОЭФФИЦИЕНТОВ ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТИ ВЫХОДНЫХ ПАРАМЕТРОВ ИНТЕГРАЛЬНЫХ СХЕМ К ВНУТРЕННИМ ДЕФЕКТАМ

А.И. БЕЛОУС, А.В. ПРИБЫЛЬСКИЙ

ОАО «ИНТЕГРАЛ»

Казинца И.П., 121А, Минск, 220108, Беларусь

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

Поступила в редакцию 14 мая 2012

Важнейшей проблемой обеспечения эксплуатационной надежности современной радиоэлектронной аппаратуры является проблема обнаружения в процессе производства интегральных схем, имеющих скрытые (неявные) дефекты. Такие дефекты не выявляются обычными видами контроля, заложенными в нормативной технической документации.

Ключевые слова: скрытый дефект, эксплуатационная надежность, интегральная схема, отбраковка, выходной контроль.

Введение

Использование в технологическом процессе дополнительных этапов отбраковки, термотренировки, испытаний интегральных схем и дополнительных операций измерения электрофизических параметров позволяет существенно снизить интенсивность отказов аппаратуры. Однако в силу известных тенденций развития микроэлектроники (повышение степени интеграции, уменьшение вертикальных и горизонтальных геометрических размеров активных элементов и токоведущих слоев) современные интегральные схемы становятся все более чувствительны к наличию скрытых производственных дефектов. Известные методы отбраковки не позволяют эффективно выявлять интегральные схемы со скрытыми дефектами кристалла из-за сложности учета влияния внешних воздействий на внутренние элементы на этапах выходного контроля.

Теоретический анализ возможности обнаружения скрытых дефектов

Теоретическую основу неразрушающего метода диагностического контроля составляют исследования физических характеристик вещества и обнаружение несовершенства его структуры. Эти методы базируются на результатах анализа механизмов отказов и исследованиях кинетики физико-химических процессов, приводящих к отказам.

В общем случае выходную характеристику интегральной схемы по r -му выходному параметру Y_r можно представить в виде [1, 2]:

$$Y_r = \varphi(q_1, \dots, q_l, \dots, q_L, E_1, \dots, E_k, \dots, E_N), \quad (1)$$

где q_l ($l = 1 \dots L$) – внутренний параметр полупроводникового прибора; E_k ($k = 1 \dots N$) – параметр внешнего воздействия.

Под внешним воздействием (E_k) понимается воздействие окружающей среды (температура, радиация, влажность), изменение характеристик входных сигналов и напряжений источ-

ников питания, изменение величины электрической нагрузки. Внутренними параметрами будем считать электрические параметры элементов, составляющих интегральную схему.

Воспользовавшись разложением в ряд Тейлора с точностью до первых членов, получим:

$$\Delta Y_r = \sum [d\varphi(q_i, E_k) \cdot \Delta E_k] / \Delta E_k. \quad (2)$$

Коэффициенты (коэффициенты чувствительности), стоящие перед абсолютными величинами ΔE_k характеризуют степень влияния отклонений соответствующего параметра E_k на изменение ΔY_r r -го выходного параметра Y_r . Если все дефекты кристалла свести к утечкам между какими-либо узлами схемы, то можно представить дефект в виде паразитного внутрисхемного резистора утечки, значение которого может изменяться от нуля до ∞ . Так множество внутренних параметров интегральной схемы q можно выразить через параметры дефектов схемы R_{ij} :

$$q = f(R_{ij}), \quad (3)$$

где R_{ij} – эквивалентное сопротивление канала тока утечки между i и j узлами схемы.

Чувствительность выходных параметров интегральной схемы к различным дефектам связана с изменением значений внутренних параметров. Очевидно, что чем больше значение коэффициента чувствительности, тем сильнее дефект влияет на выходные параметры схемы и тем легче выявить дефектную схему.

Для определения коэффициентов чувствительности выходных параметров к дефектам необходимо:

– провести классификацию «скрытых» дефектов с точки зрения их влияния на выходные характеристики, чтобы найти метод отбраковки схем с наиболее распространенными дефектами;

– смоделировать механизм влияния дефекта на выходные характеристики схемы и определить режимы или метод измерений, провоцирующий усиление такого влияния.

Методика определения коэффициентов чувствительности выходных параметров

Влияние дефектов, приводящих к возникновению токов утечки между двумя любыми узлами интегральной схемы, можно представить в виде паразитного внутрисхемного «резистора утечки» [3, 4].

Определения коэффициентов чувствительности проведем на простом примере базового вентиля серии K1533, представленной на рис. 1.

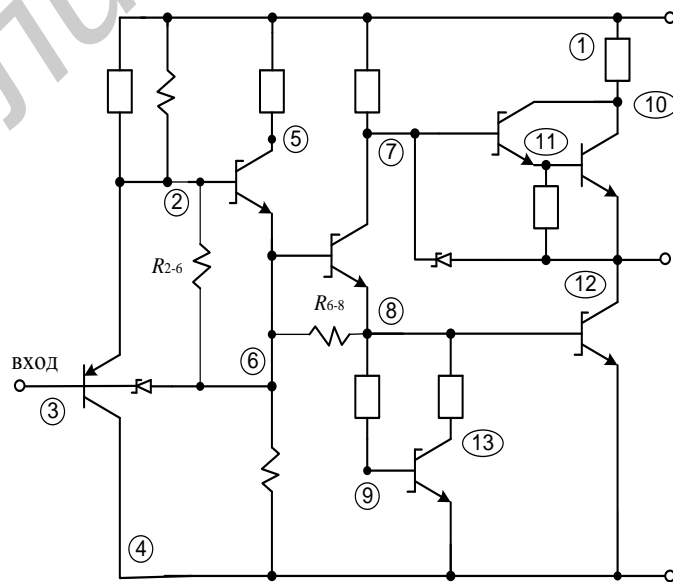


Рис. 1. Базовый вентиль серии 1533

В таком вентиле выделим 13 схемных узлов. Каждый дефект типа «утечка» будем представлять в виде эквивалентного резистора. В такой ячейке, содержащей 13 узлов, теоретически можно включить $C_{13}^2 = 78$ различных резисторов утечки R_{ij} , где i и j номера узлов схемы, между которыми может существовать утечка. Данный подход предполагает наличие в схеме одновременно только одного дефекта типа «утечка», что подтверждается результатами анализа отказавших интегральных схем. Количественная оценка степени влияния различных дефектов на выходные параметры схемы проведена на основе расчета коэффициентов чувствительности, показывающих относительное изменение параметра при относительном изменении величины эквивалентного резистора утечки:

$$K_{ij} = \left[\frac{\Delta N(\Delta R_{ij})}{\Delta R_{ij}} \right] \dots \left[\frac{R_{ij}}{N(R_{ij})} \right], \quad (4)$$

где R_{ij} – величина резистора утечки, включенного между i -м и j -ым узлами схемы; $\Delta N(\Delta R_{ij})$ – приращение выходного параметра $N(R_{ij})$, обусловленное изменением R_{ij} на величину ΔR_{ij} .

Для анализа влияния температуры на чувствительность выходных параметров интегральной схемы к наличию дефектов проводилось определение максимальных коэффициентов чувствительности по выбранному типу утечки при снижении (увеличении) температуры окружающей среды и изменении напряжения питания. На рис. 2, 3 приведены зависимости величин K_{ij} от температуры и напряжения питания для наиболее критичных точек схемы.

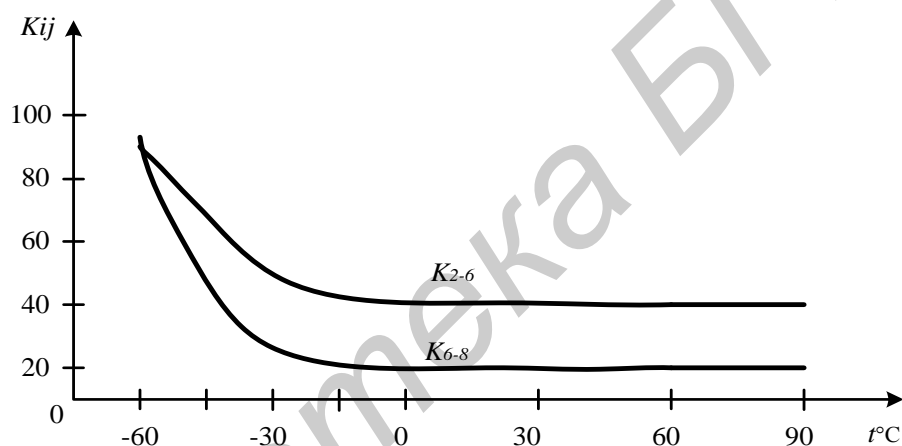


Рис. 2. Зависимость величин K_{2-6} и K_{6-8} от температуры

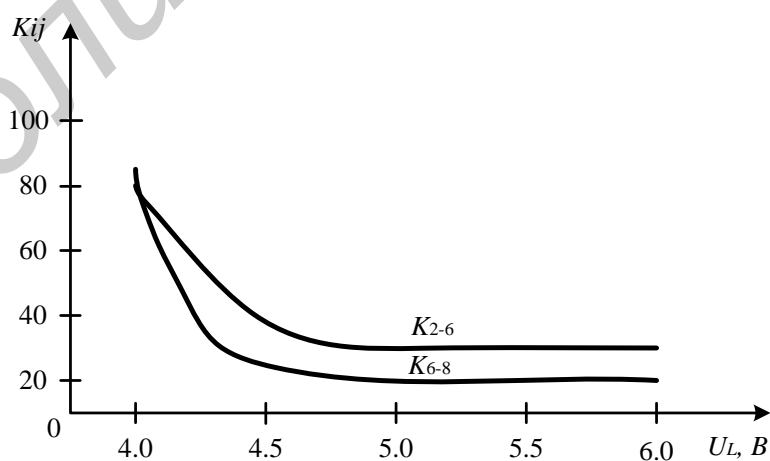


Рис. 3. Зависимость величин K_{2-6} и K_{6-8} от выходного напряжения U_L

Заключение

Таким образом, полученные экспериментально зависимости коэффициентов чувствительности от температуры и выходного напряжения низкого уровня подтверждают возрастание чувствительности к наличию скрытых дефектов при снижении температуры и напряжения питания. Отмечено отсутствие увеличения коэффициентов чувствительности при высоких температурах (рис. 2) и повышенном напряжении питания (рис. 3). Это является предпосылкой для возможного исключения контроля параметров при повышенной температуре и повышенном напряжении питания. Дополнительно следует отметить эффективность выявления интегральных схем со скрытыми дефектами (из-за повышения коэффициентов чувствительности) при контроле схем в условиях, выходящих за пределы, установленные в технической документации.

IDENTIFICATION OF SENSITIVITY FACTORS OF IC OUTPUT PARAMETERS TO INTERNAL DEFECTS

A.I. BELOUS, A.V. PRYBYLSKI

Abstract

The crucial problem of ensuring operational reliability of modern radio electronic equipment is the problem of detecting the integrated circuits with latent (not obvious) defects in the course of production. Such defects shall not be revealed through standard checking procedures specified in standard normative technical documentation.

Список литературы

1. *Мурога С.* Системное проектирование сверхбольших интегральных схем. М., 1985.
2. *Красников Г.Я., Зайцев Н.А.* Физико-технологические основы обеспечения качества СБИС. М., 1998.
3. *Стемковский А.Л.* Методы логического и логико-временного анализа цифровых КМОП СБИС. М., 2007.
4. *Никитин В.А.* Схемотехника интегральных схем ТТЛ, ТТЛШ и КМОП. М., 2010.

УДК 004.932.75'1

СВЕРТОЧНАЯ НЕЙРОСЕТЕВАЯ МОДЕЛЬ В ЗАДАЧЕ КЛАССИФИКАЦИИ ИЗОБРАЖЕНИЙ ИЗОЛИРОВАННЫХ ЦИФР

Н.Н. КУЗЬМИЦКИЙ

*Брестский государственный технический университет
Московская, 267, Брест, 224017, Беларусь*

Поступила в редакцию 25 апреля 2012

Выполнен анализ сверточной нейросетевой модели. Разработано программное обеспечение, позволяющее обучать и тестировать сверточные нейронные сети базовой архитектуры LeNet-5. Показана эффективность методики дообучения и искажения тренировочных образов. Построен классификатор изображений изолированных цифр. Произведена оценка устойчивости его характеристик на примерах известных рукописных и шрифтовых баз данных.

Ключевые слова: машинное обучение, сверточная нейронная сеть, алгоритм обратного распространения, метод Левенберга-Марквардта, искажение, дообучение, MNIST.

Введение

Классификаторы, создаваемые на основе методов машинного обучения и аннотированной информации баз данных, широко применяются в области автоматического распознавания символов (Optical Character Recognition, OCR) с начала 1990-х. В первом из прошедших с тех пор десятилетий наблюдался уверенный прогресс в увеличении их эффективности, что позволило выполнить успешные внедрения во многих практических приложениях: обработке банковских счетов, деловой переписке, почтовой сортировке и др. Результаты вселяли уверенность в полном разрешении OCR-проблематики в скором времени, однако активное расширение круга задач данной области, начиная с 2000-х (создание цифровых библиотек, анализ исторических документов, естественных изображений, содержащих текстовую информацию и т.д.) выявило значительные ограничения эффективности классификаторов, в частности, при обработке искаженных и зашумленных изображений символов, разнообразной шрифтовой и рукописной природы.

Возрастание интереса исследователей привело к появлению новых моделей (например, машин опорных векторов), применяемых для решения OCR-задач и совершенствованию традиционных, в частности, искусственных нейронных сетей [1]. Именно в рамках последних была разработана сверточная архитектура, которая, по мнению ряда авторов, наилучшим образом подходит для решения визуальных задач анализа документов [2]. Целью представленного в статье исследования являлось изучение возможности применения данной архитектуры для создания универсального классификатора изображений изолированных цифр и его апробация на примерах известных баз данных. Научный интерес заключался в создании на основе достаточно распространённого нейросетевого подхода эффективного классификатора изображений указанного типа, не используя при этом «тяжеловесные» методы (например, попиксельное сравнение), зачастую применяемые в коммерческих OCR-системах. Практический интерес определялся перспективой применения подхода для классификации изображений символов полного алфавита, имеющих произвольное аппаратно-программное происхождение, и его внедрение в разрабатываемую систему анализа цифровых изображений документов.

Архитектура нейросетевой модели и ее обучение

Сверточные нейронные сети (Convolutional Neural Networks, CNN) являются представителями класса моделей, поводом к созданию которых послужили исследования зрительного аппарата кошек, проведенные Хубелем и Вейселем в 1960-х [3]. Их результатом было открытие двух типов клеток, влияющих на зрительную восприимчивость: первые обладают свойством локальной чувствительности и предназначены для выделения элементарных характеристик образов (ориентированных краев, конечных точек, углов и др.), вторые путем их комбинирования осуществляют построение высокоуровневых признаков.

Первой нейросетевой моделью, реализующей обнаруженное поведение, был неокогнитрон Фукушимы [4], при этом применялась неконтролируемая настройка банка фильтров и контролируемое обучение линейного классификатора. Дальнейшие исследования позволили упростить структуру нейронной сети и привести ее обучение к полностью контролируемому. В результате была создана новая сверточная архитектура, сфера практического применения которой в настоящее время постоянно расширяется: системы OCR, идентификации лиц, навигации, восстановления сигналов, робототехника и т.д. [5].

Известны различные реализации сверточных нейронных сетей, отличающиеся топологией слоев, способом организации процесса обучения и др. Исходя из результатов их применения в решении задач классификации, аналогичных рассматриваемой, и возможностей обучения сети без использования специализированного аппаратного обеспечения, в качестве базовой для проведения описываемой исследовательской работы была выбрана нейросетевая модель LeNet-5, созданная Яном Лекуном в конце 1990-х [6]. В ее основе лежат три архитектурные идеи:

1) *локальные рецептивные поля* (нейроны получают входной сигнал от окрестностей нейронов предыдущего слоя, за счет чего сеть обучается двумерной структуре входного образа);

2) *разделяемые веса* (нейроны слоя объединены картами, в которых они обладают общими весами, при этом карты генерируют различные признаки и сокращают количество параметров, настраиваемых в ходе обучения);

3) *пространственные подвыборки* (локальное усреднение откликов карт приводит к синтезу высокоуровневых признаков и повышает инвариантность сети к искажениям).

Как видно из рис. 1, входным сигналом для сверточной нейронной сети является изолированное изображение символа размером 32×32 пикселя, которое отображается через 6 скрытых и 1 выходной слой. Первый из них $S1$ относится к сверточному типу, содержит 6 карт признаков размером 28×28 и связывает свои нейроны с окрестностями размером 5×5 входного изображения. Следующий слой $S2$ является подвыборочным и осуществляет усреднение откликов нейронов предыдущего по неперекрывающимся окрестностям размером 2×2 , поэтому имеет 6 карт признаков, размером 14×14 .

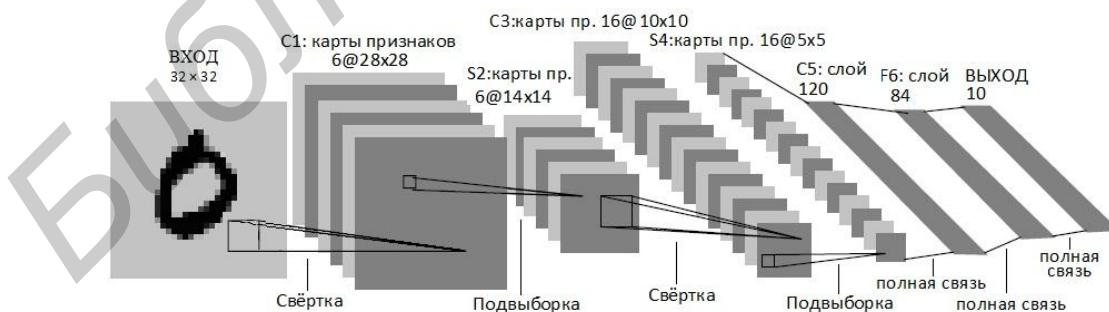


Рис. 1. Архитектура сверточной нейронной сети LeNet-5 [6]

В соответствии с чередованием типов слоев, третий $S3$ является сверточным, содержит 16 карт размером 10×10 . Его особенностью является связывание нейронов с различным числом окрестностей размером 5×5 , занимающих идентичные положения в картах признаков предыдущего слоя, что сокращает количество настраиваемых параметров, улучшая обобщаемость сети за счет повышения несимметричности распространения сигналов в ней. Следующий слой $S4$, являясь подвыборочным, осуществляет аналогичную с $S2$ работу по уменьшению разре-

ния признаков, содержит 16 карт размером 5×5 . Слой $C5$ относится к свёрточному типу, при этом обладает полносвязным соединением, т.к. отображает свои 120 нейронов на окрестности размером 5×5 , совпадающие с целыми картами $S4$. Слой $F6$ также полносвязный, отклики его 84 нейронов соотносятся с моделями классов, загружаемыми в виде весовых коэффициентов 10 нейронов последнего слоя. В качестве моделей классов могут применяться изображения их идеальных образов размером 7×12 . В этом случае выходы сети представляют собой евклидовы расстояния между откликами $F6$ и идеальными образами, которые после отображения функцией Гаусса можно интерпретировать как вероятности принадлежности сигналов классам [6].

Отметим, что в представленной ниже экспериментальной работе была реализована сокращенная, по сравнению с описанной, свёрточная архитектура. В ней не применялись модели классов, отсутствовал слой $F6$, а выход сети рассчитывался в обычной нейросетевой манере, при этом в качестве функции активации был выбран гиперболический тангенс. В результате общее число связей сети составило 331114, в то время как количество настраиваемых параметров – 51046. Причиной сокращения архитектуры является целесообразность применения моделей классов главным образом для распознавания изображений полного алфавита, в котором имеются подмножества с низкой межгрупповой изменчивостью: $I - 1, k - K, 0 - O$ и др.

Обучение свёрточной нейронной сети осуществляется модификацией алгоритма обратного распространения ошибки стохастическим диагональным методом Левенберга-Марквардта [7]. Использование модификации обеспечивает ускорение сходимости обучения, путём индивидуальной настройки для весов каждого нейрона глобального параметра η , позволяющей замедлять процесс обучения на крутых областях весового пространства и ускорять на плоских: $w_{new}^k = w_{old}^k - \eta_k \cdot \partial E / \partial w^k$; $\eta_k = \eta / (h_{kk} + \mu)$, где w^k – k -ый настраиваемый параметр сети; μ – константа; E – функция ошибки, которая может быть вычислена как среднее квадратичное отклонение желаемого отклика t от фактического y ; h_{kk} – оценка второй производной E по w^k ; V^k – связи между i -ым и j -ым нейронами, разделяющие w^k : $E = 0,5 \cdot \sum_i^{10} (y^i - t^i)^2$;

$h_{kk} = \sum_{(i,j) \in V^k} \sum_{(k,l) \in V^k} \partial^2 E / (\partial u_{ij} \partial u_{kl})$. Расчёт приближённого h_{kk} осуществляется по следующим формулам:

$$h_{kk} = \sum_{(i,j) \in V^k} \partial^2 E / \partial u_{ij}^2; \partial^2 E / \partial u_{ij}^2 = 1/P \cdot \sum_{n=1}^P \partial^2 E^n / \partial u_{ij}^2;$$

$$\partial^2 E^n / \partial u_{ij}^2 = \partial^2 E^n / \partial a_i^2 \cdot x_j^2; \partial^2 E^n / \partial a_i^2 = f'(a_i)^2 \cdot \sum_k u_{ki}^2 \cdot \partial^2 E^n / \partial a_k^2,$$

где x_j – отклик j -го нейрона, a_i – сумма взвешенных входов i -го нейрона, P – число образов.

Используемая аппроксимация Гаусса-Ньютона гарантирует неотрицательность гессиана, при этом рассчитываются только диагональные элементы, а остальные отбрасываются. Организация вычислений по данным формулам аналогична этапу обратного распространения первой производной функции ошибки. Пересчёт гессиана производится перед каждой эпохой обучения и лишь на части тренировочного множества (в [6] для 60000 образов предлагалось использовать $P = 500$). Последнее обстоятельство объясняется зависимостью характеристик функции ошибки в большей степени от архитектуры сети, чем от статистических свойств классов.

Описание базы маркированных образов

Высокая практическая востребованность эффективных OCR систем является стимулом к постоянному совершенствованию методов машинного обучения, применяющихся для разработки классификаторов цифровых изображений символов. При этом улучшается не только соответствующий математический аппарат, но и не менее важный фактор для реализации эффективного процесса обучения – качество и количество маркированных образов. К настоящему

моменту научным сообществом был накоплен большой набор баз данных, отличающихся целью использования (тренировка и тестирование классификаторов, определение их уровня обобщаемости), содержанием (языковая, алфавитная принадлежность), типом информации (машинные шрифты, рукописные, созданные программным образом), источником (сканеры, планшетные компьютеры, цифровые фотоаппараты), формами (графические, закодированные файлы), доступностью (коммерческие и свободного обращения), объёмом и др. Руководствуясь данными характеристиками и поставленными целями исследования, в качестве основной для проведения экспериментальной работы была выбрана база рукописных цифр MNIST [8].

MNIST (от англ. Modified NIST) является подмножеством более объемной базы NIST [9], содержащей рукописные образы, сегментированные из изображений специально подготовленных шаблонов, заполненных респондентами бюро переписи и студентами учреждений образования США. MNIST состоит из тренировочной (60000 образов) и тестовой (10000) частей, причём для повышения уникальности в разные части были помещены образы, полученные от различных авторов. Оригинальные бинарные данные были смасштабированы так, чтобы символ вписывался в прямоугольник размером 20×20 , который в дальнейшем был помещён в итоговое изображение размером 32×32 пикселя, при этом должны совпадать центр тяжести прямоугольника и геометрический центр изображения.

MNIST является достаточно представительной базой данных, однако ряд исследователей, в частности Патрик Симард в [2], предлагают для повышения уровня обобщаемости нейронной сети использовать расширенное искажёнными образами тренировочное множество. Искажения могут включать в себя как известные аффинные преобразования, так и «эластичные» (рис. 2). В последнем случае создаются матрицы Δx и Δy размером равным входному образу, которые заполняются случайными величинами, равномерно распределёнными на отрезке $[-1; 1]$. Далее они сглаживаются функцией Гаусса со стандартным отклонением σ пропорциональным размеру ядра функции. Итоговые матрицы задают смещения точек в соответствующих позициях изображения, причём интенсивность смещения регулируется множителем α , а искажённый образ строится с помощью билинейной интерполяции. Отметим, что наиболее эффективными в экспериментах [2] были следующие значения параметров эластичных искажений: $\sigma = 4$, $\alpha = 34$ для матрицы 29×29 .



Рис. 2. Примеры изображений (первое слева – исходное), подверженных эластичным искажениям с параметрами: $\sigma \in [4, 8]$, $\alpha \in [5, 50]$

Экспериментальная работа и анализ результатов

Целью проведенной экспериментальной работы была качественная и количественная оценка характеристик сверточной нейронной сети, созданной на основе базовой архитектуры *LeNet-5*, обучение и тестирование которой осуществлялось с использованием собственного программного обеспечения. При этом основное внимание уделялось определению: обучаемости (точности распознавания образов тренировочного множества), обобщаемости (точности распознавания образов тестового множества) и эффективности функционирования (времени обучения и тестирования) сети. Для проведения экспериментов использовалось оборудование следующей аппаратно-программной конфигурации: процессор – Intel Core 2 Duo i3-530 2,93 GHz, ОЗУ – DDR3 2048 Mb, ОС – Windows 7 Ultimate, платформа – .NET.

Подготовка запуска обучения нейронной сети включала:

1) начальную инициализацию весовых коэффициентов: весам присваивались случайные значения, равномерно распределённые на интервале $[-2,4F_i, 2,4F_i]$, где F_i – число входных связей i -го нейрона;

2) выбор количества эпох и методики изменения коэффициента η : в отличие от п.1, который соответствует рекомендациям [6], в данном случае обучение сети было решено провести за 68 эпох, с начальным значением $\eta = 0,00085$, которое изменялось каждые 2 эпохи путем умножения на коэффициент 0,8099, в итоге конечное значение η составило 0,000001;

3) настройку параметров искажений входных образов: величины поворота (угол в пределах $\pm 15^\circ$, для изображений цифр '1' и '7' – $\pm 7^\circ$), изменения масштаба (в пределах $\pm 15\%$, для каждой размерности по отдельности), эластичных искажений ($\sigma = 8$, $\alpha = 36$), для ускорения сходимости обучения диапазон оттенков серого [0, 255] был нормирован к [-1, 1].

Отметим, что коррекция весов нейронов проводилась после обработки каждого входного образа, а для предотвращения переобучения сети применялась методика пропуска цикла обратного распространения ошибки в случае если её величина была меньше заданного значения ϵ , что также позволяет увеличить скорость обучения. Кроме того, для повышения уровня обобщаемости сети искажения тренировочных образов было решено выполнять перед каждой эпохой, что в свою очередь потребовало увеличения их количества до 68 ввиду возрастания времени сходимости. Результаты обучения и тестирования сети приведены в табл. 1.

Таблица 1. Результаты обучения и тестирования сверточной нейронной сети

Этапы обучения	Точность на тренировочном MNIST	Точность на тестовом MNIST	Число эпох	Время обучения (час)	Частота искажений (по эпохам)
1	99,35%	99,39%	68	6,88	каждую
2	99,89%	99,36%	56	3,13	через 1
3	99,91%	99,36%	37	1,55	–

Анализ данных таблицы показывает, что сверточная нейронная сеть обладает высокими показателями обучаемости и обобщаемости, т.к. после первого этапа обучения точность распознавания на обеих контрольных выборках составила более 99%. При этом точность на тренировочной выборке оказалась меньше, чем на тестовой, что свидетельствует о сильном влиянии на обучение искажения образов, не дающего сети выполнить их простое запоминание и, как следствие, увеличивающие её обобщающие способности. Скорость сходимости являлась вполне удовлетворительной для выполнения непрерывного запуска обучения на обычном ЭВМ: время тестирования сети составило 0,0033 час или 833 образа/сек (искажения при тестировании не применялись). Примеры неверно классифицированных изображений тестового множества приведены на рис. 3, а.

Для изучения возможности повышения точности распознавания тренировочного MNIST было выполнено дообучение нейронной сети, при этом искажения применялись каждую вторую эпоху. Техника дообучения, по мнению ряда авторов, в частности С. Осовского [10], является весьма эффективной, т.к. она позволяет выполнить «встряхивание весов» с минимальной вероятностью вывода поиска из сферы притяжения ранее найденного локального минимума, чем при обучении «с чистого листа». Сеть в такой ситуации должна проявить способности к усвоению наиболее характерных признаков и после кратковременной амнезии быстро восстановиться, а затем, в большинстве случаев, улучшить свои показатели.

Данное предположение подтверждается повышением точности распознавания тренировочного MNIST после второго этапа обучения на 0,54%, при этом было отмечено небольшое снижение точности тестового на 0,03%. Последнее наблюдение объясняется с позиций неравенства Вапника-Червоненкиса, в соответствии с которым обобщаемость прямо пропорциональна отношению объема обучающей выборки к мере сложности модели (количеству настраиваемых параметров) [10]. Сокращение вариативности входных данных в результате ограничения использования искажений и оставшееся неизменным количество весовых коэффициентов привели к повышению адаптации сети к тренировочному множеству, несколько понизив её уровень обобщаемости.

Третий этап обучения сети, проведенный при отсутствии искажений, подтвердил ранее полученные выводы. Ожидаемое увеличение точности распознавания тренировочной выборки оказалось незначительным (0,02%), при этом основной интерес представлял показатель обобщаемости, который сохранился на прежнем уровне. Данный факт позволяет утверждать, что был достигнут компромисс между стремлением обучения к выходу из локального минимума и силой его притяжения, т.е. из данного минимума было извлечено максимум возможного. Для оценки эффективности построенной нейронной сети в табл. 2 приведены результаты классификации тестового MNIST, полученные другими типами моделей (подробнее можно ознакомиться в [8]).

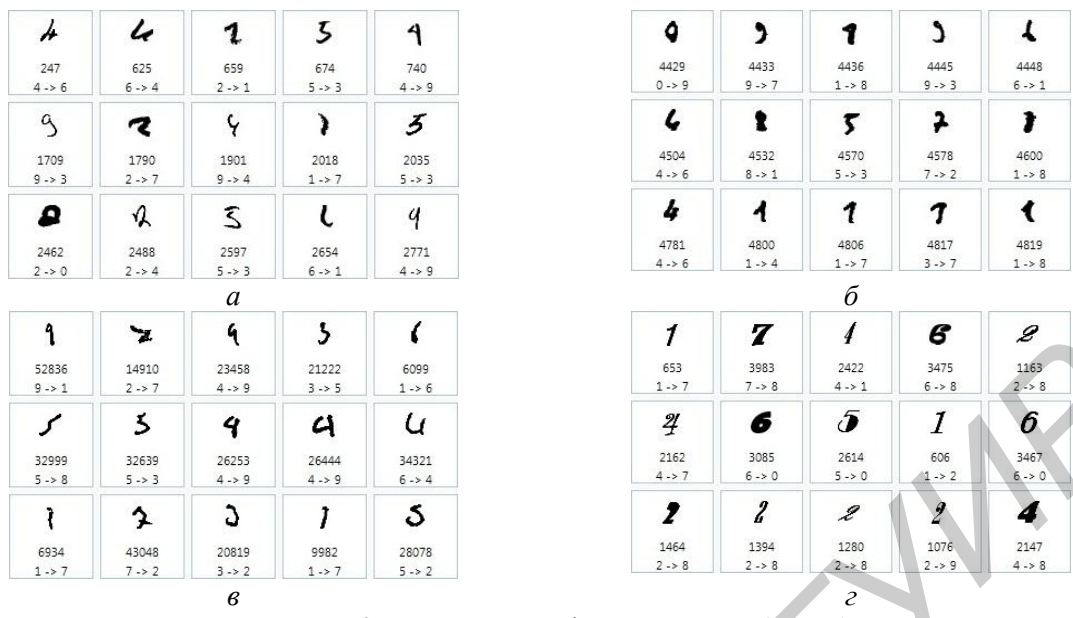


Рис. 3. Неверно классифицированные образы баз: тестового MNIST (а), OPTDIGTS (б), NIST (в), WIN_FONT (г) (в нижних строках слева – истинный номер класса, справа – предсказанный)

Таблица 2. Результаты классификации тестового MNIST различными типами моделей

Классификатор	Ошибка на тестовом MNIST (в %)	Авторы
pairwise linear classifier	7,6	LeCun et al.
PCA + quadratic classifier	3,3	LeCun et al.
boosted stumps	0,87	Kegl et al.
K-nearest-neighbors	0,63	Belongie et al
convolutional net+distortions	0,61	Kuzmitsky
virtual SVM, deg-9 poly	0,56	DeCoste and Scholkopf
convolutional net LeNet-5	0,8	LeCun et al.
committee of 7 CNN	0,27 ± 0,02	Ciresan et al.

Данные таблицы позволяют сделать некоторые замечания:

1) созданная нейронная сеть имеет более высокую (не учитывая другие CNN) точность распознавания, чем традиционные модели классификаторов, уступая 0,05% лишь методу опорных векторов (SVM);

2) полученный ею результат (0,61% ошибок) превосходит таковой у базовой сети LeNet-5 (0,8% ошибок), что доказывает эффективность использованной методики обучения;

3) наибольшей точностью обладает подход, основанный на комитетах CNN (0,27±0,02% ошибок), что доказывает перспективность выбранной модели классификатора.

Заключительным этапом экспериментальной работы являлась оценка эффективности классификации свёрточной нейронной сетью, обученной с использованием MNIST, образов других баз. Первая состояла из 55000 изображений рукописных цифр подмножества HSF_4 базы NIST, вторая, называемая OPTDIGTS, содержала 5620 образов того же типа [11], третья (WIN_FONT) – 5080, представляющих машинные шрифты ОС WINDOWS 7. Примеры баз были приведены к формату MNIST: смасштабированы в прямоугольник 20×20, который помещался на изображение размером 32×32, при совпадении центра тяжести прямоугольника и геометрического центра изображения.

В ходе тестирования сети были получены следующие показатели точности распознавания: HSF_4 – 99,13%, OPTDIGTS – 96,22%, WIN_FONT – 94,15% (примеры неверно классифицированных образов приведены на рис.3, б–г), позволяющие сделать ряд выводов:

1) сверточная нейронная сеть обладает высокой способностью к обобщению, в особенности изображений символов, имеющих сходное с ее тренировочным множеством происхождения;

2) эффективность сети зависти не только от количества маркированных образов, применяемых в ходе обучения, но и величины их внутриклассовой изменчивости, которая нуждается в дополнительном определении;

3) обобщаемость сети в значительной степени определяется устойчивостью ее архитектуры к уровню вариативности топологии изображений символов, в частности, изменению ширины (55% всех ошибок на базе OPTDIGITS относились к изображениям цифры «1», которые наиболее сильно подвержены данному искажению).

Подводя итоги проведенной экспериментальной работы можно с уверенностью утверждать, что сверточная нейросетевая модель является весьма перспективным, но еще не до конца настроенным механизмом для создания универсального классификатора изображений изолированных цифр. Остается нерешенным ряд вопросов, в частности: создание представительной базы, объединяющей образы основных типов изображений символов, разработка методики их предобработки, настройки оптимальных параметров процесса обучения, уточнение архитектуры сети и др., являющиеся предметом дальнейших исследований.

Заключение

В представленной статье исследовалась сверточная нейросетевая модель, которая была применена для создания классификатора изображений изолированных цифр. При этом использовалась отличная от базовой модели LeNet-5 архитектура и методика модификации параметров обучения. Расширение тренировочного множества искаженными образами и техника дообучения позволили достичь точности распознавания классификатором как тренировочного, так и тестового MNIST, сравнимой с лучшими результатами, полученными на данной точке отсчета. Анализ экспериментальной работы, проведенной с использованием различных тестовых баз показал, что рассмотренная нейросетевая модель обладает высокими показателями эффективности, уровень которых, однако, пока недостаточен для универсальности сферы ее применения.

CONVOLUTIONAL NEURAL MODEL IN A TASK OF CLASSIFICATION IMAGES OF THE ISOLATED DIGITS

N.N. KUZMITSKY

Abstract

The analysis of convolutional neural model is done. The software is developed, allowing to train and test convolutional neural networks of base architecture LeNet-5. Efficiency of technique multi training and distortions of training images is shown. The qualifier of images of the isolated figures is constructed. The estimation of stability of its characteristics on examples of known handwritten and font databases is done.

Список литературы

1. Головки В.А. Нейронные сети: обучение, организация и применение. М., 2001.
2. Simard P.Y., Steinkraus D., Platt J. // Int. Conf. on Document Analysis and Recognition. 2003. P. 958–963.
3. Hubel D.H., Wiesel T.N. // Journal of Physiology London., 1962. Vol. 15. P 106–154.
4. Fukushima K., Miyake S. // Pattern Recognition. 1982. Vol 15. P. 455–469.
5. LeCun Y., Kavukcuoglu K., Farabet C. // Proc. Int. Symposium on Circuits and Systems. 2010. P 253–256.
6. LeCun Y., Bottou L., Bengio Y., et. al. // Proceedings of the IEEE. 1998. P. 2278–2324.
7. LeCun Y., Bottou L., Or G.B., et. al. // Springer Lecture Notes in Computer Sciences. 1998. № 1524. P. 5–50.
8. LeCun Y. The MNIST database of handwritten digits // <http://yann.lecun.com/exdb/mnist>.
9. Grother P.J. Nist special database 19 – handprinted forms and characters database // National Institute of Standards and Thechnology (NIST), Tech. Rep. 1995.
10. Осковский С. Нейронные сети для обработки информации. М., 2002.
11. Optdigits database // <http://archive.ics.uci.edu/ml/machine-learning-databases/optdigits>.

УДК 681.3

МЕТОДИКА ОЦЕНКИ ВЕРОЯТНОСТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК НАДЕЖНОСТИ СИСТЕМ-ЧЕТЫРЕХПОЛЮСНИКОВ

Е.И. СУКАЧ

Гомельский государственный университет имени Ф. Скорины
Советская 104, Гомель, 246019, Беларусь

Поступила в редакцию 7 марта 2012

Рассматривается методика оценки вероятностных характеристик надежности многокомпонентных сложных систем, имеющих два входа и два выхода, по вероятностным характеристикам надежности их компонентов. Методика является универсальной и допускает переход к расчету точных вероятностных характеристик надежности систем с любым числом входов и выходов.

Ключевые слова: вероятностно-алгебраическое моделирование, структурно-сложная система, сетевая надежность, вероятностные оценки надежности.

Введение

При расчете надежности сложных систем, имеющих вероятностные параметры функционирования, как правило, учитывается надежность составляющих их компонентов, которая определяется временем наработки на отказ или вероятностью отказа за оговоренный период времени. Зачастую уровни надежности разных компонентов значительно отличаются, что отражается на результирующих показателях надежности системы.

Для оценки и прогнозирования надежности многокомпонентных сложных систем (производственных, вычислительных, транспортных) используются различные математические модели, позволяющие описать структуру и оценить функционирование исследуемых систем в динамике. Большой класс моделей основан на математических методах, при которых многокомпонентная сложная система формализуется в виде графовой структуры [1–3], имеющей один вход (начальная вершина) и один выход (конечная вершина). Это ограничивает применение моделей при рассмотрении систем со множеством входов и выходов. В работах [4, 5] рассматривается метод оценки вероятностных характеристик графовых структур со множеством входов и выходов, основанный на согласованном использовании метода Монте-Карло и аналитических расчетов. Метод с достаточной точностью, приемлемой для выбранной предметной области, обеспечивает нахождение приближенного решения практических задач, связанных с управлением транспортными системами сообщения. Однако, решение задач оценки надежности систем, образом которых являются графовые структуры со множеством входов и выходов, требует точных расчетов, позволяющих с полной уверенностью гарантировать безотказность работы систем в условиях вероятностного изменения показателей надежности их компонентов. Поэтому является актуальной и практически востребованной разработка методов и программных средств автоматизации, позволяющих получать точные вероятностные оценки надежности графовых систем со множеством входов.

В статье описывается методика оценки вероятностных характеристик надежности многокомпонентных структурно-сложных систем, интерпретируемых как четырехполюсники, то есть имеющих два входа и два выхода. Методика разработана в рамках вероятностно-алгебраического подхода [6] и обеспечивает определение точных оценок исследуемого показателя надежности, представляющих собой вектора вероятностей результирующих состояний си-

стем, имеющих два входа и два выхода. Элементарные вычисления позволяют получить вероятностные оценки исследуемого показателя надежности для различных сочетаний заданных входов и выходов.

Универсальность методики заключается в возможности ее распространения на случаи оценки надежности n -полюсников ($n > 4$), структурные компоненты которых имеют как два состояния (работа, отказ), так и конечное множество состояний, характеризующее различные уровни исследуемого показателя надежности. В случае рассмотрения множества состояний компонентов, составляющих четырехполюсник, применяется методика оценки надежности структурно сложных систем, основанная на сведении модели системы со многими состояниями к совокупности бинарных моделей с двумя состояниями [7], разработанная, теоретически обоснованная и реализованная для оценки надежности систем с одним входом и одним выходом.

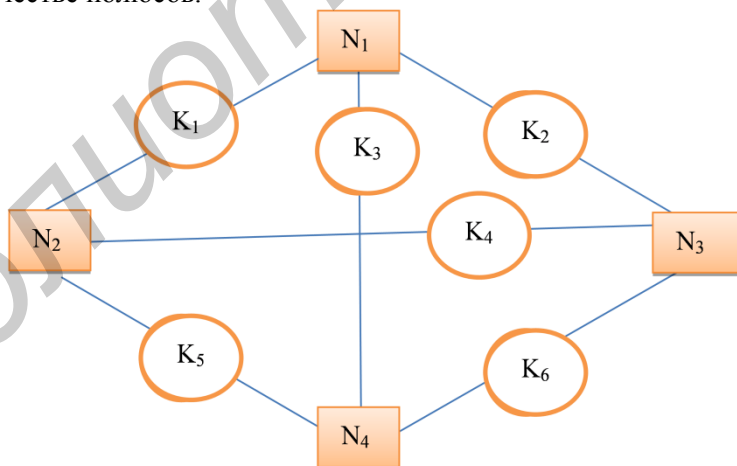
Практическая значимость методики заключается в возможности исследования вероятностных характеристик надежности большого класса электротехнических систем, которые представляются в виде графов, имеющих два входа и два выхода.

Формальное описание объекта исследования

Объектом исследования является многокомпонентная сложная система. Связи между ее компонентами определяют графовую структуру $G(N, K)$, являющуюся образом исследуемой системы. Предполагается, что компонентам системы соответствуют ребра графа $K = \{K_i\}, i = \overline{1, m}$, имеющие вероятностные значения показателей надежности. Связи между компонентами $N = \{N_v\}, v = \overline{1, l}$ считаются абсолютно надежными и представляются вершинами графа.

В графе выделяются четыре вершины $N_1, N_2, N_3, N_4 \in N$, две из которых описывают вход в систему $N_1, N_2 \in N$, а две оставшиеся $N_3, N_4 \in N$ задают выход из системы.

Простейшая схема системы-четырёхполюсника, представляется полным графом, изображенным на рисунке. В общем случае схема системы-четырёхполюсника представляется произвольным графом, имеющим конечное число ребер и конечное число вершин, четыре из которых выбраны в качестве полюсов.



Графовая схема системы-четырёхполюсника

Как видно из рисунка, граф имеет четыре вершины и описывает систему, включающую шесть компонентов, то есть $N = \{N_v\}, v = \overline{1, 4}, K = \{K_i\}, i = \overline{1, 6}$. Поскольку система является четырехполюсником, то имеются два входа и два выхода. На рисунке входам соответствуют вершины $N_1, N_2 \in N$, а выходам — $N_3, N_4 \in N$.

Поскольку рассматривается система, компоненты которой характеризуются вероятностными значениями работоспособности, то она может находиться в одном из 15 состояний $S = \{S_j\}, j = \overline{1, 15}$, характеризующих уровни ее работоспособности (надежности). В графе им со-

ответствуют множество компонент связности. В таблице представлены состояния системы и их графическая интерпретация.

Таблица. Описание состояний надежности системы-четырёхполюсника

Состояние	Графическая интерпретация	Представление в виде множества связных вершин
S_1		$\{\{1\},\{2\},\{3\},\{4\}\}$
S_2		$\{\{1,2\},\{3\},\{4\}\}$
S_3		$\{\{1,3\},\{2\},\{4\}\}$
S_4		$\{\{1,4\},\{2\},\{3\}\}$
S_5		$\{\{2,3\},\{1\},\{4\}\}$
S_6		$\{\{1,2,3\},\{4\}\}$
S_7		$\{\{1,4\},\{2,3\}\}$
S_8		$\{\{2,4\},\{1\},\{3\}\}$
S_9		$\{\{1,3\},\{2,4\}\}$
S_{10}		$\{\{1,2,4\},\{3\}\}$
S_{11}		$\{\{3,4\},\{1\},\{2\}\}$
S_{12}		$\{\{1,2\},\{3,4\}\}$
S_{13}		$\{\{1,3,4\},\{2\}\}$
S_{14}		$\{\{2,3,4\},\{1\}\}$
S_{15}		$\{1,2,3,4\}$

Например, состояние S_2 характеризует состояние системы-четырёхполюсника, у которой функционирует компонент K_1 . Соответственно в графе присутствует связь между вершинами N_1 и N_2 . Состояние S_6 определяет состояние системы, у которой функционируют компоненты K_1, K_2, K_4 , что означает наличие связи в графе между узлами $N_1, N_2, N_3 \in N$. Аналогично описываются все состояния, соответствующие различным вариантам функционирования системы.

Возвращаясь к графической интерпретации системы, можно констатировать, что граф $G(N, K)$ является взвешенным, поскольку его ребра, являющиеся образом компонентов, имеют веса x_i , соответствующие возможным состояниям работоспособности (надежности) компонентов $S = \{S_j\}, j = \overline{1, 2}$. Веса ребер графа $G(N, K)$ принимают следующие значения $x_i = 1 \vee 0$. При $x_i = 1$ компонент K_i функционирует и в графе существует ребро, которое соединяет соответствующие вершины графа. При $x_i = 0$ компонент K_i отказал и в графе нет связи между соответствующими вершинами графа. Вероятности функционирования компонентов $K = \{K_i\}, i = \overline{1, m}$ системы известны и определяют вероятностную меру весов ребер:

$$x_i = \begin{cases} 1, & \text{с вероятностью } q_i \\ 0, & \text{с вероятностью } 1 - q_i \end{cases} \quad (1)$$

Таким образом, $G(N, K)$ является случайным графом, имеющим множество реализаций в виде детерминированных графов. Матрица смежности, описывающая случайный граф (рисунок) имеет вид:

$$MSX = \begin{pmatrix} 0 & x_1 & x_2 & x_3 \\ x_1 & 0 & x_4 & x_5 \\ x_2 & x_4 & 0 & x_6 \\ x_3 & x_5 & x_6 & 0 \end{pmatrix},$$

где $x_i, i = \overline{1,6}$ – переменные, принимающие одно из возможных значений (0 или 1) при реализациях случайного графа.

Поскольку граф является образом системы-четырёхполюсника, то каждой его реализации соответствует одно из возможных 15 состояний системы, имеющее свою вероятность, которая зависит от вероятностей весов его ребер. Число реализаций случайного графа зависит от количества его ребер и числа возможных значений их весов. В графе, представленном на рисунке, имеется шесть ребер и их веса могут принимать два возможных значения $x_i = 1 \vee 0$, поэтому число всех реализаций случайного графа будет $2^6 = 64$.

Каждой k -ой реализации $G_k(N, K)$ случайного графа $G(N, K)$ поставим в соответствие значение связности j_k , характеризующее вариант связи вершин-полюсов детерминированного графа $G_k(N, K)$ и позволяющее интерпретировать граф как состояние $S = \{S_j\}, j = \overline{1,15}$ исследуемой системы.

Для двух граничных состояний исследуемой системы S_1 (отказ) и S_{15} (полная работоспособность) значение связности $j_k = 0 \vee 1$. При этом для k -ых реализаций $G_k(N, K)$ графа, описывающих эти состояния выполняется свойство j_k -связности, которое означает наличие пути, соединяющего четыре вершины $N_1, N_2, N_3, N_4 \in N$ в графе, в котором веса ребер удовлетворяют условию $\min_i(x_i) \geq j_k$.

Таким образом, будем считать, что система находится в состоянии надежности S_1 (отказ), если ее графическим образом является 0-связный граф. Реализации случайного графа, для которых выполняется свойство 0-связности, принадлежат множеству $G_0 = \{G_0(N, K)\}$ и описывают варианты отказа исследуемой системы.

Если для k -ой реализации случайного графа, выполняется свойство 1-связности, то будем считать, что система находится в S_{15} состоянии (полная работоспособность). При этом все реализации случайного графа образуют множество $G_1 = \{G_1(N, K)\}$, описывающее варианты реализации надежной работы исследуемой системы. Для таких графов всегда существует путь, соединяющий четыре вершины, являющиеся полюсами, все ребра которого имеют веса $x_i = 1$.

Очевидно, что для исследуемой системы-четырёхполюсника, имеется множество промежуточных результирующих состояний, описывающих варианты частичного функционирования системы, которым при формализации сопоставимы k -ые реализации случайного графа $G_k(N, K)$, дающие значение связности $j_k = \overline{2,14}$. При этом k -ые реализации случайного графа будут отнесены к одному из множеств $G_{pr} = \{G_{pr}(N, K)\}, pr = \overline{2,14}$.

Ставится задача определения вектора вероятностей состояний надежности исследуемой системы, имеющей два входа и два выхода:

$$P^s = (p_1^s, p_2^s, \dots, p_{15}^s), \sum_{j=1}^{15} p_j^s = 1. \quad (2)$$

Состояния системы идентифицируются в результате определения значений связности j_k возможных реализаций графа $G(N, K)$. Вероятности каждого из состояний определяются интегральной вероятностью реализаций графа, дающих j_k -ое значение связности и образующих в совокупности одно из следующих множеств: $G_1 = \{G_1(N, K)\}$, $G_0 = \{G_0(N, K)\}$, $G_{pr} = \{G_{pr}(N, K)\}, pr = \overline{2,14}$.

Методика определения вероятностных состояний надежности систем-четырёхполюсников по вероятностным состояниям надежности их компонентов

Оценка вероятностей состояний надежности систем-четырёхполюсников реализуется с использованием системы вероятностно-алгебраического моделирования (Probability-Algebraic Simulation, PALS) [8] следующей последовательностью шагов.

Шаг 1. Формулируется постановка задачи расчета показателя надежности многокомпонентной системы путем вербально-графического описания условий ее функционирования и отказа. С этой целью определяется множество элементарных компонентов $K = \{K_i\}, i = \overline{1, m}$ исследуемой системы, задается число возможных состояний надежности компонентов $S = \{S_j\}, j = \overline{1, 2}$, и устанавливаются связи между компонентами, которые определяют характер взаимодействия компонентов.

Компонентам сопоставляются ребра графа, а местам их связи ставятся в соответствие вершины. Определяются две вершины, являющиеся входом в систему и две вершины, определяющие выходы из системы. Графическая схема исследуемой системы $G(N, K)$ формируется в диалоговом режиме с использованием стандартных графических примитивов: вершин и ребер.

Шаг 2. Определяются пути получения исходных данных вероятностных параметров компонентов разрабатываемой графовой модели системы. Как правило, исходные данные формируются на основе натуральных экспериментов с прототипом исследуемой системы или путем анализа экспертных оценок. В результате для каждого компонента соответственно выделенным состояниям $S = \{S_j\}, j = \overline{1, 2}$, задаются значения вероятностей надежной работы (1).

Шаг 3. Определяется состав выходных данных, представляющих собой вероятностные значения состояний надежности системы (2) с учетом выбранного состава вершин-полюсов и обосновываются способы их получения. Формулируется смысловое содержание выходных данных для системы и групп компонентов.

Шаг 4. С использованием специализированных программных средств системы PALS осуществляется ввод подготовленных данных (структурных схем, параметров), необходимых для начала моделирования. При этом автоматизируется ввод исходных данных, контролируется корректность полученной информации, а результаты контроля выдаются пользователю для устранения ошибок в режиме «вопрос–ответ». Стандартизирована возможность получения данных из заранее подготовленных файлов с возможностью их редактирования и сохранения.

Шаг 5. Строится k -ая реализация случайного графа, аналитическим выражением которой является матрица MSX_k , в которой переменным x_i присвоено одно из возможных значений (1 или 0).

Шаг 6. Организуется итерационный процесс транзитивного замыкания графа [9], который заключается в формировании графа достижимости, то есть определении для каждой вершины графа множества достижимых из нее вершин по путям длины 0, 1, 2 и т.д. Поскольку исходный граф G задается своей матрицей смежности MSX_k , то формирование матрицы смежности графа достижимости реализуется по формуле:

$$MSX_G^h = (MSX_k + E_n)^h,$$

где MSX_G^h – матрица смежности транзитивного замыкания графа G , E_n – единичная матрица размерности $n \times n$, h – степень, возведение в которую обеспечивает транзитивное замыкание графа G . При этом на каждом очередной l -ой ($l = \overline{1, h}$) итерации транзитивного замыкания реализуются преобразования элементов полученной матрицы MSX_G^l по формуле:

$$msx_G^l[i, j] = \begin{cases} 1, & \text{если } msx_G^l[i, j] \geq 1 \\ 0, & \text{если } msx_G^l[i, j] < 1 \end{cases}$$

Очевидно, что элементы преобразованной матрицы смежности MSX_G^l либо остаются без изменения, либо увеличиваются на 1, аналитически указывая на вершины графа (полюсы или внутренние вершины), в которые можно попасть за l шагов по ребрам графа имеющим веса

$x_i=1$. Так, после первой итерации процесса замыкания, в матрице смежности MSX_G^1 элементы увеличиваются на 1 в столбцах, соответствующих вершинам графа, в которые можно попасть за два шага. Аналогично, в матрице смежности MSX_k^2 элементы увеличиваются на 1 в столбцах, соответствующих вершинам графа, в которые можно попасть за три шага и т.д.

Критерием остановки итерационного процесса транзитивного замыкания матрицы смежности является формирование матрицы MSX_G^h , сумма элементов которой выше главной диагонали остается неизменной, то есть выполняется условие:

$$\forall i, j, \text{ где } i < j \quad \sum_{i,j} msx_G^{h-1}[i, j] = \sum_{i,j} msx_G^h[i, j].$$

В том случае, если система представляется ориентированным графом, для транзитивно-го замыкания достаточно возвести матрицу смежности в $(n-1)$ -ую степень [9], то есть $h=(n-1)$. Матрица смежности на конечном h -ом шаге однозначно определяет состояние связности j графа $G(N, K)$ для заданных вершин-полюсов и позволяет отнести k -ую реализацию случайного графа к одному из возможных состояний $S = \{S_j\}, j = \overline{1, 15}$. В частности, если выполняется условие $\forall i, j, \text{ где } i < j \quad msx_G^h[i, j] = 1$, то k -ой реализации случайного графа соответствует состояние S_{15} исследуемой системы, при котором она полностью надежна.

Шаг 7. Организуется вычисление вероятности p_k состояния $S_j, j = \overline{1, 15}$, соответствующего k -ой реализации случайного графа по формуле $p_k = \prod_{i, x_i=1} q_i \cdot \prod_{i, x_i=0} (1 - q_i)$.

Шаг 8. Формируются интегральные вероятностные оценки состояний надежности четырехполюсника. Для получения вероятностной оценки состояния $S_j, j = \overline{1, 15}$ используется формула:

$$P(S_j) = \sum p_k, \text{ где } k, G_k(N, K) \in G_w, w = \begin{cases} 0, j = 1 \\ 1, j = 15 \\ pr, j = pr = \overline{2, 14} \end{cases}.$$

Очевидно, что сумма вероятностей всех состояний надежности четырехполюсника будет равна 1, то есть $\sum_{j=1}^{15} P(S_j) = 1$.

Шаг 9. Результаты расчета графически отображаются в виде графиков, представляющих вероятностные значения состояний надежности четырехполюсника. Одновременно данные сохраняются в файле одного из стандартных форматов для последующей статистической обработки и анализа.

Шаг 10. Определяется влияние вероятностных значений состояний надежности компонентов системы на значение компонентов вектора откликов всей системы при ее фиксированной структурной организации. С этой целью организуются модельные эксперименты, в которых варьируются значения вероятностей (1).

Шаг 11. Исследуется влияние структурной организации системы на результирующий вектор вероятностей состояний при неизменных вероятностных значениях параметров компонентов. Сравнение результирующих векторов вероятностей состояний надежности системы для различных вариантов ее структурной организации позволяет обосновать выбор лучшего из них, оценить эффективность резервирования отдельных участков системы и изменения состояний надежности системы в результате аварийного состояния отдельных участков.

Заключение

Таким образом, разработан нетривиальный аппарат, который с целью оценки работоспособности (надежности) системы, имеющей два входа и два выхода, позволяет интерпрети-

ровать ее в виде четырехполюсника и рассчитать результирующие вероятности состояний системы по вероятностям работоспособности составляющих ее компонентов.

Предложенная методика расширяет свойство прогностичности моделей структурно-сложных систем с одним входом и одним выходом при оценке их надежности и позволяет решать следующие задачи:

– оценка вероятностных характеристик надежности систем-четырёхполюсников на основе вероятностных состояний их компонентов;

– выявление множества отдельных компонентов и их комбинаций, оказывающих существенное влияние на вероятностные значения выбранного показателя надежности исследуемых систем;

– получение, обоснование и оптимизации различных проектных, эксплуатационных и управленческих решений на основе результатов расчета.

THE METHOD OF ESTIMATING THE PROBABILITY CHARACTERISTICS OF QUADRUPOLE RELIABILITY

E.I. SUKACH

Abstract

The technique estimates the probability characteristics of the reliability of multicomponent complex systems with two inputs and two outputs, by the probabilistic characteristics of the reliability of their components. The technique is versatile and allows for a transition to the calculation of exact probability characteristics of systems reliability with any number of inputs and outputs.

Список литературы

1. *Рябинин И.А.* Надежность и безопасность структурно-сложных систем. СПб., 2007.
2. *Можжаев А.С.* Труды третьей Международной научной школы «Моделирование и Анализ Безопасности и Риска-2003». СПб., 2003.
3. *Sahinoglu M., Benjamin R.* Wiley Interdisciplinary Reviews: Computational Statistics. 2010. Vol. 2. P. 189–211.
4. *Максимей И.В., Сукач Е.И., Гируц П.В.* Математические машины и системы. 2008. №2. С.128–136.
5. *Сукач Е.И.* Реєстрація, зберігання і обробка даних (Data Recording, Storage & Processing). 2008. Т.10, №3. С. 37–45.
6. *Сукач Е.И.* // Проблемы управления и информатики. 2011. №2. С.121–131.
7. *Сукач Е.И.* Информатика. 2011. №3. С.13–22.
8. *Сукач Е.И., Демуськов А.Б., Ратобильская Д.В.* // Математические машины и системы. 2011. №3. С. 32–39.
9. *Свами М., Тхуласираман К.* Графы, сети и алгоритмы. М., 1984.

УДК 004.055

МОДЕЛЬ КАЧЕСТВА ПРАКТИЧНОСТИ ПРОГРАММНОГО ОБЕСПЕЧЕНИЯ ДОКУМЕНТООБОРОТА

В.В. БАХТИЗИН, А.А. ВОРВУЛЬ

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

Поступила в редакцию 23 мая 2012

Предложена модель оценки качества практичности программного обеспечения документооборота. Приведен пример поиска, расчета и подтверждения атрибутов качества в предложенной модели.

Ключевые слова: программное обеспечение, практичность, модель качества, атрибут качества, мера качества, тестирование.

Введение

В последние годы продолжает формироваться мнение о том, что успех программного продукта зависит не только от технических решений, но и от удовлетворенности пользователя. Таким образом, конкуренция технологий несколько уступает свое место конкуренции за пользователя.

Основная идея повышения уровня практичности заключается в том, что программный продукт, разработанный с учетом пользовательской психологии и окружения, например, эффективнее в использовании, так как требует меньше времени на выполнение конкретной задачи, легче в изучении, так как процесс эксплуатации может быть изучен с помощью наблюдения за продуктом.

Вопрос оценки качества программного обеспечения на сегодняшний день является одним из наиболее актуальных вопросов в сфере информационных технологий. Качество продукта – это степень с которой продукт удовлетворяет установленные и предполагаемые потребности своих владельцев. Международный стандарт ISO 25010 определяет иерархическую модель качества продукта, на первом уровне которой находятся восемь характеристик качества. На втором уровне модели находятся подхарактеристики качества. На третьем уровне – атрибуты качества. Количественные и качественные значения атрибутов представляются в модели мерами, полученными в результате измерения. Такая иерархическая декомпозиция удобна для представления и анализа качества программного продукта. Однако перечень стандартных подхарактеристик был выбран для представления качества типичных программных продуктов и необязательно является исчерпывающим [1].

Для измерения подхарактеристики качества программных продуктов необходимо:

- 1) выделить совокупность атрибутов качества, относящихся к подхарактеристике;
- 2) получить результаты измерения мер качества для каждого атрибута;
- 3) получить интегральную оценку результатов измерения, которая будет являться количественным выражением подхарактеристики качества.

Для вычисления характеристики качества необходимо получить интегральную оценку подхарактеристик качества.

Среди восьми характеристик качества практичность является одной из самых сложных для автоматического вычисления характеристикой. Сложность автоматизации вычисления связана с необходимостью принятия во внимание особенностей как пользовательской психологии,

так и пользовательского окружения. Именно этим и отличается вычисление данной характеристики качества от других, измеряющих, как правило, технические аспекты программного продукта.

Наравне со стандартными моделями оценки качества разрабатываются модели для оценки практичности [2–5]. Однако на сегодняшний день в открытой публикации пока нет полного описания таких моделей. В существующих моделях не определены нижние уровни иерархии качества: подхарактеристики и/или атрибуты качества.

Анализ этого вопроса показал, что двумя наиболее вероятными причинами являются: 1) разработка нижних уровней модели качества не завершена; 2) нижние уровни модели хранятся в виде программного кода, и поэтому в открытую публикацию не попадают (например, сайты www.sumi.ucc.ie и www.wammi.com).

Таким образом, отсутствие полной информации о моделях не позволяет произвести измерение практичности. Отсюда следует, что для вычисления значения характеристики «практичность» требуется разработать соответствующую модели качества. От существующих она будет отличаться множеством атрибутов качества:

$$M = \{m_{ij} \mid i = \overline{1, k}; j = \overline{1, m_i}\},$$

где m_{ij} – значение j -ого атрибута качества, i -ой подхарактеристики практичности; k – количество подхарактеристик практичности; m_i – количество атрибутов качества i -ой подхарактеристики практичности.

Соответственно, каждая i -ая подхарактеристика S_i практичности будет рассчитываться по формуле

$$S_i = \sum_{j=1}^{m_i} (m_{ij} \times V_{ij}), \sum_{j=1}^{m_i} V_{ij} = 1, \quad (1)$$

где m_i – количество атрибутов качества i -ой подхарактеристики практичности; m_{ij} – значение j -ого атрибута качества, i -ой подхарактеристики практичности; V_{ij} – весовой коэффициент j -ого атрибута качества, i -ой подхарактеристики практичности.

Тогда значение характеристики «практичность» U рассчитывается по формуле:

$$U = \sum_{i=1}^k (S_i \times V_i), \sum_{i=1}^k V_i = 1, \quad (2)$$

где k – число подхарактеристик практичности; S_i – значение i -ой подхарактеристики практичности; V_i – весовой коэффициент i -ой подхарактеристики практичности.

Для получения интегральной оценки практичности по формулам 1 и 2 необходимы нормированные значения атрибутов качества m_{ij} . То есть меры качества должны быть разработаны таким образом, чтобы резульативное значение m_{ij} находилось в интервале $[0, 1]$, при этом чем ближе m_{ij} к 1, тем выше должно быть качество продукта.

Поиск и формулирование атрибутов качества

Для нахождения множества атрибутов качества одной из наиболее подходящих является парадигма Бейзили [6] (парадигма goal, question, metric). Алгоритм нахождения атрибутов качества состоит из трех основных этапов: формирование целей, формулирование вопросов и нахождение атрибутов качества.

В статье предлагается провести оценку практичности системы автоматизированного документооборота согласно парадигме Бейзили. В соответствии с этой парадигмой, цели должны быть сформированы экспертно. Более того, стандарт ISO 25010 требует заранее учесть контекст использования программного продукта, к которому относятся пользователи, задачи, оборудование, социальное и физическое окружение [1, 7].

В соответствии с требованиями стандарта ISO 25010 приведем краткую характеристику контекста использования. Ожидается, что пользователями программного продукта будут выступать работники всех возрастных категорий, владеющие базовыми навыками работы с оконными приложениями. Подразумевается, что характеристики и состав оборудования удовлетво-

ряет требованиям, изложенным в техническом задании. Набор пользовательских функций должен автоматизировать документооборот. Рабочие места пользователей могут быть территориально разнесены и объединены в единую компьютерную сеть.

Для формулирования целей используется целевой формат в парадигме GQM. Последовательно должны быть определены [8]:

- 1) причины проведения оценки практичности;
- 2) направления, на которые следует сфокусировать внимание оценки;
- 3) оцениваемые аспекты и участники процесса оценки;
- 4) среда и окружение, в которых производится оценка.

Оценка и разработка модели практичности выполняются с целью получения достоверных, объективных данных о текущем уровне качества программного продукта, в отличие от субъективной оценки, основанной преимущественно на личном суждении.

Оценка программного продукта фокусируется на регламентированных подхарактеристиках практичности ПО [1]: понятность пригодности функциональных возможностей продукта, обучаемость, простота использования продукта, защита пользователя от совершения ошибок, эстетичность пользовательского интерфейса. Оценку должна выполнить специально подобранная группа пользователей, которой следует акцентировать внимание на следующих аспектах подхарактеристик практичности.

Понятность пригодности. Ожидается, что пользователи имеют только базовые навыки работы с оконными приложениями. Необходимо оценить функциональные действия пользователя, для того чтобы выяснить на сколько эффективно пользователь способен сориентироваться в возможностях программного продукта.

Обучаемость. Интерфейс взаимодействия с программным продуктом должен максимально облегчать процесс обучения и сокращать его продолжительность.

Простота использования. Усилия пользователей по доступу к данным, вызовам функций и осуществлению навигации должны быть минимальными.

Защита пользователей от совершения ошибок. Пользователи могут не иметь опыта работы с системами автоматизированного документооборота. Сообщения об ошибках должны содержать ответы на прогнозируемые вопросы пользователей, это в свою очередь позволяет снизить нагрузку на службу поддержки пользователей программного продукта.

Эстетичность пользовательского интерфейса. Пользователями системы могут быть люди с некоторыми отклонениями зрения от нормы (так как ожидается, что пользователи могут быть представлены всеми возрастными категориями). При продолжительной работе глаза могут уставать разбирать шрифт интерфейса, поэтому целесообразно сделать элементы пользовательского интерфейса настраиваемыми. Данная подхарактеристика, в свою очередь, способна оказать влияние на другие подхарактеристики практичности.

Таким образом, с помощью парадигмы Бейзили были сформулированы сначала цели, а затем вопросы, позволившие связать подхарактеристики практичности программного продукта с атрибутами качества. Предложенная модель оценки практичности документооборота представлена в табл. 1.

Таблица 1. Модель оценки практичности документооборота

Подхарактеристики	Атрибуты качества
1. Понятность пригодности	1.1. Успешное завершение функций с первой попытки
	1.2. Корректность описания функций пользователем
2. Обучаемость	2.1. Простота изучения функций
	2.2. Запоминаемость функций
3. Простота использования	3.1. Логичность и последовательность функциональных действий
	3.2. Доступность предустановленных значений параметров
4. Защита пользователя от совершения ошибок	4.1. Информативность сообщений об ошибках
	4.2. Продуктивное время
5. Эстетичность пользовательского интерфейса	5.1. Адаптируемость пользовательского интерфейса

Все предложенные в статье меры качества приводят результат вычисления m_{ij} к нормированному виду в интервале от 0 (фактически это отсутствие качества) до 1 (максимально возможный уровень меры качества).

Атрибуты качества подхарактеристики "понятность пригодности" вычисляются с помощью следующих мер качества.

1.1. Мера качества m_{11} (успешное завершение функций с первой попытки) рассчитывается по формуле:

$$m_{11} = \frac{\sum_{i=1}^n \frac{f_{1i}}{F_{1i}}}{n},$$

где n – количество пользователей, участвовавших в тестировании; f_{1i} – количество успешно завершённых i -ым пользователем функций с первой попытки во время первого тестового сеанса; F_{1i} – общее количество вызванных i -ым пользователем функций во время первого тестового сеанса. (Тестовый сеанс – интервал выделенного пользователю времени для выполнения тестовых заданий).

1.2. Мера качества m_{12} (корректность описания функций пользователем) рассчитывается по формуле:

$$m_{12} = \frac{\sum_{i=1}^n \frac{d_i}{D_i}}{n},$$

где n – количество пользователей, участвовавших в тестировании; d_i – количество корректно описанных i -ым пользователем функций; D_i – общее количество функций описанных i -ым пользователем.

Атрибуты качества подхарактеристики «обучаемость» вычисляются с помощью следующих мер качества.

2.1. Мера качества m_{21} (простота изучения функций) рассчитывается по формуле:

$$m_{21} = \frac{\sum_{i=1}^n \frac{h_i}{H_i}}{n},$$

где n – количество пользователей, участвовавших в тестировании; h_i – количество успешно завершённых i -ым пользователем функций после обращения к документации; H_i – количество обращений к документации i -ым пользователем.

2.2. Мера качества m_{22} (запоминаемость функций) рассчитывается по формуле:

$$m_{22} = \frac{\sum_{i=1}^n f_i}{n \cdot F},$$

где n – количество пользователей, участвовавших в тестировании; f_i – количество успешно завершённых i -ым пользователем функций после определённого периода (более одной недели) неиспользования программного продукта; F – количество доступных пользователям в интерфейсе функций.

Атрибуты качества подхарактеристики «простота использования» вычисляются с помощью следующих мер качества.

3.1. Мера качества m_{31} (логичность и последовательность функциональных действий) рассчитывается по формуле:

$$m_{31} = 1 - \frac{\sum_{i=1}^n a_i}{n \cdot A},$$

где n – количество пользователей, участвовавших в тестировании; a_i – количество информационных сообщений или функциональных возможностей, которые i -ый пользователь нашёл непоследовательными (нелогичными) в соответствии со своими ожиданиями; A – количество информационных сообщений или функциональных возможностей, которые предложено исследовать пользователям.

3.2. Мера качества m_{32} (доступность предустановленных значений параметров) рассчитывается по формуле:

$$m_{32} = 1 - \frac{\sum_{i=1}^n \frac{b_i}{B_i}}{n},$$

где n – количество пользователей, участвовавших в тестировании; b_i – количество случаев, когда у i -го пользователя возникли затруднения при выборе значения параметра (по причине того, что программное обеспечение не предложило предустановленных значений параметров по умолчанию); B_i – общее количество случаев, когда i -ый пользователь пытался задать или выбрать значение параметра.

Атрибуты качества подхарактеристики «защита пользователя от совершения ошибок» вычисляются с помощью следующих мер качества.

4.1. Мера качества m_{41} (информативность сообщений об ошибках) рассчитывается по формуле:

$$m_{41} = \frac{\sum_{i=1}^n e_i}{n \cdot E},$$

где n – количество пользователей, участвовавших в тестировании; e_i – количество сообщений об ошибках, которые были правильно объяснены i -ым пользователем; E – количество сообщений об ошибках, которые предложено исследовать пользователям.

4.2. Мера качества m_{42} (продуктивное время) рассчитывается по формуле:

$$m_{42} = 1 - \frac{\sum_{i=1}^n T_i}{n \cdot T}, T_i = \begin{cases} \sum_{j=1}^{E_i} t_{ij}, & \text{если } \sum_{j=1}^{E_i} t_{ij} < T \\ T, & \text{если } \sum_{j=1}^{E_i} t_{ij} \geq T \end{cases}, \quad (3)$$

где n – количество пользователей, участвовавших в тестировании; T_i – время, затраченное i -ым пользователем на исправление ошибок в течении тестового сеанса; E_i – количество сообщений об ошибках, полученных i -ым пользователем; t_{ij} – время, затраченное i -ым пользователем на исправление j -ой ошибки в течении тестового сеанса; T – продолжительность времени тестового сеанса. (Тестовый сеанс – интервал выделенного пользователю времени для выполнения тестовых заданий).

Подхарактеристика эстетичность пользовательского интерфейса содержит только один атрибут качества, который определяется следующей мерой качества.

5.1. Мера качества m_{51} (адаптируемость пользовательского интерфейса) рассчитывается по формуле:

$$m_{51} = 1 - \frac{\sum_{i=1}^n c_i}{n \cdot C},$$

где n – количество пользователей, участвовавших в тестировании; c_i – количество элементов пользовательского интерфейса которые может настраивать i -ый пользователь; C – общее количество элементов пользовательского интерфейса.

Предложенные в статье атрибуты качества используются для повышения уровня качества программного продукта во время разработки и тестирования.

Проверка наличия связи между атрибутами качества и характеристикой «практичность»

Само по себе применение парадигмы Бейзили пока еще не гарантирует достоверности показателей ни атрибутов качества, ни мер качества. Для их опровержения или подтверждения

предлагается использовать метод регрессионного анализа. С помощью регрессионного анализа можно приближенно определить форму связи между результативным и факторными признаками и решить вопрос о том, значима ли эта связь.

Для проведения регрессионного анализа в первую очередь необходимо получить экспертное значение характеристики «практичность» для каждой версии продукта и сопоставить его со значением атрибута качества (например, m_{42} (продуктивное время; формула (3)) и характеристикой практичности U , которая представляет собой интегральную оценку практичности, полученную на основании всех предложенных атрибутов качества (формула (2)).

Проект выполнялся по инкрементной модели и включал в себя в общей сложности 9 версий. В табл. 2 представлен пример результатов вычисления m_{42} по формуле (3) и характеристики качества «практичность» U по формуле (2) начиная с версии №2. После выхода всех версий была проведена экспертная оценка, в ходе которой четыре пользователя оценивали практичность каждой из версий. Усредненные результаты экспертной оценки практичности приведены в табл. 2 в строке «Экспертное значение практичности».

Таблица 2. Пример результатов оценки практичности

Экспертное значение практичности	0,59	0,59	0,62	0,68	0,70	0,70	0,82	0,88
Продуктивное время m_{42}	0,710	0,724	0,793	0,811	0,820	0,823	0,893	0,911
Практичность U	0,583	0,595	0,604	0,630	0,643	0,650	0,704	0,730
Версии ПО	2	3	4	5	6	7	8	9

В данном примере процесс оценки практичности фактически представляет собой ранжирование версий. Наиболее подходящим методом проверки атрибута качества является метод ранговой корреляции, основанный на ранговом коэффициенте Кендалла, представленном формулой

$$\tau = \frac{2 \cdot S}{n(n-1)}, S = P - Q, \quad (4)$$

где S – фактическая сумма рангов; n – число сопоставляемых рангов двух величин: m_{42} и экспертного значения практичности, при этом ранги величины m_{42} упорядочены так, что представляют собой натуральный ряд; P – величина, отражающая прямой порядок расположения последующих рангов сопоставимой величины (экспертное значение практичности); Q – величина, отражающая обратный порядок расположения последующих рангов сопоставимой величины (экспертное значение практичности).

Для приведенного выше примера значение $\tau = 0,929$ одинаково в обоих случаях связи экспертного значения практичности как с величиной m_{42} (продуктивное время), так и с величиной U (характеристика "практичность").

Проанализируем значимость полученного коэффициента τ . При небольшом объеме выборки ($4 \leq n \leq 10$) проверка статистической гипотезы независимости производится с помощью специальных таблиц [9]. При $n=8$ по таблице [9] находим, что 26 – верхнее критическое значение для S , соответствующее уровню значимости 0,0002, и по формуле (4) $\tau = 2 \cdot 26/56 = 0,929$ – верхнее критическое значение для τ . Нижним критическим значением является $\tau = -0,929$. Следовательно, критической области $|\tau| \geq 0,929$ отвечает вероятность ошибки первого рода, равная 0,0004.

Таким образом, анализ показал значимость полученного коэффициента τ . Следовательно, подтверждена положительная связь между полученными с помощью парадигмы Бейзили атрибутами качества и экспертной оценкой характеристики качества практичность.

Как видно из данного примера, используя результаты измерения, выполненные с помощью предложенной модели оценки практичности, проводилось постоянное повышение уровня практичности программного продукта. Благодаря этому к выходу стабильной версии пользователям стало существенно проще работать с программным продуктом.

Заключение

Следует отметить, что использование предложенной модели качества характеристики «практичность» предоставляет разработчикам программного обеспечения недорогой и эффек-

тивный способ оценки и обеспечения качества разрабатываемого ПО документооборота.

USABILITY QUALITY MODEL OF DOCUMENTS CIRCULATION SOFTWARE

V.V. BAKHTIZIN, A.A. VORVUL

Abstract

Usability model of documents circulation software is suggested. This model is being applied for the usability quality estimation. The example of search, calculation and quality properties confirmation of the suggested usability model is shown.

Список литературы

1. ISO 25010-2011 Systems and software engineering - Systems and software Quality Requirements and Evaluation (SQuaRE) – System and software quality models.
2. *Winter S.* A Comprehensive Model of Usability // Institut für Informatik Technische Universität München, [Electronic resource]. – 2007. – Mode of access: <https://www.broy.in.tum.de/~wagnerst/publ/eis07.pdf>. – Date of access: 26.03.2012.
3. *Abran A.* Consolidating the ISO Usability Models // The Pennsylvania State University, [Electronic resource]. – 2005. – Mode of access: <http://citeseerx.ist.psu.edu/viewdoc/download?doi=10.1.1.93.3969&rep=rep1&type=pdf>. – Date of access: 26.03.2012.
4. *Navalkar A.* Usability Engineering – Quality Approach (ISO 13407) // Human Factors International, [Electronic resource]. – 2004. – Mode of access: <http://www.humanfactors.com/downloads/documents/UsabilityISO.pdf>. – Date of access: 26.03.2012.
5. *Nacke L.* From Playability to a Hierarchical Game Usability Model // Human Factors International, [Electronic resource]. – 2009. – Mode of access: <http://arxiv.org/pdf/1004.0256>. – Date of access: 26.03.2012.
6. *Фатрелл Р.* Управление программными проектами. Достижение оптимального качества при минимуме затрат. СПб., 2003.
7. СТБ ISO/IEC 25000-2009 Разработка программного обеспечения. Требования к качеству и оценка программного продукта (SQuaRE). Руководство по SQuaRE.
8. *Уодтоке К.* Информационная архитектура: Чертежи для сайта. СПб., 2004.
9. *Большев К.Н., Смирнов Н.В.* Таблицы математической статистики. М., 1983.

УДК 355.1

ОБЕСПЕЧЕНИЕ БЕЗОПАСНОСТИ СВЯЗИ И ИНФОРМАЦИИ ПРИ СЕТЕЦЕНТРИЧЕСКОМ УПРАВЛЕНИИ ВОЙСКАМИ И РАЗЛИЧНЫХ СЦЕНАРИЯХ НАПАДЕНИЯ НА ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННУЮ СЕТЬ

Ю.А. СЕМАШКО, В.М. КАЛИНИН, В.Н. ШЕПТУРА

Военная академия Республики Беларусь
Минск-57, 220057, Беларусь

Поступила в редакцию 24 мая 2012

Определяется место и роль телекоммуникационной сети как основы формирования единого информационного пространства при ведении сетевых боевых действий. Анализируется аспект уязвимости телекоммуникационных сетей в плане обеспечения безопасности связи и защиты информации. Рассматриваются наиболее вероятные сценарии нападения на сеть и их последствия. Формулируются основные требования к безопасности связи и защите информации. Предлагается общее решение проблемы создания устойчивой к атакам телекоммуникационной сети.

Ключевые слова: информация, телекоммуникационная сеть, безопасность информации, легитимный узел, скомпрометированный узел, нападение на сеть, сценарий нападения, сетевая атака.

Введение

В настоящее время проблема ведения военных действий в едином информационном пространстве приобретает особую актуальность, поскольку при реализации сетевых боевых действий информация играет ключевую роль в обеспечении анализа ситуации в реальном масштабе времени и принятия обоснованного решения. С помощью информационных и телекоммуникационных технологий можно мгновенно собрать, обработать и распространить информацию (или дезинформацию) в любой точке зоны ответственности группировки войск (сил) [1].

Анализ проблемы обеспечения безопасности информации, постановка задачи создания устойчивой к нападениям телекоммуникационной сети

В едином информационном пространстве рассредоточенные воинские формирования могут вести совместные действия, динамически перераспределять ответственность, задачи и адаптироваться к изменениям обстановки. Для этого необходимо наличие высокоэффективной информационной инфраструктуры, которая обеспечит все элементы группировки войск (сил) полноценным доступом к общему информационному ресурсу. Информационные и телекоммуникационные системы и сети посредством сбора, обработки, анализа и распределения информации обеспечивают реализацию информационной технологии поддержки принятия решений и виртуализацию управленческих процессов [2]. При этом отпадает привычная необходимость присутствия в одном месте в одно и то же время должностных лиц, участвующих в выработке элементов решения, поскольку система обеспечивает обмен информацией между ними независимо от их местоположения. Единое информационное пространство позволяет лицу, принимающему решение, понять и оценить ситуацию в реальном масштабе времени, определить порядок действий и довести его до подчиненных.

По мере возрастания информационно-технологического прогресса возможности группировки войск (сил) по ведению военных действий в едином информационном пространстве будут возрастать. Поэтому самыми уязвимыми компонентами инфраструктуры являются телекоммуникационные сети, а обеспечение их информационной безопасности должно стать одним из приоритетных направлений военного строительства и строительства Вооруженных Сил единого государства Российской Федерации и Республики Беларусь [3, 4].

Телекоммуникационные сети военного назначения, являясь основой для формирования единого информационного пространства, должны использовать открытые (гражданские и коммерческие) стандарты, в том числе IP-технологии, поскольку предполагают сопряжение и взаимодействие с государственными и ведомственными сетями, развернутыми в зоне ответственности группировки войск (сил) и (или) региональной группировки Вооруженных Сил Союзного Государства. При этом с целью выполнения требований по безопасности связи необходим пересмотр и повышение надежности существующих IP-протоколов (в плане их имитостойкости).

В настоящее время Интернет является в основном статическим, проводным и работает в изначально невраждебной окружающей среде. В военное время среда информационного обмена кардинально меняется и трансформируется во враждебную, характеризующуюся широким спектром угроз несанкционированного доступа к информации. Практика показывает, что в таких условиях простое добавление правил безопасности в существующие протоколы не является решением проблемы по существу, поскольку даже в мирное время, независимо от наличия множества доступных решений для обеспечения конфиденциальности коммерческой и личной информации, локальные сети и персональные компьютеры пользователей до сих пор остаются весьма уязвимыми для хакерских атак и нападений. В военное время данная проблема еще более обострится и, если безопасность телекоммуникационной сети не будет гарантированно обеспечена, она станет бесполезной как инструмент для принятия управленческих решений.

При нарастании военной угрозы и в военное время обеспечение безопасности телекоммуникационной сети для органов государственного и военного управления становится сложной и многогранной проблемой. Это обуславливается бескомпромиссностью информационной войны и антагонизмом преследуемых ею целей, динамичностью информационной среды, широким применением ранее считавшихся запрещенными приемов и методов разрушения информации или ее подмены ложной. Динамичность заключается в том, что требования к безопасности информации, военной связи и разведывательной защищенности телекоммуникационной сети будут меняться вследствие существенного увеличения числа мобильных сетевых узлов, их частого перемещения и повышения удельного веса беспроводных линий связи в их общем количестве. Вследствие резкого увеличения размерности сети и ее реконфигурации за счет добавления к стационарным большого числа подвижных (мобильных) пользователей невозможно установить одинаковые требования к безопасности информации и связи для всех узлов. Следовательно, всякий раз при изменении конфигурации сети нужно устанавливать новые требования к ее разведывательной защищенности, безопасности информации и связи. Практика показывает, что традиционные протоколы этого профиля становятся слишком громоздкими для их практического применения в условиях, когда ресурсы сети недостаточны, а узлы слишком быстро или часто перемещаются [5, 6].

Беспроводные сети не только уязвимы для атак, но и содержат явные и вторичные разведпризнаки пользователей, что позволяет противнику добывать важную информацию о сети, принадлежности пунктов управления и намерениях органов управления. Скрытие такой сети, как и полное исключение ее разведывательной доступности, фактически невозможно. Кроме того, антагонистическая окружающая сетевая среда предполагает новые информационные угрозы, которые ранее не были свойственны телекоммуникационным сетям – например, компрометация узлов связи. Скомпрометированный узел – это свой узел, которым управляет противник. Следовательно, против атак, исходящих изнутри сети, все традиционные решения проблемы ее безопасности неприемлемы. Использование криптографической защиты в этих условиях не имеет смысла, поскольку скомпрометированный узел имеет доступ к ключам и шифрам [7].

Таким образом, телекоммуникационные сети, с одной стороны, позволяют должностным лицам обмениваться информацией независимо от их местоположения, что устраняет фак-

торы места и времени, которые ранее вынуждали вести военные действия на ограниченных пространствах. С другой стороны, если безопасность сети нарушена, противник способен вмешаться в процесс выработки и принятия решения. Информация может быть перехвачена, задержана или изменена, следовательно, нарушается ситуационная осведомленность и адекватное восприятие обстановки. В конечном счете, если информация будет противоречить объективно сложившейся обстановке, принимаемые в соответствии с ее оценкой решения будут либо неправильными, либо необоснованными, либо отсроченными, что может позволить противнику получить определенные преимущества.

Отметим несколько специальных понятий и терминов, относящихся к безопасности телекоммуникационной сети, функционирующей в едином информационном пространстве [8].

Термины и определения

Термин *правильные пакеты* означает, что в сети может осуществляться передача только тех пакетов, которые не проявляют каких-либо признаков нарушения их формата, содержания и отправлены легитимными (определенными маршрутно-адресной таблицей) узлами. Пакеты, которые разбиты на фрагменты (субпакеты), должны прибыть к своему месту назначения без задержек по времени доставки и нарушений их целостности в пути. Крайне важно гарантировать, чтобы пакеты вовремя доставлялись адресатам и сшивались до наступления момента времени потери актуальности содержащейся в них информации. В маршрутизации могут участвовать только легитимные узлы сети. Если узел становится скомпрометированным, он больше не должен быть допущен к сетевым операциям. Служебная информация, циркулирующая между узлами сети, должна обеспечивать защиту таблиц маршрутизации от искажений. Крайне важна и ее конфиденциальность, поскольку сеть всегда передает информацию о своей структуре, местоположении узлов, условиях их функционирования и т. д., по которой разведка противника может получать сведения о группировке войск (сил), ее состоянии, действиях и возможных намерениях. Однако следует понимать, что достижение полной конфиденциальности является чрезвычайно трудной задачей, особенно при обмене информации по беспроводным сетям.

Специальные требования предъявляются и к технической надежности средств и комплексов управления, связи и автоматизации. Эксплуатационные отказы в обслуживании не должны приводить к превышению установленных временных задержек доставки пакетов, вызванных перегруженностью сети, или, в худшем случае, деградацией ее состояния либо полным разрушением (развалом) структуры [9].

Условно можно выделить три уровня безопасности информации при сетевом управлении группировкой войск (сил): безопасность содержания информации, безопасность коммуникации и безопасность сети.

Безопасность содержания информации предполагает непосредственную защиту содержания информационного обмена между двумя абонентами (пользователями). При этом в качестве пользователей могут выступать как должностные лица, так и компьютерные процессы, имеющие возможность проверить источник информации.

Безопасность коммуникации охватывает защиту данных, которые передаются по сети от источника к получателю. Оконечные точки в этом случае – компьютерные узлы, имеющие несколько пользователей.

Главное различие между этими двумя видами безопасности заключается в том, что при безопасности содержания информации конечными точками являются истинные пользователи, а при безопасности коммуникации – компьютеры, передающие и принимающие данные. Корреспондирующие узлы должны иметь возможность проверить легитимность друг друга до коммуникации. Кроме того, передаваемые данные должны быть защищены от расшифровки и модификации с целью исключения ввода ложной информации и недопустимой задержки.

Безопасность сети имеет самое непосредственное отношение к выполнению задач по своевременной пересылке правильных (легитимных) пакетов в нужном информационном направлении, не нарушая приоритетов и (или) установленных категорий срочности. Этот уровень безопасности отличается от двух предыдущих тем, что его главная задача состоит в передаче информации от источника к получателю, не затрагивая ее содержания.

Пример практического решения проблемы обеспечения безопасности содержания информации – протокол типа PGP. Приемлемые решения для безопасности коммуникации протоколы IPSec (защиты IP трафика), TLS (транспортного уровня между абонентом и сервером) и SSH (удаленных абонентов) [9, 10].

Безопасность сети, в свою очередь, имеет несколько аспектов и уровней. Физическая безопасность охватывает защиту линий и узлов сети (например, защиту маршрутизаторов различными средствами управления доступом). В целом же уровень сетевой безопасности решает вопросы защиты связей между двумя узлами. Цель сетевой безопасности в беспроводной сети состоит в том, чтобы обеспечить такую же степень безопасности, как и в проводной сети. Как правило, безопасность сети включает установление подлинности абонента (его идентификацию) и шифрование (кодирование). Кроме того, протоколы безопасности сети должны обеспечить защиту от преднамеренного изменения ее структуры или нарушения управления сетью.

Возможные сценарии нападения на сеть и их последствия

Нападение на структуру телекоммуникационной сети может быть внешним или внутренним. В первом случае незаконный узел внедряется в сеть как законный (легитимный). Во втором случае легитимный узел скомпрометирован, т. е. попал под влияние противника, управляется им и маскируется под легитимный, чтобы использоваться в дальнейшем для нападения на сеть. Результатом такого нападения может стать:

- отказ в обслуживании, когда узел потребляет ресурсы сети, вызывая ее перегрузку. Особенно это опасно в беспроводных сетях, где и сетевые ресурсы, и ресурсы узлов имеют ограниченную мощность, не достаточную для компенсации потерь;

- разрушение передачи служебной информации протоколов, когда узел участвует в передаче служебной информации протокола и в состоянии изменить структуру маршрутизации;

- разрушение трафика сети, когда узел способен снизить скорость передачи или задерживать пакеты. Это касается в основном функций протоколов высших уровней. В результате узел генерирует ненужный служебный трафик, вызывает перегрузку и, в конечном счете, разрушает целостность сети;

- анализ трафика, когда узел отслеживает трафик сети и на основе анализа раскрывает ее структуру, определяя местоположение узлов, их роль, назначение, принадлежность и т. д.;

- распространение дезинформации, когда узел распространяет в сети ложную, но достаточно правдоподобную информацию. Например, узел может действовать как датчик и передавать ошибочные данные во время сбора сведений об обстановке.

Сценарии нападения на телекоммуникационную сеть могут быть различными. Например, на рис. 1 представлен сценарий нападения на сеть двух узлов противника (E_1 и E_2).

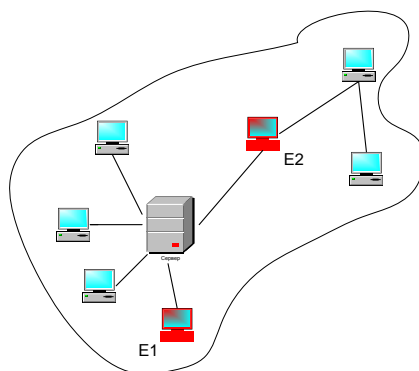


Рис. 1. Сценарий нападения на телекоммуникационную сеть двух узлов противника

Узел E_1 замаскировался под легитимный и предоставляет серверу дезинформацию. Сервер собирает данные из различных источников и составляет представление об окружающей среде путем объединения данных. Однако, поскольку некоторые из собранных данных ошибочны, заключительная картина будет отличаться от реальной и являться искаженной. Затем эта ложная картина распространяется по сети и может, в конечном счете, привести к ошибочному решению, основанному на неверном ситуативном понимании.

Узел E_2 , с другой стороны, проводит атаки на сеть с целью получить в ее центре отказ в обслуживании. Получая пакеты от сервера, он дублирует их и передает к следующему узлу сети. Атака с целью отказа в обслуживании распространяется вплоть до узла назначения, который выявляет пакеты-двойники и отказывается от них. Если сеть беспроводная, эти атаки особенно серьезны по своим последствиям для узлов, начиная с соседних с E_2 , и до тех, через которые проходит информация к узлу-получателю. Чтобы хоть как-то воспрепятствовать нарастанию перегрузки сети, спровоцированной узлом E_2 , нельзя допускать, чтобы легитимные узлы своими действиями ее «ускоряли». С этой целью необходимо осуществлять контроль подлинности всех узлов сети так же, как и всех пакетов. Для исключения подобных атак любой узел должен быть в состоянии проверить, что принимаемые пакеты легитимны, своевременны и уникальны (не содержат дубликатов).

В результате ряда успешных атак сеть может быть физически разрушена, т. е. становится разобщенной и функционально неспособной выполнять свое предназначение. На рис. 2, *а* показана структура частично разрушенной сети, где пунктиром обозначены разрушенные маршрутизаторы и линии связи. В результате предпринятых атак сеть оказалась разделена на две отдельных и утративших взаимосвязь части.

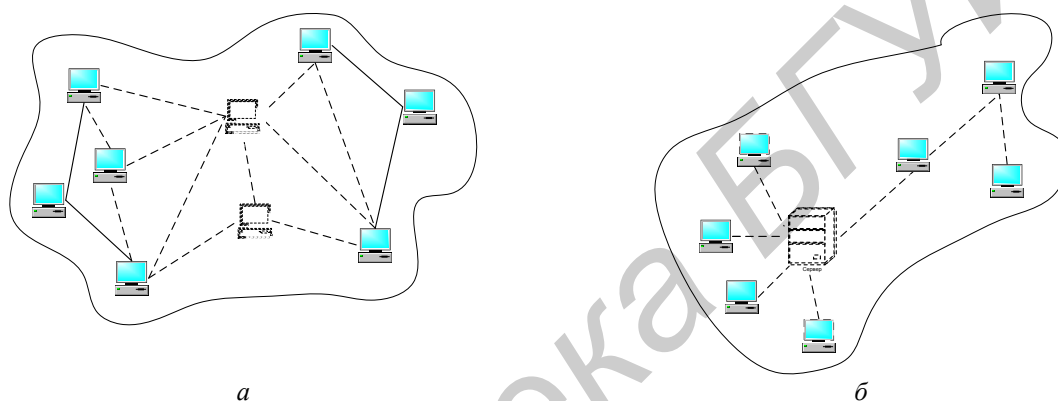


Рис. 2. Сценарии нападения на сеть:
а – атака с целью частичного разрушения структуры; *б* – избирательная атака

Особо опасно по своим последствиям физическое разрушение базовой сети, в результате чего специальные сети могут потерять возможность соединения и превратиться в отдельные острова. Мобильные узлы могут потерять способность к перемещению в результате потери связи с узлом связи привязки. Серверы потерявших связность узлов могут выключить некоторые свои функции, что в еще большей степени усложнит обстановку для оставшейся работоспособной части сети. В целях устранения последствий частичных разрушений базовые сети должны иметь функции восстановления и формирования своей структуры, при этом в первую очередь восстанавливаются маршруты и серверы.

На рис. 2, *б* приведен сценарий избирательной атаки на сеть. В ходе избирательной атаки уничтожаются только ключевые узлы. Ключевой узел в данном случае – это маршрутизатор доступа, который является основой локальной сети. Без этого узла у других узлов сети просто нет связи друг с другом и вместо того, чтобы разрушать всю сеть, противнику легче найти ключевые узлы и устранить их.

Полученные результаты и их обсуждение

Общее решение проблемы построения устойчивой к атакам сети состоит не только в том, чтобы не иметь в ней явных точек отказа (как в рассмотренном примере с маршрутизатором доступа) или осуществить многократное дублирование критических элементов структуры. Возможный выход из ситуации, когда в телекоммуникационной сети главный узел группы потерян – передача его функциональных возможностей на другой узел. Такие динамические решения позволяют устранить проблему единственной точки отказа, не осуществляя дублирование. Чтобы решить проблему кардинально и справиться с разрушением, необходимы не только силы и средства для быстрого восстановления утраченных элементов сети, но и динамическое

управление оставшимися с целью перераспределения оказываемых ими услуг на другие узлы. Это подразумевает, что каждый узел должен обладать всем набором функций и услуг, которые до определенного момента не используются, а активируются в нужное время.

Если узел в результате атаки не разрушен, а лишь скомпрометирован, то противник, используя его возможности, может в дальнейшем предпринять множество атак, сценариями которых могут быть, например:

- нападения, предпринимаемые узлами противника;
- компрометация других узлов и постепенный захват всей сети;
- вскрытие систем безопасности беспроводных сетей (алгоритмы псевдослучайной перестройки частот, широкополосного сигнала и т. д.) с целью их подавления;
- получение доступа ко всем услугам и информации, которые получают легитимные узлы, с использованием последних для ввода ложной информации, поскольку каждый узел сети наделен правом изменять информацию;
- целенаправленное деструктивное изменение поведения сети посредством распространения дезинформации.

Если в результате атак на сеть скомпрометированные узлы станут превосходить по численности легитимные, то на сервере пункта управления группировки войск (сил) или информационно-технического центра появится большой объем ложной информации. В этом случае, если отсутствует надлежащий трастовый механизм обработки информации, сервер доверяет большинству поступивших на него данных, т. е. данным, предоставленным противником. Следовательно, созданная в результате объединения обработанных данных информационная картина складывающейся обстановки окажется искаженной в соответствии с замыслом противника. Кроме того, сервер может совершать и ошибки второго рода, признавая легитимные узлы незаконными и выдавая им сертификат недоверия, особенно если скомпрометированные узлы выборочно блокируют сообщения от легитимных узлов.

Основная проблема в борьбе со скомпрометированными узлами заключается в том, что традиционные решения для обеспечения безопасности, основанные на криптографии, не могут быть применены. Скомпрометированные узлы обходят криптографическую защиту, поскольку индивидуальные ключи становятся известны противнику, а других способов отличить скомпрометированный узел от легитимного, кроме контроля его поведения, просто не существует. При этом и сам контроль поведения узла, подозреваемого в потере легитимности, не является тривиальным. Например, легитимный узел может распространять ошибки из-за временного сбоя, а скомпрометированный узел может вести себя без какого-либо подозрения (сомнения в легитимности) в течение достаточно длительного периода времени или передавать ошибки, которые нелегко обнаружить.

Анализ рассмотренных сценариев сетевых атак противника показывает, что кардинальным решением проблемы выявления скомпрометированных узлов является постоянное наблюдение за сетевым трафиком, который может использоваться для получения решающей информации о состоянии любого узла, даже если содержание трафика неизвестно.

Структура сети легко раскрывается ее транспортным потоком. Для противника узлы, передающие и принимающие большие объемы данных, являются наиболее значимыми. При этом средствами разведки легче обнаружить узел передачи, чем узел приема, особенно если получатель не посылает подтверждения. Сетевая структура способна отображать структуру размещения войск (сил), облегчая противнику решение задачи обнаружения мест размещения командных пунктов и их уничтожения. Анализ трафика вполне может раскрыть намерения командования группировки войск (сил), а также уровень боевой готовности воинских формирований. Например, традиционно перед началом активных действий интенсивность обмена на информационных направлениях увеличивается, а слабо обученный персонал имеет тенденцию к более активному обмену.

Анализ и обобщение полученных результатов позволяет определить наиболее важные критерии безопасности телекоммуникационной сети:

- сеть должна быть в состоянии выполнить свои задачи, даже если она частично разрушена или подверглась нападению;
- если сеть частично разрушена, в резерве должны быть средства быстрого ее восстановления, исключаяющие полную потерю функциональных возможностей сети;

- сеть должна иметь трастовое управление, чтобы скомпрометированные узлы были своевременно обнаружены и исключены из информационного обмена;
- сеть не должна передавать информацию нелегитимным пользователям;
- сеть должна обеспечивать конфиденциальность, уровень которой гарантирует сохранение в тайне от противника сведений о боевом составе группировки войск (сил), ее действиях и намерениях, структуре системы управления. Противник может «видеть» сеть и даже иметь доступ к ней с целью перехвата информации, но при этом извлекать только минимум разведпризнаков, которые не влияют на структурную целостность системы управления.

Заключение

Телекоммуникационные сети весьма уязвимы для атак противника, а разные сценарии нападения на них отличаются по степени опасности и последствиям. Следует понимать, что информационные сети и системы военного назначения имеют свою специфику, которая обусловлена критическим характером и значительным масштабом последствий от снижения уровня защиты информации и безопасности связи.

PROVISION OF COMMUNICATIONS AND INFORMATION SECURITY IN CENTRIC NETWORK TROOPS CONTROL AND VARIOUS SCENARIOS OF ATTACKING TELECOMMUNICATIONS NETWORK

Yu.A. SEMASHKO, V.M. KALININ, V.N. SHEPTURA

Abstract

Place and role of telecommunications network as the basis of creating unique informative space in conducting centric network warfare is determined. Aspect of vulnerability of telecommunications networks to provide communications security and information protection is analyzed. The most scenarios of attacking network and their consequences are considered. The main requirements to communications security and information protection are formulated. General solution of the problem of creating stable to the attacks telecommunications network is suggested.

Список литературы

1. Паршин, С. А., Горбачев Ю.Е., Кожанов Ю.А. Современные тенденции развития теории и практики управления в вооруженных силах США. – М., 2009.
2. Теория управления в системах военного назначения / под ред. И.В. Котенко. М., 2001.
3. Косачев И.М., Хижняк А.В. // Вестн. Воен. акад. Респ. Беларусь. 2010. № 2 (27).
4. Копытко В.К., Шептура В.Н. // Военная Мысль. 2011. № 10. С. 16–26.
5. Candolin C. Securing military decision making in a Network-centric environment / Doctoral Dissertation, Helsinki University of Technology Department of Computer Science and Engineering Laboratory for Theoretical Computer Science. 2005.
6. Candolin C., Kari H. A security architecture for wireless ad hoc networks // In Proceedings of IEEE Milcom, Anaheim, California, USA. – 2002. – October 2002.
7. Паршин С.А., Горбачев Ю.Е., Кожанов Ю.А. Кибервойны – реальная угроза национальной безопасности? М., 2011.
8. Alberts D., Garstka J., Stein F. Network centric warfare – developing and leveraging information superiority. CCRP, 2-nd edition, 2000.
9. Новые сетевые технологии в системах управления военного назначения / Под ред. Н. И. Буренина. СПб., 2000.
10. Белянский П.В. Англо-русский словарь терминов и сокращений в современной военной технике связи. М., 2006.

УДК 621.396.677

МОДЕЛИРОВАНИЕ МИКРОПОЛОСКОВЫХ АНТЕННЫХ РЕШЕТОК С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ МЕТОДА ИНТЕГРАЛЬНЫХ УРАВНЕНИЙ

А.В. УЛАНОВСКИЙ, В.В. КИЗИМЕНКО

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

Поступила в редакцию 9 августа 2012

Описывается применение метода интегральных уравнений для нахождения характеристик и параметров микрополосковых антенных решеток. При моделировании решеток полосковых вибраторов, каждый излучатель заменяется проволочным, учет диэлектрической подложки производится введением в интегральное уравнение эффективной диэлектрической проницаемости. По найденному распределению тока определяется входное сопротивление полосковых вибраторов с учетом взаимодействия с соседними элементами, рассчитывается диаграмма направленности решетки и коэффициент направленного действия. Результаты моделирования сравниваются с результатами, описанными в литературе и рассчитанными в современных пакетах электродинамического моделирования CST MWS, AWR MWO и FEKO.

Ключевые слова: плоская антенная решетка, полосковые вибраторы, метод интегральных уравнений, эффективная диэлектрическая проницаемость.

Введение

Одним из способов моделирования антенных решеток состоящих их микрополосковых вибраторов является использование метода интегральных уравнений (МИУ). Краткое описание возможности применения МИУ для нахождения характеристик и параметров плоских эквидистантных микрополосковых антенных решеток симметричных вибраторов приведено в [1].

Решетка представляет собой систему вибраторов на диэлектрической подложке с бесконечным проводящим экраном (рис. 1). Плоскость решетки параллельна плоскости XOY . Вибраторы могут быть ориентированы по оси OX или по OY . Расстояние между центрами соседних вибраторов вдоль оси OX – dx , вдоль OY – dy .

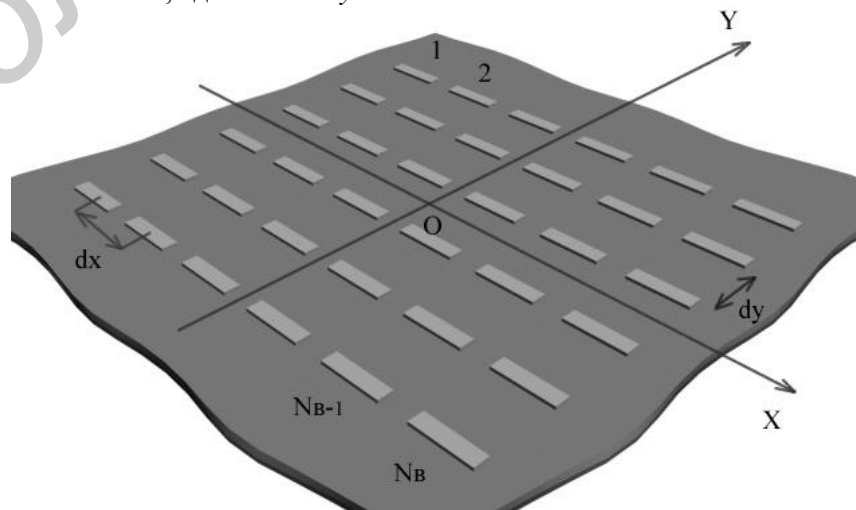


Рис. 1. Внешний вид антенной решетки микрополосковых вибраторов

Закон возбуждения – разделяющееся амплитудно-фазовое распределение (АФР) вида

$$A_n = A_{nx} A_{ny} e^{-jk(x_n \cos \theta_{\text{ск}} + y_n \cos \varphi_{\text{ск}}) \sin \theta_{\text{ск}}}, \quad (1)$$

где x_n, y_n – координаты центра n -го вибратора, $n = 1, 2, \dots, N_B$;

$$\begin{cases} A_{nx} = t_x + (1 - t_x) \cos^{P_x} \left(\frac{\pi x_n}{L_x} \right) \\ A_{ny} = t_y + (1 - t_y) \cos^{P_y} \left(\frac{\pi y_n}{L_y} \right) \end{cases}, \quad (2)$$

где $L_x = dx \cdot (N_{Bx} - 1)$, $L_y = dy \cdot (N_{By} - 1)$ – расстояния между центрами крайних вибраторов в решетке из N_{Bx} столбцов и N_{By} строк ($N_B = N_{Bx} \cdot N_{By}$); $P_x, P_y = 1, 2, \dots$ – степени косинусов, описывающих спадающее к краям решетки амплитудное распределение (АР); $\theta_{\text{ск}}, \varphi_{\text{ск}}$ – сферические координаты направления сканирования; $k = \omega \sqrt{\mu_0 \epsilon_0}$ – волновое число свободного пространства.

Каждый микрополосковый вибратор заменяется проволочным вибратором (рис. 2) с радиусом равным четверти ширины w микрополоскового вибратора.

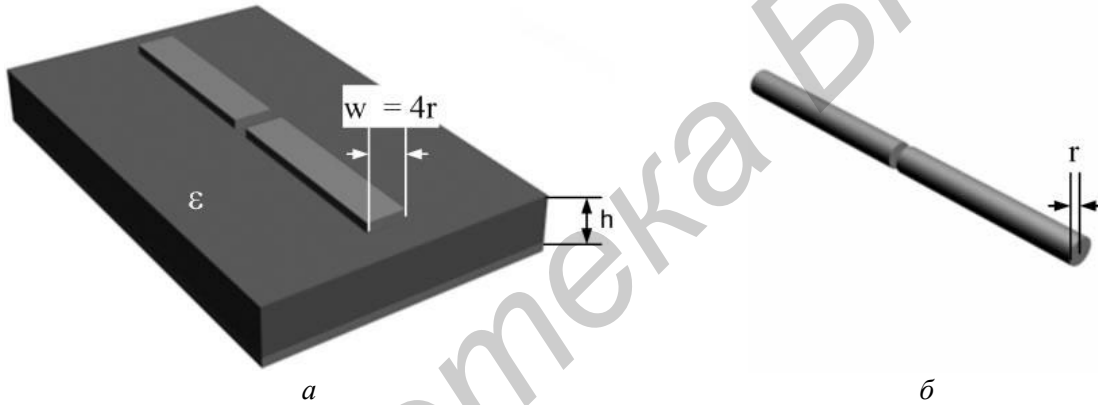


Рис. 2. Модель микрополоскового (а) и проволочного (б) вибратора

Приведенные амплитуды и фазы присваиваются точечным δ -генераторам в центрах проволочных вибраторов. АФР (1) используется для получения правой части СЛАУ, к которой сводится интегральное уравнение для тонкопроволочных излучателей. С целью экономии вычислительных ресурсов выбрано интегральное уравнение (ИУ) Харрингтона:

$$\int_L \left[G(l_q, l_p) \cdot I(l_q) \cdot (\vec{l}_0, \vec{S}_0) + \frac{1}{k^2} \frac{G(l_q, l_p)}{dl_p} \frac{dI(l_q)}{dl_q} \right] dl_q = -i \frac{4\pi}{\omega \mu_a} (\vec{E}_{\text{ст}}, \vec{S}_0),$$

где $G(l_q, l_p)$ – функция Грина.

Проволочный вибратор делится на сегменты длиной $\Delta L = \frac{L}{M}$, где M – число сегментов.

Распределение тока по вибратору $I(l_q)$ находится при решении интегрального уравнения с использованием кусочно-синусоидальных базисных и весовых функций вида [2]:

$$f_m = \frac{I_{m-1} \sin[k(Z_m - l_q)] + I_m \sin[k(l_q - Z_{m-1})]}{\sin(k\Delta L_m)} \quad \text{при } l_q \in \Delta L_m,$$

где Z_{m-1}, Z_m – координаты левого и правого концов сегмента ΔL_m .

При этом учет подложки производится путем использования в ИУ эффективной диэлектрической проницаемости:

$$\varepsilon_{\text{э}} = \frac{\varepsilon + 1}{2} + \frac{(\varepsilon - 1) \left(1 + \frac{10h}{w}\right)^{-\frac{1}{2}}}{2},$$

где ε – диэлектрическая проницаемость подложки; h – толщина подложки; w – ширина полоскового вибратора (выбирается равной четырем радиусам его поперечного сечения r).

По найденному распределению токов вибраторов определяются основные характеристики решетки:

– входное сопротивление вибраторов

$$Z_{\text{ВХ}n} = \frac{\dot{A}_n}{I_n e^{j\varphi_n}},$$

где I_n, φ_n – амплитуда, фаза тока в точке питания n -го вибратора;

– диаграммы направленности решетки для θ -й и φ -й составляющих поля в плоскости

$\varphi = \varphi_{\text{ск}}$:

$$\dot{f}(\theta, \varphi) = \dot{f}_1(\theta, \varphi) F_{\text{с1}}(\theta, \varphi) \sum_{n=1}^{N_{\text{в}}} I_n e^{j\varphi_n} e^{jkR_n \cos \alpha_n}, \quad (3)$$

где $\dot{f}_1(\theta, \varphi)$ – комплексная ДН плеча вибратора, т.е. его половины; $F_{\text{с1}}(\theta, \varphi) = |\cos(kl \sin \theta \sin \varphi)|$ – множитель системы двух плеч симметричного вибратора, которые располагаются вплотную друг к другу, запитаны равномерно и синфазно; $l = L/2$ – длина плеча; третий множитель в (3) в виде суммы по n от 1 до $N_{\text{в}}$ есть множитель системы решетки вибраторов;

$$R_n \cos \alpha_n = x_n \sin \theta \cos \varphi + y_n \sin \theta \sin \varphi + z_n \cos \theta,$$

где θ, φ – угловые координаты точки наблюдения.

ДН плеча вычисляется по формулам для одиночной прямоугольной МПА с ориентацией вектора поляризации \vec{E} вдоль ОУ, приведенным в [3]:

$$\dot{f}_{\theta}(\theta, \varphi) = M_1(\theta, \varphi) \left[\frac{\cos \theta \sin \varphi \cdot e^{j\frac{\eta l}{2}}}{\sqrt{\tilde{\xi}^2 + (\varepsilon \cos \theta \cdot \text{ctg} \tilde{\xi} kh)^2}} \cdot \frac{\varepsilon}{\tilde{\xi}} + kh \sin \varphi \cdot e^{-j\frac{\eta l}{2}} \right],$$

$$\dot{f}_{\varphi}(\theta, \varphi) = M_1(\theta, \varphi) \left[\frac{\cos \theta \cos \varphi \cdot e^{j\frac{\eta l}{2}}}{\sqrt{\cos^2 \theta + (\tilde{\xi} \text{ctg} \tilde{\xi} kh)^2}} + kh \cos \theta \cos \varphi \cdot e^{-j\frac{\eta l}{2}} \right],$$

$$\text{где } \xi = k \cdot \sin \theta \cos \varphi; \tilde{\xi} = \sqrt{\varepsilon - \sin^2 \theta}; \eta = k \cdot \sin \theta \sin \varphi; M_1(\theta, \varphi) = \frac{w}{h} \cdot \left| \frac{\sin \frac{\xi w}{2}}{\frac{\xi w}{2}} \right|; w = 4b.$$

Максимальный КНД решетки находится путем численного интегрирования нормированных ДН в главных плоскостях: $F_{\theta}(\theta)$ при $\varphi=90$; $F_{\varphi}(\theta)$ при $\varphi=0$. Вначале определяются пар-

циальные КНД $D_m(\theta, \varphi) = \frac{4}{\sum_{i=1}^N F_{\theta, \varphi}^2(\theta) |\sin(\theta_i - \theta'_{\text{ск}})| \cdot \Delta \theta}$, где N – количество угловых направлений,

для которых найдены значения ДН; $\theta'_{\text{ск}}$ – полученный в результате расчета угол направления максимума ДН; $\Delta \theta$ – шаг изменения угла наблюдения θ .

Результирующий КНД определяется как среднегеометрическое значение

$$D_m = \sqrt{D_{m\theta} \cdot D_{m\phi}}.$$

Результаты моделирования

Для моделирования характеристик антенной решетки тонких микрополосковых вибраторов была разработана программа FAR_MPA_Vib. Программа состоит из четырех EXE-файлов, являющихся законченными функциональными модулями, DAT-файлов, представляющих собой таблицы входных и выходных данных исполняемых модулей. Все расчетные модули написаны на языке FORTRAN F 90.

Тестирование программы проводилось путем расчета одинаковых конструкций микрополосковых излучателей в разработанной программе и в пакетах электродинамического моделирования CST MWS, AWR MWO и FEKO.

Результаты расчета зависимости активной и реактивной частей входного сопротивления от частоты для одиночного микрополоскового вибратора представлены на рис. 3. Моделирование было проведено с использованием пакетов CST MWS, AWR MWO и с помощью МИУ (на графике обозначено «MIE»). Для выбранной центральной частоты $f = 9,4$ ГГц (длина волны $\lambda_0 = 32$ мм) длина вибратора составляет $2L = 0,534\lambda_0 = 17,1$ мм. Относительная диэлектрическая проницаемость подложки $\varepsilon = 3,48$, толщина $h = 1,524$ мм. В программе MWO задавался вибратор в виде полоски идеального проводника шириной $w = 0,3$ мм, длиной $2L = 17,1$ мм. Размер расчетной области 45×45 мм. При расчете с помощью МИУ устанавливались следующие параметры: радиус проволочного вибратора $a_0 = 0,0725$ мм, $2L = 17$ мм, $\varepsilon = 3,42$, $h = 1,524$ мм, число сегментов на длину волны $NV = 25$. Результаты расчета резонансных частот: CST – $f_r = 9,624$ ГГц, MWO – $f_r = 9,6$ ГГц, МИУ – $f_r = 9,585$ ГГц.

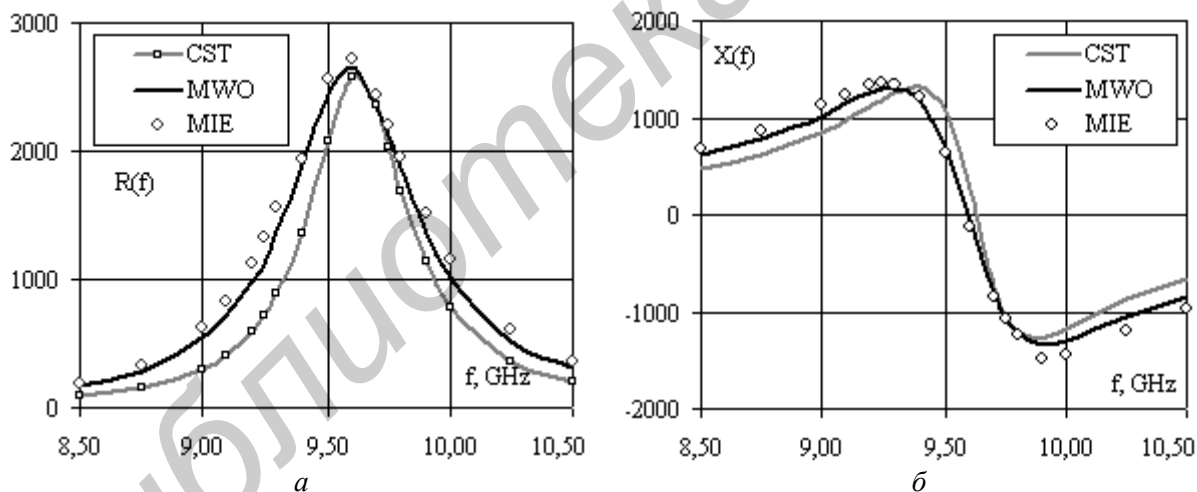


Рис. 3. Активная (а) и реактивная (б) части входного сопротивления одиночного микрополоскового вибратора

Из рис. 3 следует, что результаты, полученные с использованием МИУ, достаточно хорошо совпадают с результатами моделирования в известных пакетах. Следовательно, разработанная модель может быть использована для нахождения параметров микрополосковых вибраторов.

Для исследования эффекта ослепления решетки была рассчитана зависимость коэффициента отражения R от угла сканирования θ в решетке 9×9 полосковых вибраторов (см. рис.4). Расстояние между излучателями $dx = dy = 0,5\lambda_0 = 16$ мм, $\lambda_0 = 32$ мм, радиус вибраторов $a_0 = 0,0805$ мм, $2L = 0,334\lambda_0 = 10,68$ мм, $\varepsilon = 2,548$, $h = 1,28$ мм.

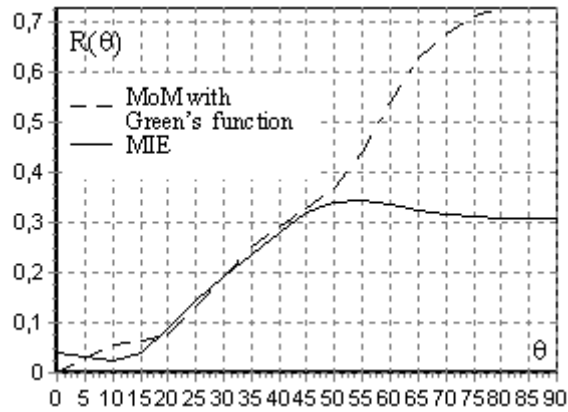


Рис. 4. Зависимости модуля коэффициента отражения от угла сканирования

На рис. 4 также отображена зависимость $R(\theta)$, рассчитанная с использованием Метода моментов (MoM) с применением тензорной функции Грина, приведенная в статье [4]. Видно, что в диапазоне углов $\theta = 0 \dots 45^\circ$ два графика практически совпадают, а при больших углах θ они расходятся. Это может быть объяснено тем, что при больших углах сканирования увеличивается влияние поверхностной волны, которая не учитывается в разработанной модели полоскового вибратора. Тем не менее, сектор углов сканирования $\pm 45^\circ$ является достаточным для широкого круга практических задач.

На рис. 5, 6 приведены результаты расчета основных параметров линейной антенной решетки в зависимости от числа полосковых вибраторов.

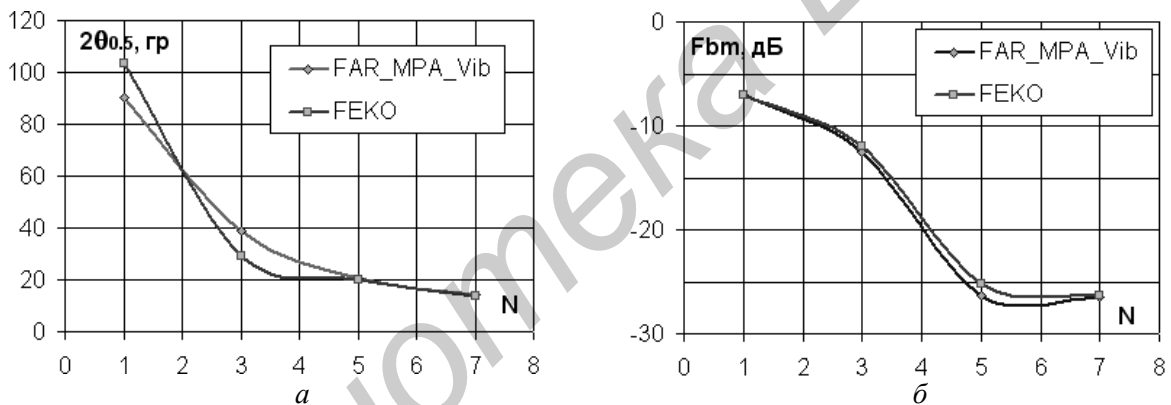


Рис. 5. Зависимость ширины главного лепестка ДН (а) и максимального уровня боковых лепестков (б) от количества вибраторов в антенной решетке

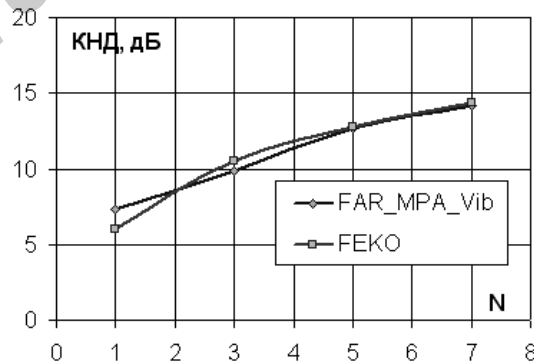


Рис. 6. Зависимость КНД от количества вибраторов в антенной решетке, рассчитанная в программах FAR_MPA_Vib и FEKO

Сравнение результатов расчета (рис. 5, 6) одинаковых линейных антенных решеток в разработанной программе FAR_MPA_Vib и пакете FEKO показывает, что МИУ может применяться для расчета основных характеристик и параметров антенных решеток полосковых вибраторов.

Однако использование тонкопроволочной аппроксимации дает существенный выигрыш во времени расчета и объеме требуемой оперативной памяти компьютера (см. рис. 7). Объем требуемой памяти при расчете решетки из 5 вибраторов с использованием программы FAR_MPA_Vib не превышает 5,2 МБ, время моделирования – не более 1 с. Расчет производился на компьютере Intel Xeon с тактовой частотой 2.5 GHz, 32 ГБ ОЗУ.

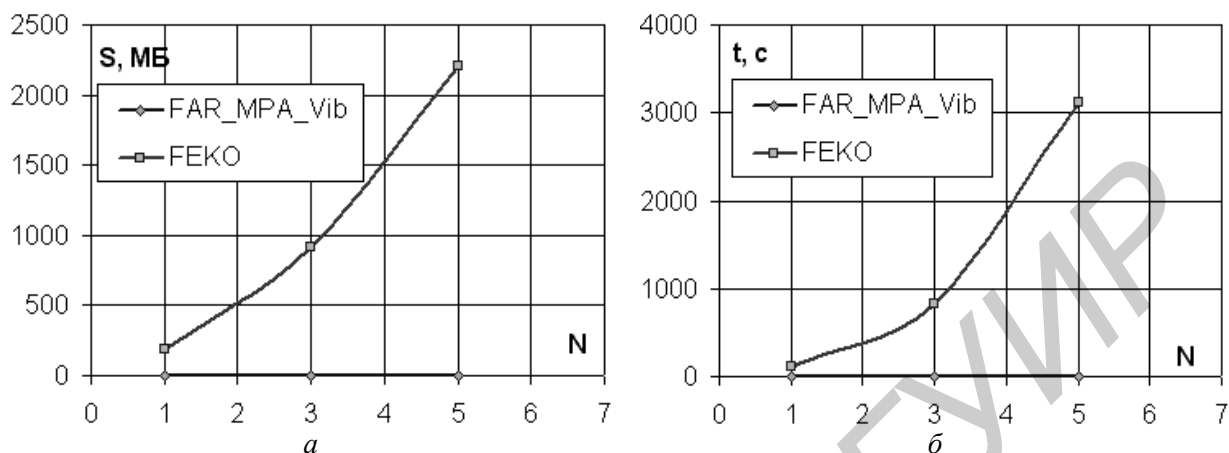


Рис. 7. Зависимости объема оперативной памяти (а) и времени расчета (б) от количества вибраторов в антенной решетке при моделировании

При моделировании антенных решеток прямоугольных полосковых излучателей исходный сплошной микрополосковый излучатель может заменяться однородной равномерной сеткой полосок [5].

Для сокращения времени моделирования была разработана модель излучателя, в которой полоски заменяются тонкопроволочными элементами и дальнейшие расчеты проводятся с использованием МИУ и кусочно-постоянных базисных функций. На рис. 8 приводятся результаты расчета зависимостей входного сопротивления прямоугольного излучателя от частоты с помощью метода МИУ (MIE) и пакета MWO. Параметры излучателя: ширина $a = 17$ мм, высота $b = 11$ мм, $\epsilon = 2,36$, $h = 3,175$ мм. Центральная частота $f_0 = 6,8$ ГГц ($\lambda_0 = 44,118$ мм). В пакете MWO ширина полосковых проводников сетки задавалась равной $dw = 0,5$ мм, число проводников по горизонтали $N_h = 17$, по вертикали $N_v = 11$. При расчете MIE использовалось такое же количество проводников, шаг сетки $dx = 1,0625$ мм, $dy = 1,1$ мм.

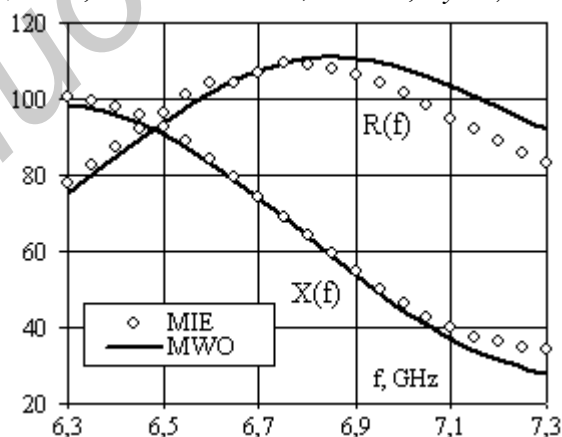


Рис. 8. Зависимости активной и реактивной частей входного сопротивления прямоугольного излучателя от частоты

Как видно из рис. 8, использование тонкопроволочной аппроксимации геометрии прямоугольного излучателя позволяет достаточно точно определить характер зависимости входного сопротивления от частоты.

Заключение

Сравнение результатов моделирования ДН решеток с различным числом вибраторов полученных с использованием программ FAR_MPA_Vib и FEKO показывает, что, несмотря на некоторые различия в форме диаграмм, основные параметры – ширина главного лепестка, уровень бокового излучения, КНД рассчитываются в программе FAR_MPA_Vib достаточно точно и с ростом числа излучателей разница в результатах сокращается. К примеру, для решетки из 7 вибраторов разность между вычисленными максимальными уровнями боковых лепестков составляет 0,13 дБ, КНД – 0,18 дБ.

Уменьшение времени расчета на несколько порядков, крайне низкая требовательность к объему оперативной памяти компьютера (порядка нескольких десятков МБ) делает программу FAR_MPA_Vib, разработанную на основе предлагаемой модели полосковых излучателей, удобным средством для расчета и оптимизации антенных решеток полосковых вибраторов.

MODELING OF MICROSTRIP ANTENNA ARRAYS USING THE INTEGRAL EQUATION METHOD

A.V. ULANOUSKI, V.V. KIZIMENKO

Abstract

The application of the method of integral equations for finding the characteristics and parameters of microstrip antenna arrays is described. When modeling an array of microstrip dipoles each radiator is replaced a wire. The dielectric substrate is taking into account by an introduction of the effective permittivity to the integral equation. From the obtained current distribution it is determined the microstrip dipoles input impedance, taking into account the interaction with the neighboring elements, and calculated radiation pattern of the array and its directivity. The simulation results are compared with the results described in the literature and calculated in the current electrodynamic simulation packages CST MWS, AWR MWO and FEKO.

Список литературы

1. Kizimenko V., Ulanouski A. // Proceedings of the TCSET'2012 Conference. 21–24 February 2012, Lviv–Slavske, Ukraine.
2. Мутра Р. Вычислительные методы в электродинамике. М., 1977.
3. Панченко Б.А., Нефедов Е.И. Микрополосковые антенны. М., 1986
4. David M. Pozar. // IEEE Transactions on antennas and propagation. 1985. Vol. AP-33, №10, P. 1045.
5. Pradeep K. Agrawal, Bailey M.C. // IEEE Transactions on antennas and propagation. 1977. Vol. AP-25, № 6. P. 756.

УДК 621.396.94

МАТЕМАТИЧЕСКИЕ МОДЕЛИ АВАРИЙНЫХ СИТУАЦИЙ ПРИ ЭКСПЛУАТАЦИИ СИСТЕМ ТРОПОСФЕРНОЙ СВЯЗИ

С.Н. КАСАНИН

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

Поступила в редакцию 20 июня 2012

Предложены математические модели аварийных ситуаций в процессе эксплуатации систем тропосферной связи специального назначения на компьютерных тренажерах.

Ключевые слова: компьютерные тренажеры, математические модели аварийных ситуаций, системы тропосферной связи.

Введение

Изучение опыта тренажерной подготовки показывает, что одним из слабых мест подготовки операторов технических средств является неумение пользоваться диагностической информацией для идентификации аварийной ситуации (АС) [1–4].

Проведенный анализ эксплуатации реальных образцов систем тропосферной связи (СТС) по опыту войсковых учений и отзывов на выпускников военного факультета Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники доказывает необходимость проведения тренажерной подготовки операторов с имитацией АС, возникающих в процессе эксплуатации СТС.

Используемые в подготовке операторов образцы компьютерных тренажеров СТС (цифровой тропосферной станций Р-423-1, тропосферной станции Р-412) не позволяли проводить тренажерную подготовку с использованием имитации АС, так как в моделирующем устройстве компьютерных тренажеров отсутствовали математические модели аварийных ситуаций.

В статье предлагаются разработанные и реализованные в компьютерных тренажерах математические модели аварийных ситуаций, возникающих в процессе эксплуатации СТС, изучаемые по дисциплине «Военные системы тропосферной связи» на кафедре связи военного факультета Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

Моделирование аварийных ситуаций поглощающей марковской цепью

С целью отработки вопросов эксплуатации СТС в аварийных ситуациях предлагается алгоритм аварийных ситуаций смоделировать заранее, используя для этого методологию экспертных систем [5].

Сущность методологии экспертных систем состоит в том, что для каждой аварийной ситуации эксперты (высококвалифицированные операторы с большим опытом работы), используя инструкции по эксплуатации, определяют причины ее возникновения и ранжируют их. Если нет возможности отранжировать причины АС, то их можно считать равновероятными. По каждой причине эксперты записывают в словесной форме алгоритмы идентификации и локализации АС. После обработки мнения экспертов [6, 7] алгоритмы управления СТС в АС переводятся на формальный уровень и моделируются, образуя библиотеку эталонных алгоритмов деятельности операторов СТС в аварийных ситуациях.

В математическом плане моделирование аварийных ситуаций производится с помощью поглощающей марковской цепи [8, 9]. Общая постановка задачи выглядит следующим образом.

Пусть имеется некоторая система N произвольно соединенных между собой элементов, для которых априори известны вероятности отказа p_i , $\sum_{i=1}^N p_i = 1$. Дано также некоторое конечное пространство проверок $A = \{a_j\}$ системы, каждая из которых обладает своей стоимостью (временем, техническими средствами обеспечения и т.п.), охватывает некоторое подмножество элементов и может иметь два исхода: положительный (причина аварии не обнаружена) и отрицательный (причина аварии обнаружена).

Пусть $X = \{x_i\}$, $i = 0, \dots, L$, где L – конечное (фазовое) пространство состояний системы. В этом пространстве x_i представляется N -мерным вектором, k -я компонента которого равна нулю, если элемент проверен и исправен, и равна единице, если k -й элемент не проверен.

Известно, что случайный процесс поиска причин аварийной ситуации с дискретным временем

$$\xi = \{\xi_n, n = 0, 1, \dots\}, \quad (1)$$

где $\xi_n \in X$, образует марковскую цепь, если с вероятностью единицы (относительно меры этого процесса) будет иметь место равенство

$$P(\xi_{n+1} = x_{n+1} / \xi_0, \dots, \xi_n) = P(\xi_{n+1} = x_{n+1} / \xi_n). \quad (2)$$

Физически это означает, что результаты $(n+1)$ проверки не зависят от результатов n -й проверки.

Если задано пространство проверок A или значений управляющих воздействий, то можно говорить об управляемой цепи, когда задан набор переходных вероятностей (матриц, вероятностей перехода): $\{P(\xi_{n+1} = x_{n+1} / \xi_n, A_n) | n = 0, 1, \dots\}$, зависящих от проверок $A_n \in A$.

Предполагается, что в каждый из моментов времени t_n , где $n = 0, 1, 2, \dots$, решение о выборе конкретной проверки A_n может осуществляться на основе результатов предыдущих наблюдений x_0, \dots, x_n ; $A_n = d_n(x_0, \dots, x_n)$. Каждая из таких решающих функций, определенных в пространстве X со значениями A , задает некоторое управление в момент времени t . Говорят, что набор $\delta = \{d_n, n \geq 0\}$ решающих функций:

$$A_0 = d_0(x_0),$$

$$A_1 = d_1(x_0, x_1),$$

.....

$$A_n = d_n(x_0, \dots, x_n),$$

задает некоторую нерандомизированную стратегию поиска причин аварии δ . Стратегия δ называется рандомизированной [10], если на каждом шаге в зависимости от состояния задается некоторое вероятностное распределение в пространстве допустимых решающих функций.

Для нерандомизированной стратегии на каждом шаге с вероятностью 1 указывается решающая функция, которой следует воспользоваться для выбора следующей проверки. Стратегия δ называется марковской, если каждая из решающих функций d_n в действительности зависит только от последнего аргумента:

$$A_n = d_n(x_n).$$

Стратегия δ называется однородной марковской, если $d_n'(x) \equiv d_n''(x)$ для всех $n' \neq n''$ (n – номер проверки от начала поиска, один шаг – одна проверка). Однородная марковская страте-

гия δ полностью определяется заданием лишь одной решающей функции. Обнаружение причины аварийной ситуации означает попадание процесса поиска в поглощающее состояние [11].

Находясь в рамках марковского процесса, примем следующую схему поведенческой модели оператора СТС при поиске причины АС и ее локализации.

Анализ АС у человека-оператора начинается с выдвижения гипотез о причинах ее возникновения и выбора (реализации) алгоритмов проверок этих гипотез. Пространство гипотез $\Gamma = \{\Gamma_j\}$, как и пространство проверок A , является конечным. Пространство гипотез обусловлено квалификацией оператора, а пространство проверок – аппаратурной реализацией.

Далее производится описание алгоритма проверки АС по каждой гипотезе. Работа группы экспертов оформляется в виде дерева обнаружения ситуаций (ДОС) [12]. Такая форма представления информации является весьма наглядной и, что существенно, не требует специальной подготовки экспертов.

Следующим этапом является построение дерева поведенческой модели по дереву гипотез в соответствии с логикой ДОС. Дерево поведенческой модели строится на основе теоремы о полной вероятности – на всех этапах сумма вероятностей появления веточек дерева должна быть равна единице. Процесс ветвления продолжается до попадания в поглощающее состояние, что означает обнаружение причины аварийной ситуации.

После обнаружения причины аварийной ситуации начинаются операции восстановления или перехода на резервные средства, которые к процессу поиска отношения не имеют, выполняются другими специалистами, но при необходимости могут быть включены в дерево поведенческой модели. Если есть возможность априори упорядочить гипотезы по вероятности их появления, то проводить проверку гипотез необходимо по мере убывания вероятности. Это, безусловно, отразится на внешнем виде дерева, но методика построения не изменится.

Навигация на дереве поведенческой модели может определяться и другими факторами: временем проверки, наличием приборов на пульте управления, наличием оператора на рабочем месте и т. п.

Аналогично строится дерево поведенческой модели и по остальным базовым гипотезам. Алгоритмическая часть дерева поведенческой модели разворачивается до необходимой степени детализации. Такая детализация может производиться до отдельных операций (нажатие кнопки, поворот переключателя, считывание информации с прибора), до уровня типовых блоков операций (контроль работоспособности, диагностика) или до уровня законченных фрагментов программ (пуск насоса системы охлаждения передатчика, включение системы вентиляции станции и т. п.).

Моделирование аварийных ситуаций методом декомпозиции множества признаков

Упорядочить процесс поиска причины АС можно за счет иерархического построения модели декомпозиции множества признаков по уровням стратификации объекта, в котором произошла авария.

Объекты в СТС описываются набором признаков: $\bar{x} = (x_1, \dots, x_n)$. Очевидно, что существует несколько уровней описания одного и того же аварийного объекта с различной степенью детализации, которая зависит от того, какую ступень иерархии управления занимает обучающийся: механик станции, водитель-дизелист, начальник станции и т. п.

Чтобы в процессе отработки на тренажере не использовать полный набор признаков, их множество декомпозируется по уровням стратификации объекта группой экспертов или экспертом:

$$\bar{x} = \left[\begin{array}{c} (x_1, \dots, x_{r_1}), (x_{r_1+1}, \dots, x_{r_2}), \dots, (x_{r_{m-1}+1}, \dots, x_r) \\ R_1 \quad R_2 \quad \dots \quad R_m \end{array} \right],$$

где $R_i, i = \overline{1, m}$ – подмножества признаков.

Подмножество признаков – это комбинация признаков из исходного набора $\bar{x} = (x_1, \dots, x_n)$ такая, что

$$R_i < (\bar{x}); R_i \cap R_j = \emptyset; i \neq j; \bigcap_{i=1}^k R_i = \bar{x}.$$

В моделирующее устройство тренажера (МУТ) вводится библиотека аварийных ситуаций и их признаков. Переходы с подмножества верхнего уровня на другие уровни осуществляются с помощью предикатов [13, 14]. Библиотека АС представляет собой множество предикатов $A_{ij} = (A_{ij}^1, A_{ij}^2)$, где i – вектор подмножества признаков АС, $i = \overline{1, m}$; j – номер АС, $j = \overline{1, k}$; A_{ij}^1 – продукционная компонента: $A_{ij}^1 \Leftarrow \varphi_{ij}([\chi_{ij}^l]_{l \in L_{ij}})$, где L_{ij} – множество индексов признаков, характеризующих аварийную ситуацию j по подмножеству i ; \Leftarrow – правило «если-то»; φ_{ij} – допускает операции «and», «or», «not», A_{ij}^2 – функциональная компонента:

$$A_{ij}^2 = \psi_{ij}([\chi_{ij}^l]_{l \in L_{ij}}), \psi_{ij} \in \{R^n \rightarrow R^1\}.$$

где ψ_{ij} – решающее правило.

Решающее правило формируется следующим образом. Векторы $\bar{x} = (x_{i1}, \dots, x_{in})$, $i = \overline{1, p}$, соответствующие определенным состояниям аварийного объекта с указанием конкретной АС, объединяются в линейную систему неравенств:

$$\begin{aligned} (c_i, x_i) &\geq 0, \quad i = \overline{1, p}, \\ (c_j, x_j) &< 0, \quad i = \overline{p_1 + 1, p}, \end{aligned} \quad (3)$$

где (\bar{c}, \bar{x}) – скалярное произведение; знак « \geq » приписывается векторам состояний, характерным для данной АС, знак « $<$ » – нехарактерным.

Набор векторов решений системы (3) и есть решающее правило. Для случая, когда система (3) несовместна, необходимо воспользоваться так называемым комитетным методом решения систем несовместных линейных неравенств [13].

Современные средства вычислительной техники позволяют осуществлять визуальную оценку картины несовместности системы неравенств. Метод приведения системы линейных неравенств (3) к двумерной системе представлен в работе [14].

Каждое неравенство представляется на плоскости в виде полукруга определенного цвета. При наложении допустимых областей различных неравенств на экране ПЭВМ сразу можно увидеть области совместности нескольких неравенств в виде секторов единичного круга. Область, допустимая для максимального количества неравенств, будет соответствовать комитету системы (комитет – максимальная совместная подсистема данной системы с наибольшим числом неравенств).

Общая схема применения метода декомпозиции включает в себя несколько этапов:

1. Подготовка исходных данных. Группой экспертов множество признаков АС подразделяется на подмножества по уровням стратификации объекта, формируются решающие правила в качестве функциональных составляющих библиотеки АС и их признаков и записываются продукционные составляющие правил перебора признаков конкретной аварии. Эти правила еще называются правилами отсечения;

2. Алгоритм поиска причин АС. Пусть i – номер подмножества признаков, уровень агрегатирования в описании аварийного объекта.

Шаг 1. Оператору предлагается список вопросов по подмножеству i -уровня. Ответы формируются в векторы $\{[\chi_{ij}^l]_{l \in L_{ij}}\}$, $j = \overline{1, k}$, которые подставляются в решающие правила $\{\psi_{ij}\}$, $j = \overline{1, k}$.

Шаг 2. Вычисляются правила перебора признаков (правила отсечения) $A_{ij}, j = \overline{1, k}$, определяющие переход к подмножеству следующего уровня.

Шаг 3. Если оператор сомневается в идентификации АС на i -м подмножестве, то необходим переход к шагу 1;

3. Выбор программы выхода из АС. При наличии экспериментально (или статистически) полученного материала с количественными параметрами протекания аварии его необхо-

димо включить в библиотеку АС, что будет существенным дополнением правил продукций. Пусть x_i – переменная, которая описывает выбор i -й программы выхода из АС, $x_i = \{0, 1\}$ или i -й вход в правила продукций $\{P_i\}$, где P_i – правило, содержащее текстовую рекомендацию по выбору программы выхода из АС. Тогда задача выбора программы выхода из АС записывается как одно из допустимых решений системы:

$$\Theta_i : \alpha_i \leq Y_i \leq b_i, \quad \{i\}_i^m = I, \quad \bar{x} \in X \subset E^n, \quad (4)$$

где $Y_i = f_i(x), f_i(\bar{x}) \in \{E^n \rightarrow E\}$ – функциональные связи между показателями состояния аварийного объекта и возможными программами выхода из АС, причем

а) $M = \bigcap_{i \in I} M_i \neq \emptyset, M_i = \{ \bar{x} : f_i(x) \in [\alpha_i, b_i] \}$;

б) ограничения Θ_i не одинаковы по своим последствиям;

в) параметры $\bar{a} = \{\alpha_1, \dots, \alpha_m; b_1, \dots, b_m\}$ могут изменяться руководителем обучения.

В несовместности системы отображаются различные противоречия между программами выхода из АС (Y_i).

Компромисс между различными программами достигается за счет интерактивной процедуры поиска на основе модели (4):

$$\left\{ \begin{array}{ccc} & \text{ПВ} R_i & \text{ПВ} R_i \\ I_{\text{ПЭВМ}}^t(M^t) & \rightarrow & I_0^t \text{ var } \bar{d}^t \rightarrow M^{t+1} \end{array} \right\}_1^n;$$

$$M^n \subset \left(\bigcap_{i \in I} M_i(\alpha_i^N, b_i^N) \neq \emptyset \right), \quad (5)$$

где $I_{\text{ПЭВМ}}^t$ – информация о несовместности модели (4), получаемая от компьютера; t – шаг диалога; I_0^t – информация от оператора об изменении границ \bar{d}^t ; ПВ R_i – правило выбора программ выхода из АС.

Информацию от компьютера целесообразно представить в виде:

$$I_{\text{ПЭВМ}}^t = \{ I_{\text{осн}}^t(I^t, I_{\text{всп}}^t(I)) \}, \quad (6)$$

где $I_{\text{осн}}^t$ – основная информация (в ней несовместность ограничений отражается на множестве I), $I_{\text{всп}}^t$ – вспомогательная информация о виде достигнутой допустимой области в x . Различные сочетания $I_{\text{осн}}^t, I_{\text{всп}}^t, I^t$ образуют правила выбора – элементы библиотеки АС и их признаков.

Заключение

Предложенные математические модели аварийных ситуаций положены в основу моделирования компьютерных тренажеров систем тропосферной связи. На этой основе синтезирована структура программного обеспечения, а также типовое алгоритмическое обеспечение компьютерных тренажеров систем тропосферной связи, доработан компьютерный тренажер цифровой тропосферной станции Р-423-1. Практическое использование тренажерной подготовки с использованием имитации аварийных ситуаций позволило улучшить подготовку операторов СТС, о чем свидетельствуют поступающие отзывы на выпускников военного факультета и опыт использования компьютерного тренажера цифровой тропосферной станции Р-423-1 в учебном процессе при изучении дисциплины «Военные системы тропосферной связи».

MATHEMATICAL MODELS OF EMERGENCIES IN OPERATING SYSTEMS TROPOSPHERIC COMMUNICATIONS

S.N. KASANIN

Abstract

Mathematical models of emergency in the operation of specialpurpose computer simulators tropospheric system have been suggested.

Список литературы

1. Касанин, С.Н., Пискун В.В. // Вестн. Воен. акад. Респ. Беларусь. 2007. №2. С. 51–54.
2. Касанин, С.Н., Пискун В.В. // Вестн. Нац. ун-та обороны Республики Казахстан. 2009. №4. С. 25–28.
3. Касанин С.Н., Пискун В.В., Дюжов Г.Ю. // Виртуальные тренажеры средств военной связи: материалы IV Межд. науч. конф., 20–21 мая 2009 г. Мн., ГУ» БелИСА». 2009. С. 209–211.
4. Обзор журнала «Military Training Technology» // [Электрон. ресурс]. Режим доступа <http://www.military-training-technology.com/department>.
5. Кобзев В.В., Мироненко Г.М., Шилов В.А. // Военно-морские экспертные системы. СПб., 1993.
6. Бешелев С.Д., Гурвич Ф.Г. // Экспертные оценки. М., 1973.
7. Шрейдер Ю.А. // Равенство, сходство, порядок. М., 1971.
8. Кемени Дж., Снелл Дж. // Конечные цепи Маркова. М., 1970.
9. Тихонов В. И., Миронов М. А. // Марковские процессы. М., 1977.
10. Корн Г., Корн Т. // Справочник по математике для научных работников и инженеров. М., 1973.
11. Ливанов Ю.В. // Техническая кибернетика. 1990. №6.
12. Чачко А.Г. // Подготовка операторов энергоблоков. М.: Энергоатомиздат, 1985.
13. Бордецкий А.Б., Маслов В.Г., Хавронина М.А. // Техническая кибернетика. 1990. № 6.
14. Мазуров В.Д., Казанцев В.С, Белецкий Н.Г. // Пакет «Квазар» прикладных программ распознавания образов (версия 2). Свердловск. УНЦ АН СССР. 1979. №64.

УДК 681.3

ДИСТАНЦИОННЫЕ СВОЙСТВА НЕЛИНЕЙНОГО ПОМЕХОУСТОЙЧИВОГО КОДА НА БАЗЕ КРИПТОГРАФИЧЕСКОГО АЛГОРИТМА RIJNDAEL

Д.М. БИЛЬДЮК, С.Б. САЛОМАТИН

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

Поступила в редакцию 24 июля 2012

Рассматривается нелинейный помехоустойчивый код на базе алгоритма криптографического преобразования данных Rijndael. Приведены сравнения дистанционных свойств Rijndael-кода в режимах поточного и блочного шифрования с границами помехоустойчивых кодов.

Ключевые слова: криптографическое преобразование данных, помехоустойчивое кодирование, алгоритм Rijndael, AES, границы помехоустойчивого кодирования, нелинейный код.

Введение

Защита информации от преднамеренных и случайных воздействий требует применения, как криптографических систем, так и методов помехоустойчивого кодирования.

Использование линейных кодов для создания систем защиты информации с открытым ключом привело к криптографическим структурам МакЭлиса и Нидеррайтера [1]. Основным недостатком таких механизмов защиты считается использование кодовых структур большого размера.

В этой связи представляет интерес исследование возможностей стандартных криптографических систем исправлять случайные ошибки, возникающие в каналах передачи информации.

В современных системах защиты информации наиболее востребованной является криптографическая система AES (Rijndael) [2]. Для такого типа систем характерно представление шифруемого блока данных в виде двумерного массива. Алгоритм Rijndael преобразует информацию в сбалансированную, нелинейную булеву функцию и с точки зрения теории кодирования может рассматриваться как нелинейный сбалансированный блочный код с крайне низкой вероятностью повторения выходных кодовых слов.

Для оценки корректирующей способности кода важно определить его дистанционные характеристики (минимальное расстояние Хэмминга – d_{\min}) данного кода и позиционирование таких характеристик относительно граничных соотношений.

Нелинейный корректирующий код

Пусть q -ичный алфавит A это конечное множество, а множество $A^n = A \times A \times \dots \times A$ является оснащенный с метрикой Хэмминга: расстояние $d(\mathbf{a}, \mathbf{b})$ определяется как число координат, в которых векторы $\mathbf{a} = (a_1, \dots, a_n)$ и $\mathbf{b} = (b_1, \dots, b_n)$ различаются, т.е. $d(\mathbf{a}, \mathbf{b}) = |\{i \mid a_i \neq b_i\}|$.

Непустое подмножество $C \subseteq A^n$ назовем q -ичным кодом длины n с минимальным кодовым расстоянием $d_{\min} = \min \{d(\mathbf{a}, \mathbf{b}) \in C, \mathbf{a} \neq \mathbf{b}\}$.

Код с такими параметрами называется $(n, k, d_{\min})_q$ кодом. Элементы C называются кодовыми векторами или кодовыми словами, их компоненты – координатами.

Криптографический блочный шифр (или код) C можно определить как обратимую функцию $g: K \times B \rightarrow C$, которая отображает ключ множества K и блок множества B в блок C фиксированной длины. Уровень трудности решения обратной задачи $\bar{g}: K \rightarrow \text{map}(B, C)$, определяет степень защищенности.

В теории кодирования и криптологии используются различные границы существования кодовых структур. Одной из таких границ является асимптотическая форма линейного программирования, известная как граница Варшавова-Гильберта для бинарного (n, k, d_{\min}) корректирующего кода [3]. Граница Варшавова-Гильберта гарантирует существование кодов с максимальным d_{\min} :

$$1 - H_2\left(\frac{d_{\min}}{n}\right) \leq \frac{k}{n} \leq \min_{0 \leq x \leq 1 - \frac{d_{\min}}{n}} \left(1 + G(x^2) - G\left(x^2 + 2\frac{d_{\min}}{n}x + 2\frac{d_{\min}}{n}\right) \right),$$

где $H_2(p) \triangleq -p \log_2(p) - (1-p) \log_2(1-p)$, $G(y) \triangleq H_2\left(\frac{1 - \sqrt{1-y}}{2}\right)$.

Граница справедлива для всех видов бинарных кодов, включая нелинейные коды, а также позволяет оценить минимальное кодовое расстояние для наилучших случайных кодов.

В теории криптологии считается, что шифры, удовлетворяющие границе Варшавова-Гильберта, устойчивы против линейного криптоанализа [4].

Схема кодирования информации и оценка дистанционных свойств

Шифр Rijndael можно рассматривать как бинарный код, который формируется с помощью 14 раундов шифрования 128-битного информационного сообщения. С точки зрения теории кодирования шифр Rijndael можно ассоциировать $(128, k)$ корректирующий нелинейный код. При этом важными параметрами Rijndael-кода (далее R -код) являются минимальное кодовое расстояние и минимальный вес кодовых слов.

Блочные режимы шифрования алгоритма Rijndael формируют на выходе сбалансированное по весу кодовое слово c длины n , однако последнее имеет фиксированную длину – 128, 192 или 256 бит. Входными параметрами кодирования в таких режимах является входное слово a длины k и ключ шифрования s длины 128, 192 или 256 бит. Для помехоустойчивых кодов справедливо неравенство $n > k$ – это значит, что для формирования шифруемого блока открытого текста необходимо дополнить входное слово до длины n . Формирование открытого текста реализуется конкатенацией входного слова a и избыточности v длины $r = n - k$. Избыточность также можно считать частью расширенного ключа $sv = s/v$ – это увеличит количество возможных R -кодов для заданных параметров (n, k) , а также позволит вести обнаружение ошибок при декодировании (поскольку структура открытого текста будет априори известна – a/v).

Для построения R -кодов произвольной длины n удобно использовать Rijndael в поточном режиме (с обратной связью). Входные параметры в таком режиме те же, что и в блочном, однако блок открытого текста используется в качестве стартового значения.

Функциональные схемы кодеров на основе алгоритма R -кода в поточном и блочном режимах представлены на рис. 1.

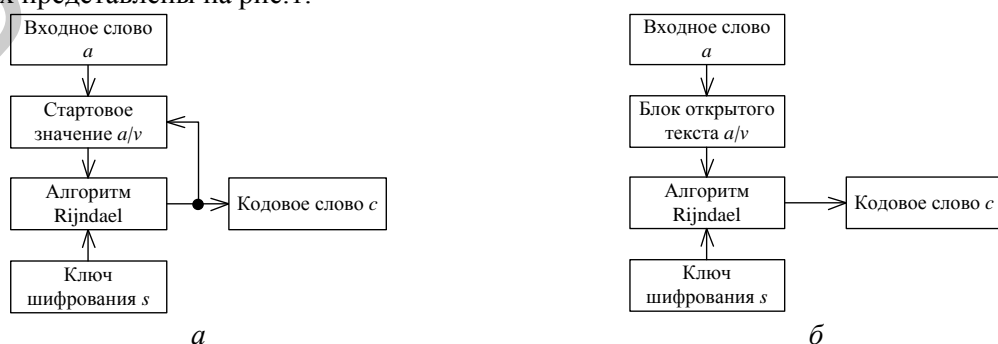


Рис. 1. Кодер на основе алгоритма R -кода в поточном (а) и блочном (б) режимах

Для заданных параметров кода (n, k) источником формируется $M = 2^k$ входных слов которые, с использованием R -кодера, отображаются в кодовые слова. Минимальное расстояние Хэмминга d_{\min} определяется по множеству расстояний между всеми парами кодовых слов. Переборный алгоритм вычисления d_{\min} выбирает самое минимальное расстояние из $(2^{2k-1} + 2^{k-1})$ таких паросочетаний.

Для формирования множества R -кодов (и вычисления множества их d_{\min}) используем комбинаторный метод для заданных диапазонов n и k , предполагающий перебор всех возможных пар (n, k) при условии $n > k$. Будем характеризовать каждый такой эксперимент четырьмя параметрами – $(n_{\min}, k_{\min}, n_{\max}, k_{\max})$, где диапазоны $n_{\min} \dots n_{\max}$ и $k_{\min} \dots k_{\max}$ определяют возможные значения n и k . Тогда мощность множества R -кодов определяются формулой:

$$W = \sum_{i=n_{\min}}^{n_{\max}} \sum_{j=k_{\min}}^{k_{\max}} \begin{cases} 1, & i < j \\ 0, & j \geq i \end{cases}$$

Сравнение дистанционных свойств R -кода в режиме поточного шифрования с границами помехоустойчивых кодов

Результаты $(2, 1, 256, 14)$ -эксперимента для R -кодов в режиме поточного шифрования представлены на рис. 2.

Исходя из результатов эксперимента, основная масса наилучших R -кодов в режиме поточного шифрования, лежащих выше (по параметру d_{\min}) границы Варшавова-Гилберта, – низкоскоростные коды со скоростью $k/n < 0,2$. R -коды со скоростью $k/n \geq 0,2$, лежащие выше границы Варшавова-Гилберта, являются кодами малой длины с $n < 4$, а R -коды, достигающие границы Синглтона и выше, также коды малой длины с параметрами кодов с повторением вида $(n, 1)$.

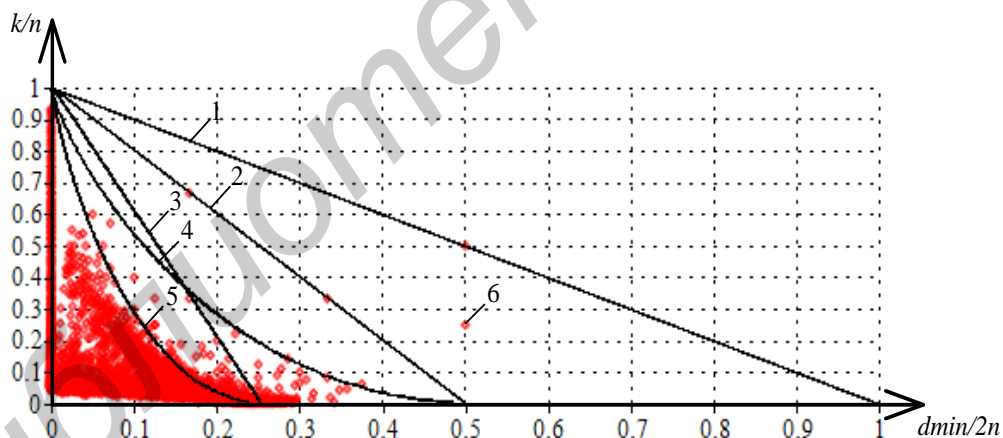


Рис. 2. Зависимость скорости k/n от $d_{\min}/2n$ R -кода в режиме поточного шифрования с параметрами (n, k) в сравнении с границами помехоустойчивых кодов:

- 1 – граница корректирующей способности помехоустойчивых кодов; 2 – граница Синглтона;
- 3 – граница Плоткина; 4 – граница Хэмминга; 5 – граница Варшавова-Гилберта;
- 6 – координата $(k/n, d_{\min}/2n)$ R -кода с параметрами (n, k, d_{\min})

Для уточнения полученных результатов проведены два эксперимента, усредненных по d_{\min} на 100 реализациях: $(2, 1, 5, 4)$ -эксперимент и $(5, 3, 256, 14)$ -эксперимент. Результаты экспериментов приведены на рис. 3.

Результаты, представленные на рис. 3, показывают, что основная масса R -кодов в режиме поточного шифрования длины $n > 4$, лежащих в районе границы Варшавова-Гилберта, имеет скорость $k/n < 0,2$ (см. рис. 4, б), а коды с большей скоростью, лежащие за указанной границей, имеют длину $n \leq 4$ (см. рис. 4, а).

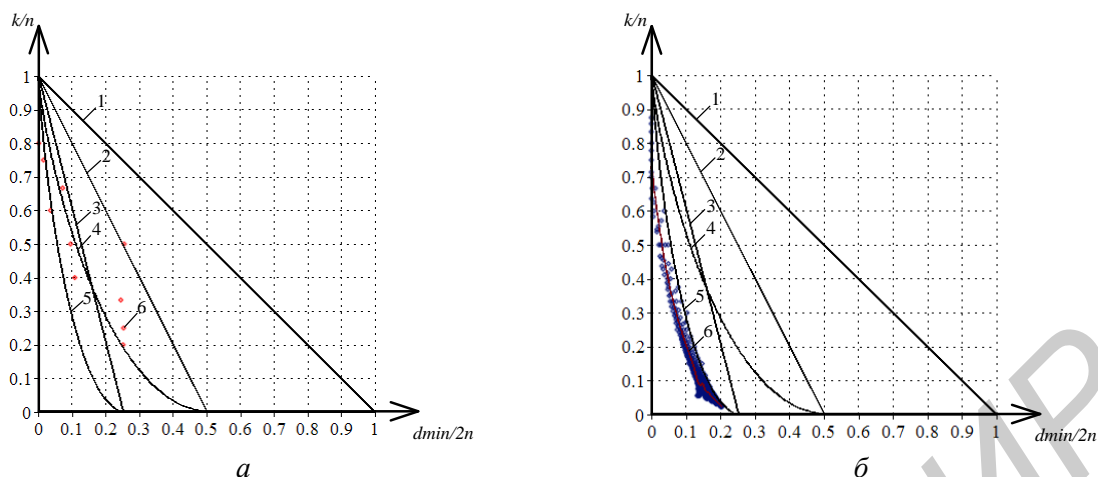


Рис. 3. Зависимость скорости k/n от $d_{\min}/2n$ R -кода в режиме поточного шифрования усредненная по d_{\min} на 100 реализациях:

a – (2, 1, 5, 4)-эксперимент; b – (5, 3, 256, 14)-эксперимент.

- 1 – граница корректирующей способности помехоустойчивых кодов; 2 – граница Синглтона;
- 3 – граница Плоткина; 4 – граница Хэмминга; 5 – граница Варшавова-Гилберта;
- 6 – координата $(k/n, d_{\min}/2n)$ R -кода с параметрами (n, k, d_{\min}) усредненная по минимальному расстоянию на 100 реализациях.

Сравнение дистанционных свойств R -кода в режиме поточного шифрования с дистанционными свойствами R -кода в режиме блочного шифрования

Поскольку длина R -кода в режиме блочного шифрования фиксирована (128, 192 или 256 бит) – сравнение с R -кодом в режиме поточного шифрования необходимо произвести на фиксированной длине. На рис.4 представлены результаты (128, 1, 128, 14)-экспериментов для R -кодов в поточном и блочном режимах шифрования.

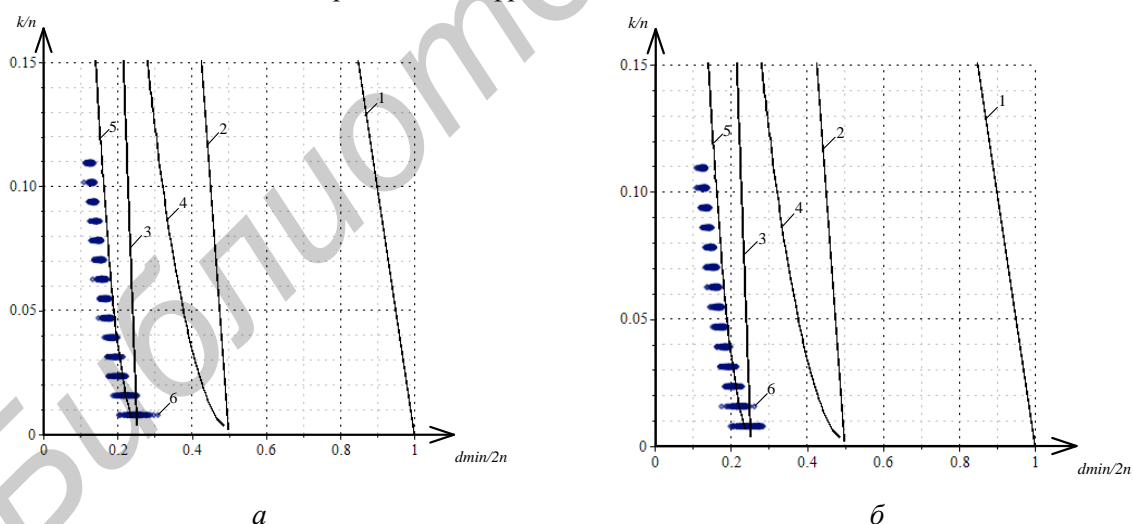


Рисунок 4 – Зависимость скорости k/n от $d_{\min}/2n$ R -кода с параметрами (n, k) в сравнении с границами помехоустойчивых кодов в режимах:

a – поточного шифрования; b – блочного шифрования:

- 1 – граница корректирующей способности помехоустойчивых кодов; 2 – граница Синглтона;
- 3 – граница Плоткина; 4 – граница Хэмминга; 5 – граница Варшавова-Гилберта;
- 6 – координата $(k/n, d_{\min}/2n)$ R -кода с параметрами (n, k, d_{\min}) .

Как видно из результатов эксперимента, дистанционные свойства блочных и поточных режимов R -кода идентичны, что делает поточный режим более приемлемым – последний может иметь произвольную длину кода.

Использование R -кодов в системах защиты информации

Существование R -кодов с дистанционными свойствами в районе границы Варшаво-Гилберта делает возможным их использование для повышения помехоустойчивости системы передачи информации. Декодер может быть построен на основе принципа максимального правдоподобия с последующим расшифрованием кодового слова. Из рис.2 видно, что дистанционные свойства R -кодов уступают большинству известных помехоустойчивых кодовых конструкций, однако обладают дополнительными криптографическими свойствами. Данные свойства позволяют организовать систему защиты информации, в которой коррекцию ошибок может осуществлять только приемная сторона обладающая общим секретом (ключом) с передающей стороной. Известно, что кратность исправляемых помехоустойчивым кодом ошибок $t = \lfloor (d_{\min} - 1)/2 \rfloor$. Другим возможным вариантом использования R -кодов является система с каналом без помех, в которой случайные ошибки кратностью не выше t вносит передающая сторона. Тогда возможный криптоаналитик, решающий обратную криптографическую задачу, вынужден учитывать и возможные варианты случайной ошибки. В случае атаки переборными методами по всему множеству двоичного ключевого пространства количество вариантов увеличивается на величину 2^t . Более того, без знания ключа криптоаналитик не располагает информацией о минимальном расстоянии используемого кода и вынужден вести атаку по наилучшему представителю R -кода с заданными параметрами (n, k) . Также возможны комбинированные варианты систем защиты информации со случайными преднамеренными и непреднамеренными ошибками в канале передачи информации.

Заключение

На основании поставленных экспериментов можно рекомендовать использование низкоскоростных R -кодов в режиме поточного шифрования (со скоростью $k/n < 0,2$) в качестве помехоустойчивых нелинейных кодов. Например, существует R -код с параметрами $(179, 4, 78)$. По сравнению с кодами Рида-Соломона, лежащими на границе Синглтона, наилучшие R -коды имеют примерно в два раза меньшее минимальное расстояние Хэмминга, однако позволяют повысить сложность решения обратной задачи криптоаналитиком с 2^{256} до 2^{256+t} , при атаке методом грубой силы (прямого перебора ключей) на R -код с 256-битным ключом шифрования (величина 2^{256+t} учитывает возможные случайные или преднамеренные ошибки, происходящие в канале).

DISTANCE PROPERTIES OF THE NONLINEAR ERROR CONTROL CODE ON THE BASIS OF CRYPTOGRAPHIC ALGORITHM OF RIJNDAEL

D.M. BILDZIUK, S.B. SALOMATIN

Abstract

The nonlinear error control code on the basis of cryptographic transformation of data through Rijndael algorithm is considered. Hamming distance properties of a Rijndael-code in thread and block modes enciphering with borders of error control codes are compare.

Список литературы

1. McEliece R.J. // A public-key cryptosystem based on algebraic coding theory. DNS Progress Reports 42-44, NASA Jet Propulsion Laboratory, Pasadena, Calif., USA, 1978.
2. Specification for the ADVANCED ENCRYPTION STANDARD (AES), Federal Information Processing Standards Publication 197, November 26, 2001.
3. MacWilliams F.J., Sloane N.J.A. // The Theory of Error- Correcting Codes. North-Holland. 1977.
4. Matsui M. //The first experimental cryptanalysis of the Data Encryption Standard, CRYPTO 94 (Springer LNCS 839).

УДК 620.92+502.174.3

МОДЕЛИРОВАНИЕ ЭКСПЛУАТАЦИОННЫХ ХАРАКТЕРИСТИК СОЛНЕЧНЫХ БАТАРЕЙ (В СРЕДЕ MATLAB/SIMULINK)

А.М. ТРЕЩ

Белорусский национальный технический университет
пр. Независимости, 65, Минск, 220027, Беларусь

Поступила в редакцию 28 сентября 2012

Рассматривается реализация обобщенной модели солнечной батареи в среде программного обеспечения Matlab/Simulink, которая может быть использована для совершенствования проектирования модулей и массивов солнечных батарей (СБ). Проведен расчет модели СБ и проведено сравнение с экспериментальными данными, принимая во внимание влияние излучения солнечного света и температуры ячейки, выходного тока и энергетические характеристики. Экспериментальные данные, полученные автором, хорошо согласуются с результатами моделирования.

Ключевые слова: солнечные батареи, фотоэлементы.

Введение

Возобновляемые источники энергии имеют огромное значение в решении будущих глобальных потребностей в энергии. Производство электроэнергии из возобновляемых источников энергии приведет к значительному сокращению загрязнения окружающей среды по сравнению с производством за счет ископаемого топлива. Внимание к этому источнику энергии мотивируется достижениями в области технологий, экологическими проблемами и растущим спросом на энергию. Солнечная энергия является возобновляемым источником энергии, который имеет большой потенциал по сравнению с другими возобновляемыми источниками энергии, и в один прекрасный день заменит ископаемое топливо. Однако для того, чтобы это произошло, стоимость солнечной энергии на киловатт/час должна быть конкурентоспособной с ископаемыми источниками энергии топлива. В настоящее время солнечные панели не очень эффективны, так как лишь около 17 % солнечного света способно преобразовываться в электрическую энергию [1]. В целях обеспечения максимальной мощности солнечной панели необходимо выбрать оптимальное питание для ее работы. Чтобы извлечь максимальную мощность из массива PV , используя МРРТ-контроллер, выбирается максимальная точка питания. Фотоэлектрическая PV -система состоит из солнечных батарей, которые производят электричество путем прямого преобразования солнечной энергии в электричество. Фотоэлементы работают по принципу фотоэлектрического эффекта: солнечный свет состоит из фотонов, каждый из которых содержит разное количество энергии (в зависимости от длины волны). Когда фотон проходит через PV -элемент, его энергия передается электрону, который теперь имеет достаточно энергии, чтобы сойти со своей прежней орбиты. Это движение электронов порождает ток, таким образом преобразовывается солнечный свет в электрическую энергию. Когда освещенность или интенсивность света невелика, поток фотонов меньше, чем тогда, когда солнце яркое, таким образом, больший ток генерируется при увеличении интенсивности света. Хотя излучение является важным фактором в определении вольтамперной характеристики (ВАХ) солнечной панели, это не единственный фактор. Температура также играет важную роль в определении ВАХ, и влияние

обоих факторов необходимо учитывать при разработке фотоэлектрических систем, так как освещение влияет на величину выходного тока, а температура на предельное напряжение.

Модель солнечной батареи

Фотоэлектрическая PV-модель генератора обычно основана на электрических характеристиках: текущем отношении напряжения ячейки при различных уровнях излучения и при различной температуре ячейки. Самая простая эквивалентная схема солнечной батареи – источник тока параллельно с диодом [2]. Вывод текущего источника прямо пропорционален к свету, падающему на фототок ячейки I_{ph} . В темноте солнечная батарея не активна: она работает как диод с $p-n$ -переходом. Этот режим не производит ни тока, ни напряжения. Таким образом, математическая модель фотоэлектрического генератора основана на эквивалентной схеме одного диода, показанного на рис. 1.

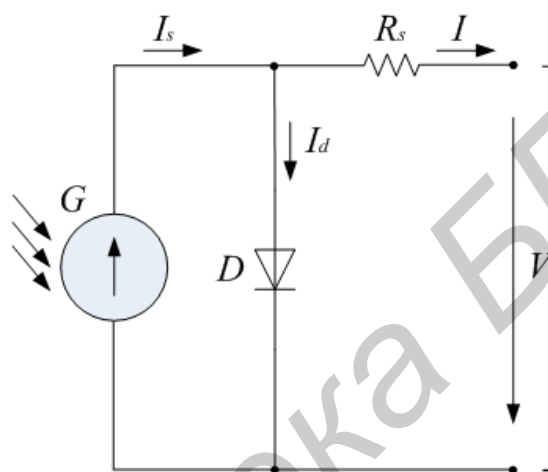


Рис. 1. Эквивалентная схема солнечной батареи

Возможности среды программирования Matlab/Simulink позволяют представить обобщенную модель солнечной батареи в виде, представленном на рис. 2.

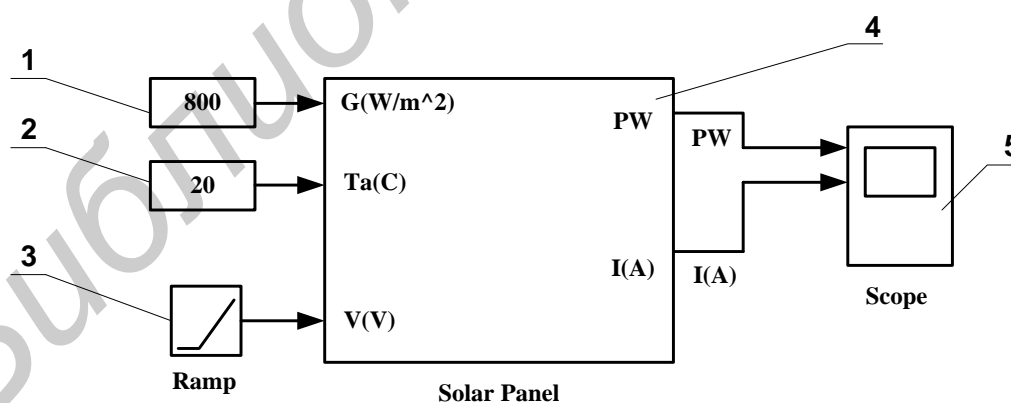


Рис. 2. Общий вид модели солнечной батареи:

1 – блок Constant задает значение интенсивности солнечного света; 2 – блок Constant задает значение температуры модуля; 3 – блок Ramp задает изменение напряжения с изменением температуры; 4 – блок Subsystem содержит в себе все составляющие батареи; 5 – блок Scope – осциллограф

Блок SolarPanel (Subsystem) имеет следующие настройки (см. рис. 3).

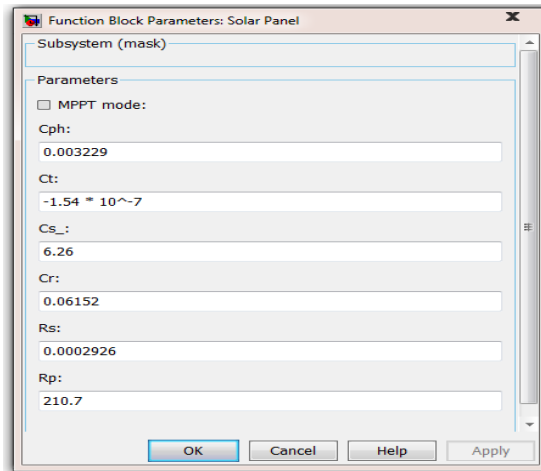


Рис. 3. Настройки блока SolarPanel

Численные значения СБ меняются исходя из составляющих ее элементов. В состав данного блока входит следующая система, по которой и рассчитывается мощность батареи: $P = I \cdot U$.

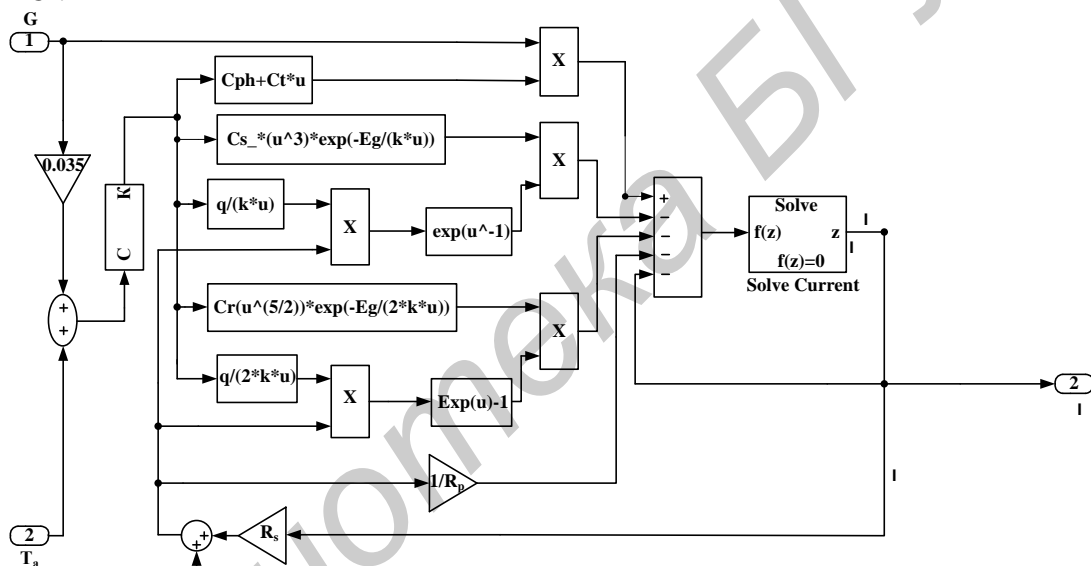


Рис. 4. Контур расчета тока

Отношения между током I и напряжением U эквивалентной схемы можно найти, приравняв текущее значение I_{ph} и ток диода I_p , тогда рабочий ток I будет следующим:

$$I = I_{ph} - I_{sat} \left[\exp \frac{q(U + IR_s)}{nkT} - 1 \right], \quad (1)$$

где I_{ph} – световой ток [А]; I_{sat} – обратный ток насыщения диодов [А]; R_s – последовательное сопротивление [Ом]; U – рабочее напряжение [В]; I – рабочий ток [А]; $q = (1,602 \cdot 10^{-19} \text{ C})$ – заряд одного электрона [1]; n – диод, фактор идеализации, $k = (1,38 \cdot 10^{-23} \text{ J/K})$ – постоянная Больцмана [1]; T – температура перехода в градусах Кельвина.

В представленной модели это уравнение реализовано следующим образом.

Мощность P , вырабатываемая батареей, равна:

$$P = I \cdot U = U \cdot I_{ph} - I_{sat} \left[\exp \frac{q(U + IR_s)}{nkT} - 1 \right], \quad (2)$$

В среде Matlab/Simulink расчет мощности показан на рис. 5.

Выходной ток прямо пропорционален энергии солнечного излучения. Однако существует небольшой температурный коэффициент, порядка нескольких миллиампер на один градус Цельсия, для учета разницы температур [2]:

$$I_{ph} = (G, T) = I_{scs} \cdot \frac{G_a}{G_{as}} + \alpha_{scT} (T - T_s), \quad (3)$$

где I_{scs} – ток короткого замыкания при нормальных условиях работы; G_a – солнечное излучение ($\text{Вт}/\text{м}^2$); G_{as} – солнечное излучение при нормальных условиях работы ($1000 \text{ Вт}/\text{м}^2$), α_{scT} – температурный коэффициент тока короткого замыкания; T – температура батареи ($^{\circ}\text{C}$), T_s – температура батареи при стандартных тестовых условиях (25°C).

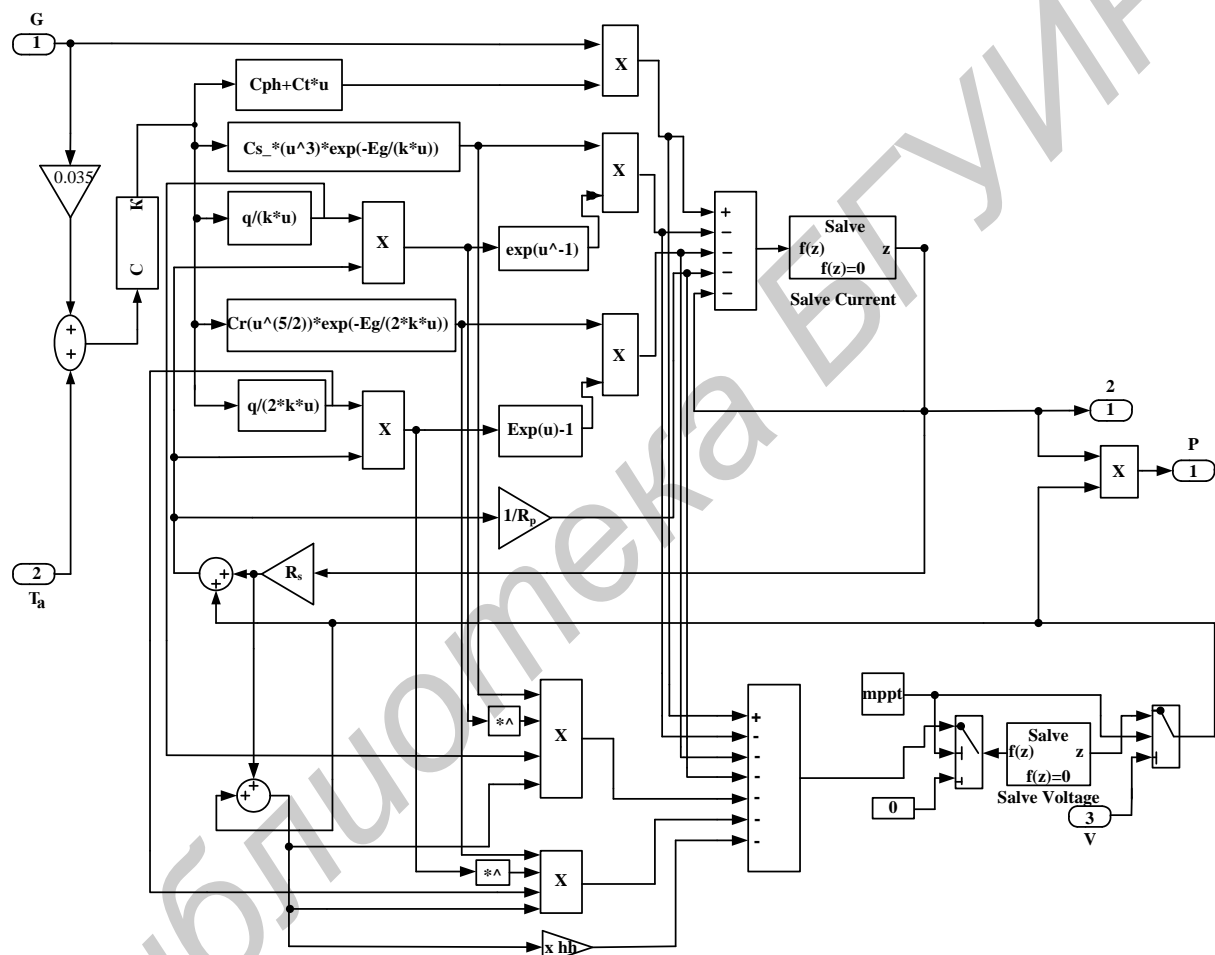


Рис. 5. Расчет мощности СБ

Выходное напряжение для реальных условий окружающей среды рассчитывается следующим образом:

$$U_{oc} (G, T) = U_{ocs} + \beta_{ocT} (T - T_s) + \frac{kT}{q} \ln(I_{mpp} / I_{scs}), \quad (4)$$

где U_{ocs} – напряжение разомкнутой цепи при стандартном тестовом условии; β_{ocT} – температурный коэффициент напряжения разомкнутой цепи, I_{mpp} – ток в МРР контроллере.

Реализация данного уравнения в среде Matlab/Simulink осуществлена включением соответствующих блоков в схему на рис. 5.

Важнейшими эксплуатационными характеристиками СБ являются вольтамперные характеристики, которые, как результат моделирования, приведены на рис. 6, 7.

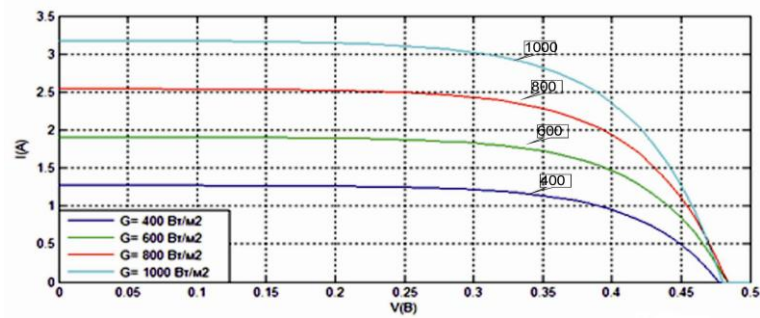


Рис. 6. Вольтамперная характеристика СБ при различных значениях интенсивности солнечного излучения и $T = const$

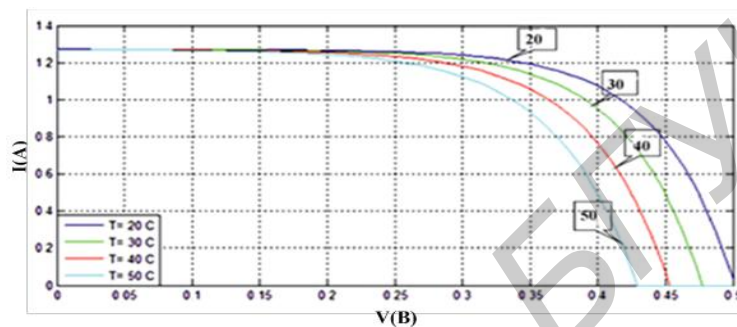


Рис. 7. Вольтамперная характеристика СБ при различных значениях температуры окружающей среды и $G = const$

Заключение

Характеристики, полученные на математической модели, хорошо согласуются с результатами, полученными экспериментальным путем [3–5], что говорит об адекватности разработанной модели.

SIMULATION OF SOLAR PANEL PERFORMANCE

A.M. TRESH

Abstract

The implementation of a generalized photovoltaic model using Matlab/Simulink software package, which can be representative of *PV* cell, module, and array for easy use on simulation platform is presented. Taking the effect of sunlight irradiance and cell temperature into consideration, the output current and power characteristics of *PV* model are simulated. The experimental results, provided by the author validate the accuracy of the computational simulation results.

Список литературы

1. Courts T.J., Fitzgerald M.C. // Научный американский журнал. 1998. P. 90–95.
2. Gow J.A., Manning C.D. // IEEE Transactions on IA. 1999. Vol.146, №.2. P.193–200.
3. Трещ А.М. // Мат. респ. науч.-прак. конф. «Современные информационные технологии в системе научного и учебного эксперимента: опыт, проблемы, перспективы». Гродно, 4–5 апреля 2011. С. 45–47.
4. Трещ А.М. // Тезисы докл. XIX межд. науч.-практ. конф. «Информационные технологии: наука, техника, технология, образование, здоровье». Харьков, 1–3 июня 2011 г. С. 82.
5. Трещ А.М. // Наука – образованию, производству, экономике: сб. науч. ст. м-лов девятой межд. науч.-тех. конф. Минск, 2011. С. 241–242.

КРАТКИЕ СООБЩЕНИЯ

УДК 614.843

ГИДРАВЛИЧЕСКИЕ ИСПЫТАНИЯ СПРИНКЛЕРНО-ДРЕНЧЕРНЫХ СИГНАЛЬНЫХ КЛАПАНОВ

Е.А. ГЕРАСИМОВИЧ, К.Д. ЯШИН

*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
П.Бровки, 6, Минск, 220013, Беларусь**Поступила в редакцию 22 декабря 2011*

Проведены комплексные стендовые гидравлические испытания сигнального спринклерно-дренчерного клапана. Описана методика проведения испытаний. Определено время вскрытия клапана рабочим давлением 0,12 МПа и 1,2 МПа. Проверена герметичность и прочность корпуса клапана при давлении внутри клапана 2,4 МПа и вынесено решение о его работоспособности и соответствии нормам пожарной безопасности.

Ключевые слова: клапан сигнальный спринклерно-дренчерный, гидравлические испытания, рабочее давление, работоспособность.

Введение

Проведение гидравлических комплексных испытаний клапанов позволяет вынести решение о их работоспособности, выявить критерии работы и диапазон применения, а также оценить соответствие нормам. Испытания проводят на прочность, герметичность, на работоспособность и скорость срабатывания в диапазоне рабочих давлений, на надежность: с определенным циклом срабатывания и на стойкость к гидроударам и ложным срабатываниям.

Теоретический анализ

Испытания спринклерно-дренчерных клапанов [1, 2] проводят на комплексном стенде, предназначенном для гидравлических, пневматических и электрических испытаний сигнальных клапанов на соответствие своим техническим условиям [2] и техническим условиям в составе узлов управления [3]. Принципы реализации испытаний состоят в создании гидросхемы стенда, идентичной утвержденной монтажной схеме обвязки узла управления, и в способности моделирования экстремальных ситуаций ложных срабатываний и гидроударов для определения мер по их недопущению в реальных условиях функционирования.

Для регистрации, наблюдения и управления испытаниями на стенде предусмотрена измерительная и управляющая аппаратура. Для регулирования подачи и давления воды на стенде, в рабочих камерах, питающих и подводящих полостях, установлена запорная арматура с ручным управлением и вентили с электроприводом. Для проверки нового вида автоматического пожаротушения – спринклерно-дренчерного – к питающему отверстию сигнального клапана подключается электромагнитный клапан. Критериями положительной оценки испытаний являются открытие и закрытие запорного органа сигнального клапана, и последующее срабатывание контактной группы сигнализатора давления [4–6].

Методика проведения испытаний клапана

На рис. 1 и 2 представлены электрическая схема управления клапаном для проверки спринклерного и дренажного режима работы клапана и схема обвязки клапана соответственно.

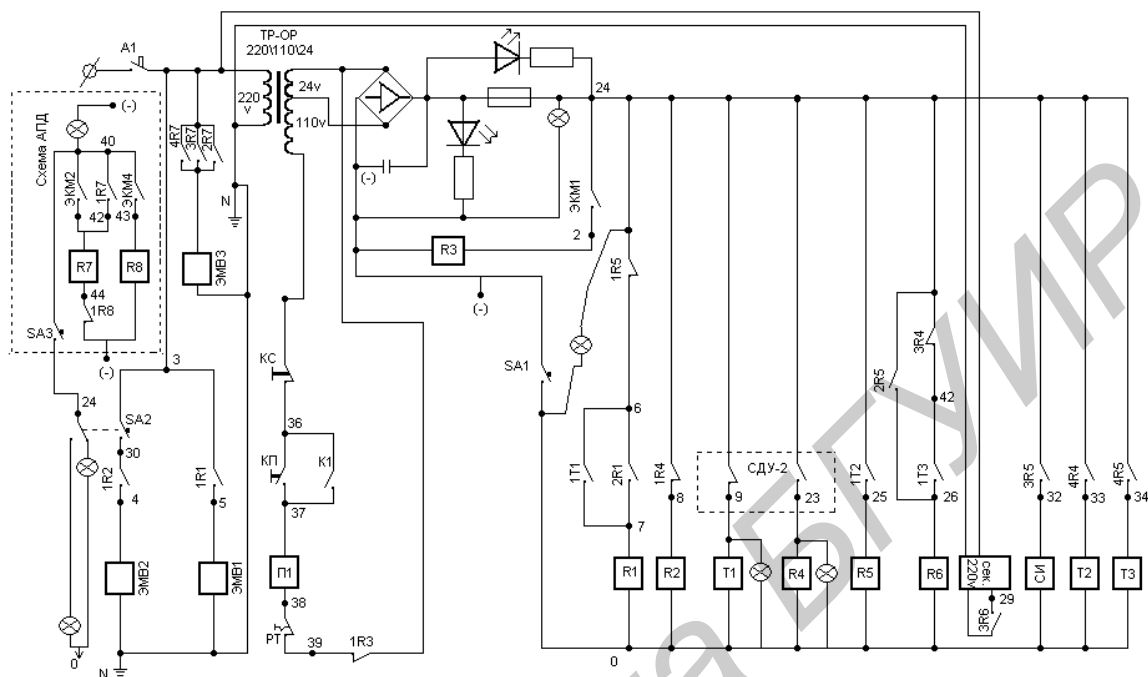


Рис.1. Электрическая схема управления клапаном

Испытание на работоспособность и скорость срабатывания клапана в диапазоне рабочих давлений (спринклерный и дренажный режимы). Для проверки спринклерного режима на работоспособность SA2 размыкается (горит лампочка «спринклер») и включается SA1. Далее мы подаем питание в автоматическую схему, запускаем таймер T1 – выдержка под давлением. Через заданное время таймер T1 замыкает нормально разомкнутые контакты 1T1 и включает R1. В результате этих действий нормально разомкнутые 2R1 контакты самоблокируются и R1 включает ЭМВ1, через нормально разомкнутый 1R1 контакт. Происходит открытие клапана и обратный отсчет времени секундомера, в течение этого периода времени вода из отверстий клапана вытекает через вентили в дренаж. Время открытия клапана контролируется визуально по электронному секундомеру «сек». После открытия клапана (появляется течь из вентилей) контакты сигнализатора давления размыкают T1. Сигнализатор в свою очередь размыкает 2T1, в результате чего сбрасывается секундомер. При срабатывании сигнализатора давления так же замыкается вторая пара нормально открытых контактов и включается R4. Нормально открытый контакт 4R4 включает T2 и отсчитывает время в открытом состоянии (заданное). После отсчета времени контакт T2 остается в открытом состоянии, а контакт 1T2 включает R5 и происходит разрыв нормально замкнутого контакта 1R5, в результате отключается R1. Секундомер включается и фиксируется время закрытия клапана. Контакт 4R5 включает таймер T3, который контролирует время закрытия клапана. Как только клапан закрывается, контакт сигнализатора давления размыкается и сбрасывает все таймеры, далее происходит включение T1 и цикл повторяется. Если клапан не закрылся или не открылся за заданное время, то схема остановится, а секундомер будет продолжать отсчет до выполнения задачи (открытия или закрытия клапана).

Для дренажного режима мы дополнительно включаем SA2.

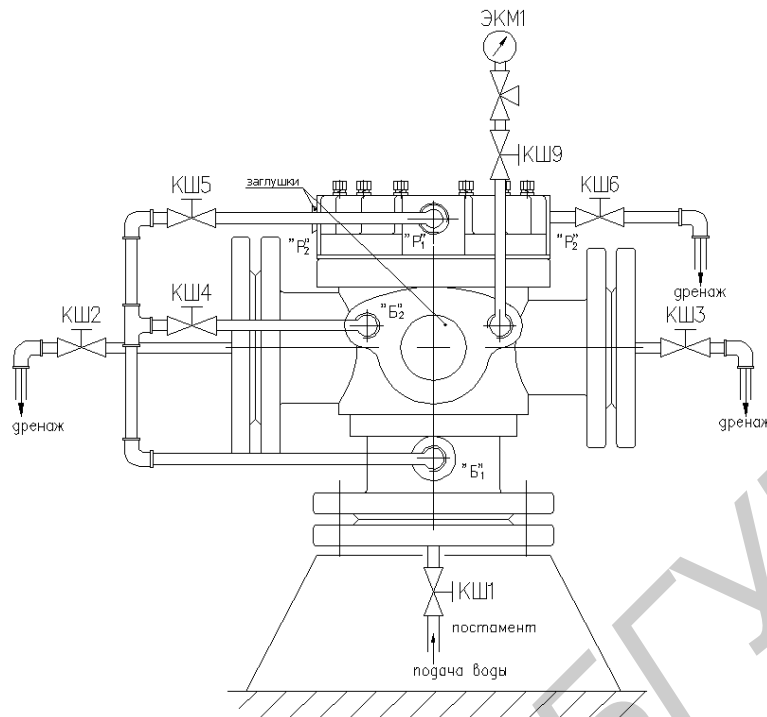


Рис.2. Схема обвязки клапана

Испытание на герметичность и прочность. В ходе испытаний проверялись герметичность соединений и прочность корпуса клапана, а также герметичность затвора при давлении 2,4 МПа. Давление при испытании повышалось ступенями: 0,12 МПа; 1,2 МПа; 2,4 МПа. На каждой ступени выдерживали заданное давление в течение 5 мин. В самом начале испытания проверялись все краны в обвязке клапана, необходимо чтобы они были закрыты. Открывались краны КШ1-КШ6 и КШ8. Через краны КШ2, КШ3, КШ6 и КШ8 начинает вытекать вода без пузырьков воздуха. При выполнении этого условия закрываются краны КШ2, КШ3 и КШ6 – происходит самозакрывание клапана и из крана КШ8 прекращается течь воды. Кран КШ8 остается открытым, на манометре ЭКМ1 отражается установленное программой давление каждой ступени. Скорость нарастания давления не более 0,2 МПа в 1 с [6]. Производим осмотр клапана. Клапан признается годным, если не появились трещины, поры, подтекания в уплотнениях, болтах, шпильках, также из крана КШ8 не допускается капельная течь воды – более 1 капли за 4 с.

Для проведения испытаний и регистрации наблюдений были использованы измерительные средства: динамометр ДПУ-0,2-2, манометр образцовый ОБМ1-160, манометр электромагнитный ЭКМ-1У, секундомер СДС, линейка измерительная металлическая, штангельциркули ШЦ 0-125мм и ШЦ 0-250мм, весы МК-15.3-РП-100. Испытания проводились на стенде комплексном СТ-КСД-2М при температуре окружающей среды 17-18°C и относительной влажности 75% [7-9].

Результаты испытаний

Следуя методике и программе испытаний, в соответствии с техническими условиями [2, 3] были проведены испытания опытного образца спринклерно-дренчерного клапана двойного действия. В ходе испытаний было установлено, что клапан срабатывает в диапазоне давлений 0,12 МПа – 1,5 МПа, минимальное и максимальное давление соответственно 0,12 МПа и 1,5 МПа. Было установлено, что закрытие и открытие клапана происходит автоматически (спринклерный режим). Диапазон сработки в соответствии с нормами [5] составляет 0,14 МПа...1,2 МПа. Исходя из полученных результатов сделано заключение о

соответствии нормированным показателям. Клапан сохраняет свою работоспособность при температурах от 0 до +50°C, что также соответствует заявленным параметрам и значит, что клапан устойчив к климатическим воздействиям. По результатам испытаний установлено, что усилие приведения клапана в действие составляет 95Н и не превышает нормированного показателя равного 100Н. Было проведено 500 циклов срабатывания клапана при максимальных рабочих давлениях, согласно [4–6], и после всех циклов сработки клапан сохранил работоспособное состояние, что также свидетельствует о положительном результате. Однако в ходе испытаний выявлено, что время срабатывания клапана составляет 2 с, что является критическим максимальным нормативным значением и следует вывод о конструктивной доработке и совершенствовании конструкции клапана.

Результаты испытаний и оценка работоспособности клапана представлены в таблице.

Результаты испытаний и оценка работоспособности клапана

Вид испытаний	Нормированное значение показателей	Фактическое значение показателей	Оценка соответствия
Срабатывание в диапазоне рабочих давлений	$P_{\min} \leq 0,14$ МПа $P_{\max} \geq 1,2$ МПа	$P_{\min} = 0,12$ МПа $P_{\max} = 1,5$ МПа	соответствует
Устойчивость к климатическим воздействиям	Эксплуатация при температуре +4...+50°C и относительной влажности (95±3)%	0...+50°C (95±3)%	соответствует
Работоспособность ручного управления	Закрытие и открытие затвора клапана: спринклерный режим – автоматическое, дренажный режим – ручное	Клапан обеспечивает автоматическое, ручное закрытие и открытие затвора в соответствующих режимах	соответствует
Усилие приведения в действие клапана	100Н	95Н	соответствует
Время срабатывания клапана	$t_{\text{срmax}} \leq 2$ с	$t_{\text{срmax}} = 2$ с	соответствует
Герметичность	Герметичность при давлении 1,8 МПа для рабочих полостей и 2,4 МПа для затвора	Клапан герметичен, течь отсутствует при указанных давлениях	соответствует
Чувствительность (давление срабатывания клапана)	$P \leq 0,14$ МПа Расход воды через клапан $\geq 0,45$ л/с	$P_{\text{ср}} = 0,12$ МПа Расход воды 0,47 л/с	соответствует
Работоспособность (число циклов срабатывания)	Клапан должен сохранять работоспособность после 500 циклов срабатывания при максимальных рабочих давлениях	После 500 циклов сработки клапан работоспособен и расход огнетушащего вещества в норме (135 л/с)	соответствует

Заключение

В работе проведены испытания спринклерно-дренажных клапанов на комплексном стенде СТ-КСД-2М, предназначенном для гидравлических, пневматических и электрических испытаний клапанов сигнальных. Анализируя полученные при электрических испытаниях результаты установлено, что клапан обеспечивает автоматическое открытие и закрытие клапана при работе в спринклерном режиме и ручное – в дренажном.

На основании проведенных исследований установлена взаимосвязь работоспособности клапана и расхода огнетушащего вещества. Определены закономерности сработки клапана и расхода огнетушащего вещества при максимальных рабочих давлениях. После 500 циклов срабатывания клапан сохранил работоспособное состояние и расход огнетушащего вещества также остался в пределах нормы.

Оценка результата исследований позволяет судить о работоспособности клапана, герметичности и устойчивости к климатическим воздействиям.

HYDRAULIC TEST SPRINKLER-EQUIPPED SIGNAL DELUGE VALVES

A.A. HERASIMOVICH, K.D. YASHIN

Abstract

The complex bench hydraulic tests signal sprinkler, deluge valve are conducted. The technique of carrying out of tests is described. Checked tightness and durability of the valve body at a pressure of 2,4 MPa inside the valve. A decision on its performance and compliance with the standards of fire safety is issued.

Список литературы

1. Патент РБ № 4980, МПК А 62С 37/00. Клапан сигнальный (варианты) / Р.А. Чубаров.
2. ТУ ВУ 190589576.001-2009. Клапаны сигнальные спринклерно-дренчерные (Варианты). Технические условия.
3. ТУ ВУ 190589576.002-2010. Узлы управления установок водяного и пенного пожаротушения автоматические (Варианты). Технические условия.
4. ГОСТ 15150-69. Машины, приборы и другие технические изделия. Исполнения для различных климатических районов. Категории, условия эксплуатации, хранения и транспортирования в части воздействия климатических факторов внешней среды.
5. НПБ 41-2001. Нормы пожарной безопасности Республики Беларусь. Установки водяного и пенного пожаротушения. Автоматические узлы управления. Общие технические требования. Методы испытаний.
6. НПБ 54-2002. Нормы пожарной безопасности Республики Беларусь. Клапаны пожарных кранов. Общие технические требования. Методы испытаний.
7. ТКП 45-2.02-190-2010. Пожарная автоматика зданий и сооружений. Строительные нормы проектирования.
8. *Иванов Е.Н.* Автоматическая пожарная защита. М., 1980.
9. РД 25.953-90. Системы автоматического пожаротушения, пожарной, охранной и охранно-пожарной сигнализации. Обозначения условные графические элементов систем.

УДК 621.382.52

ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ ИЗОБРАЖЕНИЯ

В.А. СЫЧИК, Н.Н. УЛАСЮК

Белорусский национальный технический университет
пр. Независимости, 65, Минск, 220013, Беларусь

Поступила в редакцию 1 декабря 2011

Рассмотрены структурная схема, зонная диаграмма, принцип работы и электрофизические свойства полупроводникового преобразователя изображения, выполненного на основе *p-n* Si-ZnSe матричной структуры. Показано, что *p-n* Si-ZnSe фотодиодная матрица может быть использована в качестве чувствительного устройства радиационных и оптических интроскопов.

Ключевые слова: полупроводниковый преобразователь, матричная структура, зонная диаграмма, электрофизические свойства.

В запоминающих устройствах цифровой вычислительной техники применяются диодные матрицы, представляющие совокупность *p-n*-переходов, выполненных в одном кристалле кремния. Известны работы, в которых кремневые *p-n*-структуры используются в качестве фотоприемных матриц [1]. В свою очередь, на основе тонкопленочных гетероструктур из соединений $A^{II}B^{VI}$ была получена фотодиодная матрица [2], а также устройство для преобразования оптического изображения в электрический сигнал. Однако в литературе отсутствуют сведения о возможности использования гетероструктур на основе кремния и соединений $A^{II}B^{VI}$ в качестве преобразователей оптического сигнала в электрический. В настоящей работе излагаются методика получения и принцип работы датчика изображения выполненного на основе *p-n* Si-ZnSe-структур.

Изготовление фотодиодно-диодной матрицы, представляющей *p-n* Si-ZnSe-систему, включало механическую обработку низкоомной кремниевой подложки, эпитаксиальное наращивание высокоомного слоя кремния, создание базовой области, используя операции окисления слоя Si, выявления базовых окон с помощью фотолитографии и диффузионную загонку бора, нанесение на образованную мозаику резистивного слоя селенида цинка и на низкоомную поверхность кремниевой подложки слоя никеля (омический контакт) с последующим его вжиганием в атмосфере аргона при $T=550^{\circ}\text{C}$ в течение 10 мин.

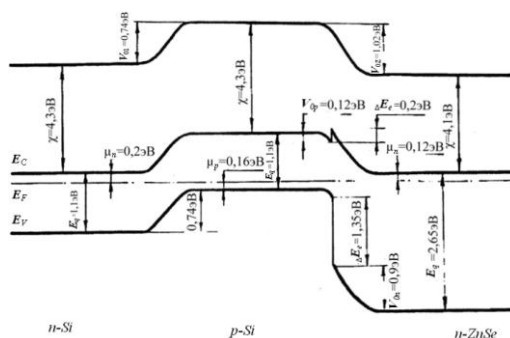


Рис 1. Зонная диаграмма фото-диодно-диодной матрицы на основе *nSi-pSi-nZnSe* пленочных структур

Каждый элемент матрицы состоит из гомо- и гетероперехода, один из которых, ближайший к подложке (кремниевый *p-n*-переход) работает в режиме аналогового преобразователя.

ля, поскольку обладает широкой полосой спектральной чувствительности с высоким значением квантового выхода в полосе, а второй – гетеропереход – служит электрическим ключом, осуществляющим развязку элементов при их коммутации в момент воздействия оптического сигнала. Как явствует из зонной диаграммы (рис. 1), диоды элемента матрицы включены встречно анодами, а сами элементы соединены между собой с помощью сопротивления утечки. С целью исключения транзисторного эффекта толщина базовой p -области каждого элемента выбиралась из условия $d_{\delta} > L_d$, где d_{δ} – толщина базовой области, L_d – диффузионная длина неосновных носителей.

Для выяснения механизма переноса носителей в указанной матрице были исследованы вольтамперные и вольтемкостные характеристики каждого из его переходов. ВАХ и ВЕХ кремниевого перехода снимались на структуре матрицы после напыления алюминия в открытые базовые окна, а для определения ВАХ и ВЕХ $pSi-nZnSe$ -гетероперехода использовалась кремниевая подложка p -типа с идентичными свойствами, на ориентированную поверхность которой методом трех температурных зон наносился слой $ZnSe$. Омическим контактом к слою $ZnSe$ и кремнию служит алюминий.

Результаты исследований показали, что барьерная емкость $p-n$ Si -перехода более чем в 5 раз превышает диффузионную емкость $pSi-nZnSe$ гетероперехода, а коэффициент выпрямления по току гетероперехода $K_I = 5 \cdot 10^2$.

С учетом экспериментальных данных и зонной диаграммы $nSi-pSi-nZnSe$ -структуры, можно предположить, что вероятной моделью, характеризующей механизм переноса носителей через данную структуру, является рекомбинационно-туннельная модель, для которой основными составляющими тока, текущего через $pSi-nZnSe$ -гетеропереход, являются: поток дырок, туннелирующих из кремния в межповерхностные состояния, поток электронов из $ZnSe$, туннелирующих в межповерхностные состояния и инжектирующих в зону проводимости кремния.

Сформированная $nSi-pSi-nZnSe$ -фотодиодная матрица была опробована в качестве фотоматрицы видеоконцентра. Она закреплялась в отверстии экрана разборной электронно-оптической системы, причем к ее кольцевому омическому контакту через сопротивление нагрузки 5 кОм подводилось напряжение смещения обратной полярности к кремниевому $p-n$ -переходу матрицы. Оптический ввод изображения осуществлялся через кремниевую подложку. Для преобразования потенциального рельефа, созданного на элементах матрицы световым потоком, использовалось считывающее устройство, представляющее сфокусированный пучок электронов.

Принцип работы преобразователя изображения на основе $nSi-pSi-nZnSe$ -структур иллюстрирует рис. 2, на котором представлена эквивалентная схема двух его элементов. Работа матрицы характеризуется тремя стадиями, которые проходит каждый ее элемент за период времени между двумя последующими процессами считывания информации.

Режим накопления заряда. Ему соответствует такое состояние, когда световой поток воздействует на поверхность фотодиодов матрицы при отсутствии коммутации цепи. Емкость C_1 каждого элемента матрицы заряжается фототоком I_{ϕ} до напряжения $U_0 = I_{\phi} \cdot R_1$, причем величину фототока можно определить из выражения

$$I_{\phi} = e \cdot S \cdot \beta \cdot \eta \cdot J_V (\mu_n \cdot \tau_n + \mu_p \cdot \tau_p) \cdot U_d, \quad (1)$$

где J_V – плотность потока фотонов (фотон/см²·сек); S , β , e – соответственно, площадь, квантовый выход и заряд электрона; μ_n , μ_p , τ_n , τ_p – подвижность и время жизни фотогенерированных электронов и дырок; U_d – величина фото ЭДС $p-n$ Si -перехода.

Если разброс соответствующих номиналов R и C элементов матрицы незначительный, а освещенность ее поверхности равномерная, то можно показать, что потенциалы в точках A и B схемы одинаковы (по модулю и знаку), поэтому ток утечки равен нулю и емкости C_2 не заряжены, а диоды R_2 (гетеропереходы) полностью блокируют накопленный на емкостях C_1 заряд, пропорциональный I_{ϕ} и равный $Q_0 = I_{\phi} R_1 C_1$. В случае наличия градиента светового потока на поверхности элементов матрицы возникает разностный ток, который накладывается на фототок каждого элемента и соответствующим образом изменяет заряд Q_0 на емкости C_1

$$I_s = \frac{(I_{\delta 1} - I_{\delta 2})}{2R_2 + R_3}. \quad (2)$$

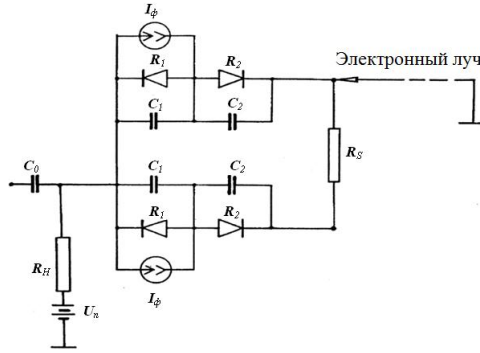


Рис 2. Схема получения видеосигнала на элементах фотодиодно-диодной матрицы.

Однако, поскольку $(R_s + 2R_2) \gg R_1$, этот ток чрезвычайно мал, т.е. $I_\phi \gg I_s$ и заряд, накапливаемый на емкости C_1 каждого элемента матрицы, пропорционален освещенности его поверхности. Следовательно, на элементах матрицы образуется потенциальный рельеф, пропорциональный световому потоку.

Режим опроса (коммутации). В данном случае электронный луч, достигая поверхности ZnSe-элемента матрицы, замыкает цепь источника питания. Для выходного напряжения введем следующие параметры считывающего устройства: длительность опрашивающего импульса T_1 (время коммутации элемента); период опрашивающего импульса T_2 (время между двумя последующими моментами коммутации), $T_2 \gg T_1$; амплитуда опрашивающего импульса $U_s = kU_n$, где k – коэффициент пропорциональности. В момент коммутации элемента в нагрузочной цепи протекает ток, обусловленный источником питания, который представляет темновой ток элемента матрицы

$$I_T = U_n / (R_H + R_1 + R_2 + R_0). \quad (3)$$

При условиях

$$R_H C_1 < T_1, R_H \ll R_1, I_T \ll I_\phi, \quad (4)$$

конденсатор C_1 разряжается до $Q_1 = I_T R_1 C_1$, а выходное напряжение на нагрузочном сопротивлении равно

$$U_H(\Phi_{0,1}) = I_T + \frac{U_1 - U_0}{R_1} \exp\left\{-\frac{t}{(R_H + R_0 + R_2)}\right\} \cdot R_H = I_n \cdot R_H \quad (5)$$

Кроме того емкость C_2 заряжается до $Q_2 = I_n R_2 C_2$, т.к. $C_2 R_2 \ll C_1 R_1$. Режим коммутации элемента A практически не вызывает существенного перераспределения напряжения на $R_1(C_1)$ элемента вследствие блокирующего действия гетеродиодного ключа и высокого сопротивления утечки ($R_s = 10^{10}$ см). Поэтому обеспечиваются хорошая развязка элементов матрицы и пропорциональность между коммутирующим током и локальной освещенностью.

Режим стирания информации. Этот режим наступает вслед за разрывом цепи источника питания и обусловлен зарядом емкости C_1 до значения Q_0 и разрядом емкости C_2 . Поскольку $R_2 C_2 < R_1 C_1 < T_2$, то происходит полное стирание информации за период между двумя моментами считывания. Для надежной работы упомянутой матрицы в качестве датчика изображения (мозаичного преобразователя радиационных интроскопов) необходимо, кроме выполнения условия (1), сведение к минимуму разброса параметров элементов матрицы, наличие которого приводит к появлению дисперсионного члена в выражении (2) и существенному снижению его чувствительности. Испытания Si-ZnSe фотодиодно-диодной матрицы показали: темновой ток элемента матрицы при $U_n = 10$ В, $R_H = 5$ кОм, $I_t = 1,5 \cdot 10^{-9}$ А; ток фотоотклика $I_\phi = (5 \dots 6) \cdot 10^{-7}$ А; фоточувствительность элементов матрицы при мощности излучения 1 мВт, $U_n = 10$ В составляет 0,12...0,2 А/Вт; время сохранения фоточувствительного состояния элементом матрицы – (0,5...3) мс.

Испытания также показали, что Si-ZnSe фотодиодная матрица может быть эффективно использована в качестве преобразователя изображения оптических и радиационных интроскопов.

Заклучение

Сформированная на основе $n-p$ Si- n ZnSe матричная структура является высокоэффективным преобразователем оптических излучений видимого диапазона.

Полупроводниковая Si-ZnSe-матрица обладает высокими электрофизическими свойствами и может быть использована в качестве чувствительного устройства радиационных и оптических интроскопов.

SEMICONDUCTOR IMAGE CONVERTER

SYCHIC V.A., ULASYUK N.N.

Abstract

The structural scheme, band diagram, working principle and electrical properties of semiconductor image converter made with a $p-n$ Si-ZnSe matrix structure are reviewed. It's shown that the $p-n$ Si-ZnSe photodiode array can be used as a sensing device and optical radiation introsopes.

Список литературы

1. Сычик В.А. Измерительные преобразователи излучений на основе полупроводниковых приборных структур. Минск, 1991.
2. Махнат В.П. // Микроэлектроника. 1998. №2. С. 90–92.

ПРАВИЛА ОФОРМЛЕНИЯ РУКОПИСЕЙ, НАПРАВЛЯЕМЫХ В РЕДАКЦИЮ ЖУРНАЛА «ДОКЛАДЫ БГУИР»

1. К публикации принимаются материалы, касающиеся результатов **оригинальных научно-технических исследований и разработок, не опубликованные и не предназначенные для публикации в других изданиях**. Тематика представляемого материала должна соответствовать рубрикам журнала (электроника, радиоп физика, радиотехника, информатика).

2. Статьи должны быть написаны в сжатой и ясной форме и содержать: соответствующий индекс УДК; название на русском и английском языках; инициалы и фамилии авторов на русском и английском языках; полное название учреждений (с указанием адреса), в которых выполнялось исследование; ключевые слова (до 10 слов) на русском языке; аннотацию на русском и английском языках (3–5 предложений); рекомендуется стандартизировать текст статьи, используя подзаголовки **введение, теоретический анализ, методика, экспериментальная часть, результаты и их обсуждение, заключение, литература**.

3. Статья представляется на листах формата А4 в двух экземплярах с одиночным интервалом между строками и в электронном виде файлом формата MS Word (*.doc). Также необходимо представить *акт экспертизы* о возможности опубликования статьи в открытой печати.

Объем статей (и иллюстраций, содержащихся в статье):

для оригинальной статьи – не более 7 страниц и 8 иллюстраций, для краткого сообщения – не более 4 страниц и 2 иллюстраций.

4. При наборе текста используются шрифты – Times New Roman и Symbol, размер 11 pt. Устанавливаемый размер бумаги – А4 210×297 мм. Поля слева, справа, сверху и снизу – по 25 мм.

Формульные выражения выполняются только в MathType, стиль «Математика», шрифты Times New Roman и Symbol, размер 11 pt, математические функции и цифры набираются прямым начертанием.

Рисунки выполняются в соответствии со следующими требованиями:

- рисунок должен быть оформлен как графический объект;
- буквенные и цифровые обозначения на рисунках по начертанию и размеру должны соответствовать обозначениям в тексте статьи;
- размер рисунка – не более 15×20 см, желательно в портретной ориентации;
- текстовая информация и условные обозначения выносятся из рисунка в текст статьи или подрисуночные подписи.

Сканированные фотографии или выполненные в графических редакторах иллюстрации должны быть представлены в виде черно-белых или полутоновых графических файлов форматов *.jpg, *.tif, *.bmp с разрешением 300 dpi.

Все иллюстрации сопровождаются подрисуночными подписями. Их следует помещать в виде самостоятельных абзацев после ссылок на иллюстрации в тексте статьи. Подрисуночные подписи обязательно должны включать в себя название иллюстрации и при необходимости могут содержать условные обозначения.

6. Термины и определения, единицы физических величин, употребляемые в статье, должны соответствовать действующим ГОСТам.

7. Математические функции и цифры набираются прямым начертанием. Латинские буквы набираются курсивом, греческие символы остаются прямыми.

8. Формулы в тексте следует нумеровать подряд в круглых скобках. Нумеровать рекомендуется те формулы, на которые имеются ссылки в последующем тексте.

9. Ссылки на литературу приводятся в порядке их появления в тексте статьи и заключаются в квадратные скобки; цитирование двух или более работ под одним номером не допускается.

10. Подстрочные замечания отмечаются звездочками.

Адрес для пересылки рукописей в электронной форме и переписки с редакцией: doklady@bsuir.by.