
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, 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, 6, к. 325

293-88-41

doklady@bsuir.by

www.doklady.bsuir.by

СОДЕРЖАНИЕ

ЭЛЕКТРОНИКА, РАДИОФИЗИКА, РАДИОТЕХНИКА, ИНФОРМАТИКА

Борботько Т.В. Конструкции устройств защиты организма человека от электромагнитного излучения	5
Мартинович А.В., Скиб И.И., Чердынцев В.А. Системы радиосвязи с псевдослучайной перестройкой рабочей частоты фазоманипулированных сигналов	10
Криштопова Е.А., Махмуд М.Ш., Лыньков Л.М. Поглотители электромагнитного излучения на основе смесей порошкообразных наполнителей	17
Парахневич А.В., Солонар А.С., Горшков С.А. Использование численного метода интегрирования Монте-Карло для аппроксимации плотностей вероятности	22

Жавнерчик В.Э. О периодических решениях одного уравнения второго порядка.....	29
Петухов И.Б. Оптимизация параметров ультразвуковой системы повышенной частоты для микросварки проволочных выводов	33
Давыдова Н.С., Осипов А.Н., Кульчицкий В.А., Давыдов М.В., Меженная М.М. Оценка вариабельности двигательного навыка человека на основе электрофизиологических и биомеханических параметров движения.....	40
Москалев Д.В. Влияние случайных ошибок возбуждения и положения излучателей на характеристики многогранной антенной решетки	47
Забеньков И.И. Проектирование приемного тракта радиомаячной системы аварийного поиска беспилотного летательного аппарата	54
Абдулькадер Хамза Абдулькабер Тепловые экраны на основе влагосодержащих волокнистых материалов.....	59
Кураев А.А., Матвеев В.В., Синицын А.К. Исследование характеристик гиротона-умножителя частоты.....	63
Бойправ О.В., Немах М.Р., Соколов В.Б. Экраны электромагнитного излучения на основе порошкообразных отходов очистки ваграночных газов.....	70
Долгий А.Л., Прищеп С.Л., Петрович В.А., Бондаренко В.П. Особенности электрохимического осаждения никеля в мезопористый кремний.....	76
Ахмед Н.Т. Моделирование эффективности робастного управления при нестационарных детерминированных возмущениях.....	83
Королев А.И., Конопелько В.К., Салас Н.А., Макейчик Е.Г., Пирогов К.И. Мажоритарный декодер циклического кода с двухэтапной оценкой достоверности информационных символов.....	86
Волков К.А. Метод выделения движущихся объектов на видеоизображении	92
Аксенчик А.В., Киринович И.Ф. Электродинамический расчет нерегулярных ЛБВ на волнообразно изогнутом прямоугольном волноводе миллиметрового и субмиллиметрового диапазонов длин волн	99

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

Редактор Т. В. МИРОНЕНКО
Компьютерный дизайн и вёрстка Е. Г. МАКЕЙЧИК

Подписано в печать 29.02.2012. Формат 60×84 1/8. Гарнитура "Таймс". Бумага офсетная.
Отпечатано на ризографе. Усл. печ. л. 12,79. Уч.-изд. л. 10,7. Тираж 120 экз. Заказ 108.
Индекс для индивидуальной подписки 00787.
Индекс для ведомственной подписки 007872.

Отпечатано в БГУИР. 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.

© УО «Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники», 2011

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, RADIO ENGINEERING, INFORMATICS

Borbotko T.V. Constructions of devices of protection of a human body from electromagnetic radiatio	5
Martsinovich A.V., Skib I.I., Cherdyntsev V.A. Radiocommunication systems with pseudorandom frequency hopping of phase-shift keying signal.....	10
Krysh-topova E.A., Mahmood M.Sh., Lynkov L.M. Electromagnetic absorbers based on blends of powdered fillers	17
Parakhnevich A.V., Solonar A.S., Gorshkov S.A. Application of the Monte-Carlo numerical integration method for approximation of probability density	22
Zhavnerchik V.E. On periodic solutions of the second order equation	29
Petuhov I.B. Parameters optimization of high frequency ultrasonic system for wire bonding	33
Davydova N.S., Osipov A.N., Kulchitsky V.A., Davydov M.V., Mezhennaya M.M. The estimation of the person motion pattern variability on the basis of electrophysiological and biomechanical parameters of the movement	40
Moskaliov D.V. The influence of radiator excitation and position random errors on characteristics of multifaceted antenna array	47
Zabenkov I.I. Reseiver designing ILS of the emergency UAV search	54
Abdulkaber Hamza Abdulkader Thermal screens on the basis of fibrous materials including water solutions.....	59

Kuraev A.A., Matveenko V.V., Sinitsyn A.K. Researching the characteristics of frequency gyroton-multiplier.....	63
Boiprav O.V., Neamah M.R., Sokolov V.B. Electromagnetic interference shields on the basis of powdery waste gas cleaning cupola.....	70
Dolgiy A.L., Prischepa S.L., Petrovich V.A., Bondarenko V.P. Features of electrochemical deposition of nickel in mesoporous silicon.....	76
Ahmed N.T. Modeling performance robust control under nonstationary determined perturbation.....	83
Korolev A.I., Konopelko V.K., Salas N.A., Makeichik E.G., Pirogov K.I. Majority decoder of cyclic code with two-stage estimation of reliability of information.....	86
Volkov K.A. Method of moving object detection in the video.....	92
Aksenchyk A.V., Kirinovich I.F. Electrodynamic calculation irregular TWT on the wavy bent rectangular waveguide of millimeter and submillimeter ranges of waves lengths.....	99

ЭЛЕКТРОНИКА, РАДИОФИЗИКА, РАДИОТЕХНИКА, ИНФОРМАТИКА

УДК 621.315.6

**КОНСТРУКЦИИ УСТРОЙСТВ ЗАЩИТЫ ОРГАНИЗМА ЧЕЛОВЕКА
ОТ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ИЗЛУЧЕНИЯ**

Т.В. БОРБОТЬКО

*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
П. Бровка, 6, Минск, 220013, Беларусь**Поступила в редакцию 22 декабря 2011*

Разработаны конструкции устройств защиты человека от электромагнитных излучений на основе капиллярно-пористых и порошкообразных материалов. Показана возможность их использования для снижения электромагнитных излучений оборудования сотовой связи и персональных компьютеров.

Ключевые слова: устройство защиты, электромагнитное излучение.

Введение

Эволюция человека происходила при непосредственном воздействии на него естественных источников электромагнитных полей (ЭМП): таких как Земля, Солнце, звезды, и т.д., вследствие чего он адаптировался к данным электромагнитным излучениям (ЭМИ). Однако сравнительно недавно появились технические средства, которые являются источниками ЭМИ, относящиеся к антропогенным, и основными их особенностями являются более высокая мощность излучения вследствие близкой расположенности к человеку, сложный спектральный состав, высокая частотная и фазовая стабильность, означающая высокую концентрацию энергии в очень узких областях спектра. Воздействие таких ЭМИ приводит, как правило, к различного рода заболеваниям человека.

Работа средств вычислительной техники сопровождается ЭМИ, которые воздействуют на окружающие объекты и в первую очередь на пользователя. Основными составляющими частями персонального компьютера (ПК) являются: системный блок и периферийные устройства (клавиатура, дисковые накопители, принтер, сканер, и т.д.). Каждый персональный компьютер включает средство визуального отображения информации – дисплей. В его основе находится устройство на базе электронно-лучевой трубки (ЭЛТ) или жидкокристаллического индикатора (ЖКИ). Персональные компьютеры часто оснащают сетевыми фильтрами, источниками бесперебойного питания и другим электрооборудованием. Все эти элементы при работе формируют сложную электромагнитную обстановку на рабочем месте пользователя.

Образующийся на экранах электростатический потенциал и вызванная им концентрация положительных ионов и заряженных частиц пыли в зоне между пользователем и дисплеем приводят при продолжительной работе к нарушениям физиологических процессов и заболеваниям. Вокруг действующих дисплеев и персональных компьютеров возникают низкочастотные и высокочастотные электромагнитные поля. Эргономические параметры определяются характеристиками яркости, контрастности изображения, режимами работы пользователя ПК и т.д.

Целью настоящей работы являлась разработка технических средств защиты организма человека от ЭМИ систем сотовой связи и средств вычислительной техники, выполняемых на основе влагосодержащих и композиционных материалов.

Конструкции устройств защиты от ЭМИ оборудования сотовой связи

Наибольшую обеспокоенность на сегодняшний день вызывают системы сотовой связи. Основными излучающими ЭМП устройствами являются абонентский терминал (сотовый телефон) и базовая станция. Снижение уровней ЭМИ, воздействующих на человека при нахождении его вблизи данных устройств, является сложной научной проблемой. Использование устройств защиты для подавления ЭМИ сотового телефона, воздействующего на человека, должно выполняться с учетом следующих принципов.

1. Сохранение диаграммы направленности сотового телефона.
2. Сохранение затухания в канале связи в пределах нормы.

Невыполнение первого принципа приведет к перераспределению энергии ЭМВ в пространстве и, возможно, к чрезмерному облучению человека, использующего совместно такое устройство «защиты» и сотовый телефон. Данный эффект, как правило, наблюдается при использовании исключительно металлических материалов в качестве экранов ЭМИ [1]. Применение таких материалов приводит к выступлению их в роли рефлектора антенной системы сотового телефона. Внесение затухания в канал связи между сотовым телефоном и базовой станцией сотовой связи за счет использования устройства защиты приведет к увеличению мощности излучения последнего.

Разработан чехол для защиты биологических объектов от электромагнитного воздействия мобильных малогабаритных приемопередающих устройств (рис. 1,а), содержащий основу из пластмассы с полым внутренним пространством (1), которое заполнено материалом, пропитанным жидкостным растворным наполнителем на основе воды (2) и приспособление для крепления (3). Рабочий диапазон частот защитного устройства 400 МГц...115 ГГц.

Повышение эффективности подавления прямой электромагнитной волны (ЭМВ) может быть обеспечено за счет введения между слоями влагосодержащего материала (1, 3) металлической фольги (2) (рис. 1,а) или порошкообразного шунгита (2) (рис. 1,б). В данном случае стабильность влагосодержания обеспечивается за счет герметизации конструкции (4). Крепление конструкции выполняется на поясе пользователя с помощью специальных элементов (5).

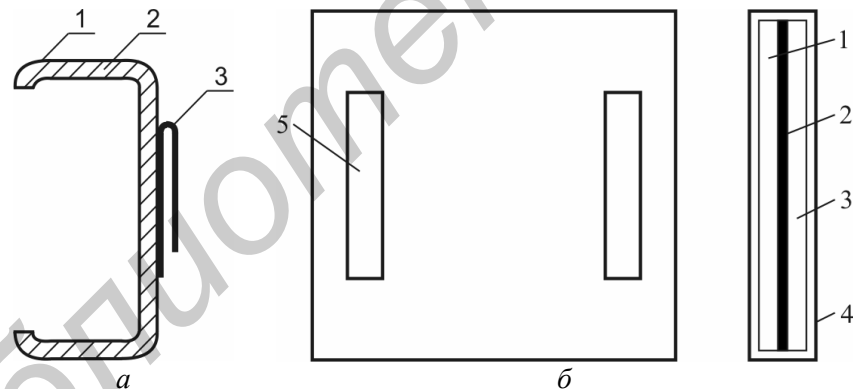


Рис. 1. Схематическое изображение устройств защиты человека от ЭМИ сотовых телефонов

Для защиты человека от ЭМИ сотового телефона разработано устройство, имеющее многослойную конструкцию, первым слоем которой является влагосодержащий материал (1), покрытый герметиком (3), а в качестве второго слоя используется металлическая сетка (2) с размером ячейки 0,1...0,125 мм (см. рис. 2). Вся конструкция помещается в корпус (4). Для прохождения через нее речевого сигнала в центре конструкции выполнено отверстие, которое перекрывает металлическая сетка для исключения проникновения ЭМИ через данное отверстие. Устройство закрепляется на сотовом телефоне напротив динамика таким образом, что влагосодержащий материал обращен к телефону.

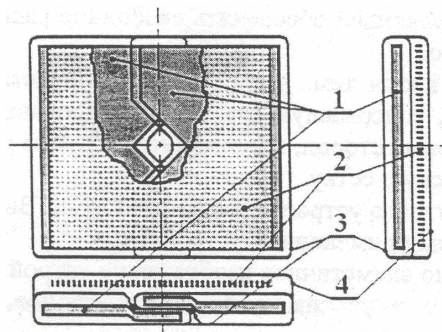


Рис. 2. Схематичное изображение устройства защиты человека от ЭМИ сотовых телефонов

Повышение эффективности подавления ЭМВ сотового телефона может быть обеспечено за счет увеличения геометрических размеров устройства защиты как минимум до размеров самого сотового телефона. Использование таких устройств в процессе сеанса связи является несколько неудобным ввиду того, что оно закрывает дисплей и клавиатуру телефона, в соответствии с чем существует необходимость его снимать во время набора номера.

Разработана конструкция устройства защиты, исключающая данный недостаток за счет размещения на задней панели защитного устройства телефона и микрофона, которые подключаются к сотовому телефону через разъем гарнитуры «hands-free» посредством штекера.

Предложены конструкция устройства защиты, обеспечивающая подавление ЭМВ сотового телефона, распространяющейся в сторону пользователя. Ее основу составляет защитный модуль, выполненный из двухслойного влагосодержащего материала, между слоями которого размещена фольга и вся конструкция (толщина до 5 мм) помещена в герметичный корпус, что позволяет обеспечить ослабление ЭМИ до 30 дБ в диапазоне частот 0,3...120 ГГц.

Линейный размер модуля выбирается кратным длине волны сотового телефона. Данный материал может размещаться в чехлах сотовых телефонов. Использование таких устройств защиты предполагает во время сеанса связи применение проводной гарнитуры hands-free совместно с сотовым телефоном. В разработанных устройствах модуль защиты находится между человеком и телефоном, что позволяет блокировать ЭМВ, распространяющуюся в сторону пользователя, сохраняя практически неизменной диаграмму направленности сотового телефона и не внося затухание в канал связи [2, 3].

Базовые станции систем сотовой связи являются мощным источником ЭМИ, интенсивность зависит от их загруженности, которая в течение суток неравномерна. Основным путем проникновения ЭМП базовой станции сотовой связи – оконные проемы помещения. Таким образом, ЭМВ проходит в помещение, практически не ослабляясь. Для снижения уровня ЭМИ, распространяющегося через оконные проемы, разработана конструкция оптически прозрачного экрана ЭМИ, выполненного на основе сотового поликарбоната с жидкостным наполнителем (см. рис. 3). Разработанная конструкция экрана (толщина не более 1 см) обеспечивает ослабление ЭМИ до 15...30 дБ в диапазоне частот 0,3...120 ГГц.

Конструкции устройств защиты от ЭМИ персональных компьютеров

Для снижения уровня ЭМИ дисплеев ПК, выполненных на основе ЭЛТ или ЖКИ, разработана оптически прозрачная конструкция экрана ЭМИ (см. рис. 4). Устройство защиты состоит из стеклопакета с линейными размерами до 1000x1000 мм, заполненного жидким растворным наполнителем на основе воды, в состав которого входят ПАВ, за счет которых увеличивается смачиваемость поверхности стеклопакета (вследствие чего исключается адсорбция воздуха по объему растворного наполнителя) и высокомолекулярные спирты, позволяющие сместить точку замерзания растворного наполнителя ниже отметки -50°C .

Наличие сквозных отверстий капиллярного диаметра в винтах, закрывающих отверстия для заполнения устройства растворным наполнителем, позволяет уравнивать давления окружающей среды и внутри устройства в процессе его эксплуатации при температурах до $+50^{\circ}\text{C}$. Устройство обеспечивает ослабление электромагнитной энергии до 5...20 дБ по мощности в диапазоне частот 0,05...10 ГГц. Снижение яркости дисплея при использовании разработанной конструкции экрана составляет не более 2%.

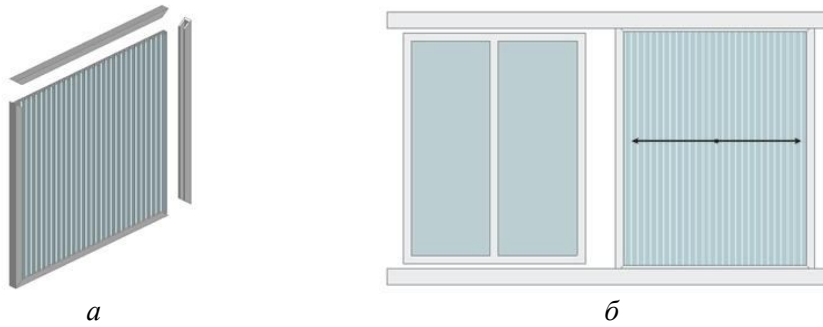


Рис. 3. Конструкция экрана для защиты помещений от ЭМИ базовых станций сотовой связи: *а* – схематичное изображение влагозаполненного экрана ЭМИ; *б* – вариант монтажа экрана ЭМИ на оконном проеме

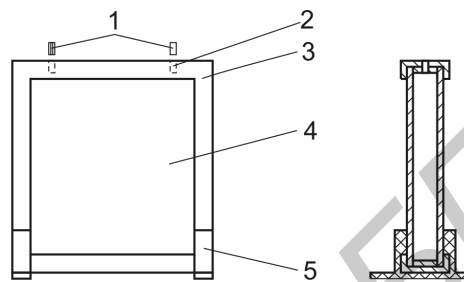


Рис. 4. Схематичное изображение устройства защиты от ЭМИ дисплеев персональных компьютеров: 1 – винт со сквозным отверстием; 2 – отверстие; 3 – рама; 4 – стеклопакет; 5 – основание

Использование металлических материалов в конструкциях системных блоков ПК позволяет обеспечить частичное их экранирование. Однако уровень ЭМИ, распространяющегося через переднюю и заднюю панели системного блока, является значительно выше ЭМИ, проникающего через боковые поверхности, вследствие наличия отверстий в передней и задней панелях. Таким образом, пользователь ПК находится под непрерывным воздействием ЭМИ системного блока.

В соответствие с этим, разработанная конструкция устройства защиты человека от ЭМИ дисплея предлагается к совместному применению с устройством защиты, обеспечивающей ослабление ЭМВ, распространяющейся через переднюю панель системного блока [4, 5] (см. рис. 5). Устройство защиты от ЭМИ системного блока ПК закрепляется непосредственно на передней панели и позволяет обеспечить доступ к органам управления, расположенным на ней, а также подключать сменные носители информации, используя разъемы USB (при их наличии на передней панели). Для этого передняя часть разработанного устройства может быть открыта. В процессе работы системного блока положение передней панели устройства – закрытое. Для обеспечения нормального теплового режима функционирования системного блока за счет его конвективного охлаждения в конструкции устройства предусмотрен вентиляционный канал для подачи воздуха. Устройство защиты выполнено на основе композиционных материалов (порошкообразных шунгита и силикагеля) и обеспечивает подавление ЭМИ не менее 10 дБ в диапазоне частот 0,1...2 ГГц.



Рис. 5. Внешний вид совместно используемых устройств защиты человека от ЭМИ системного блока и дисплея персональных компьютеров

Заклучение

Разработаны устройства для защиты человека от ЭМИ сотовых телефонов. Данные устройства имеют многослойную конструкцию, размер которой кратен рабочей длине волны сотового телефона, и выполняются на основе влагосодержащих капиллярно-пористых или порошкообразных материалов. Повышение эффективности устройств защиты достигается за счет использования в качестве второго слоя экрана ЭМИ металлических (алюминий) или порошкообразных (шунгит) материалов, что позволяет обеспечить ослабление ЭМИ до 30 дБ в диапазоне частот 0,3...120 ГГц при толщине материала до 5 мм. Для снижения уровней ЭМИ от базовых станций внутри помещений их оконные проемы предложено закрывать оптически прозрачными конструкциями экранов ЭМИ на основе сотового поликарбоната с жидкостным наполнителем. Применение такой конструкции позволяет обеспечить ослабление ЭМИ до 15...30 дБ в диапазоне частот 0,3...120 ГГц при толщине конструкции до 1 см.

CONSTRUCTIONS OF DEVICES OF PROTECTION OF A HUMAN BODY FROM ELECTROMAGNETIC RADIATION

T.V. BORBOTKO

Abstract

Constructions of devices of protection of the person from electromagnetic radiations on the basis of capillary-porous or powdery materials are developed. Possibility of their use for decrease in electromagnetic radiations of the equipment of cellular communication and personal computers is shown.

Список литературы

1. *Т.В. Борботько, Н.В. Колбун, Л.М. Лыньков.* Антропогенные источники электромагнитного излучения. Безопасность жизнедеятельности человека. Минск, 2008.
2. *Т.В. Борботько, А.В. Гусинский, Н.В. Колбун.* Технические средства защиты информации : материалы IV Белорусско-российской науч.-техн. конф., Минск-Нарочь, 29 мая – 2 июня 2006 г. Минск, 2006. С. 85–86.
3. *N.V. Kolbun, T.V. Borbotko, A.A. Kazeka.* Proceedings of Twelfth International Workshop on New Approaches to High-Tech : Nano-Design, Technology, Computer Simulations, Minsk, 23–27 June, 2008. P. 45–49.
4. *A. Kazeka, T. Borbotko.* Proceedings of the 18th International conference Electromagnetic disturbances EMD'2008, Sept. 25–26, 2008, Vilnius, Lithuania. P. 197–198.
5. *A. Kazeka, T. Borbotko, A. Proudnik.* Proceedings of the 19th International conference Electromagnetic disturbances EMD'2009, Sept. 23–25, 2009, Bialystok, Poland. P. 94–97.

УДК 621.396.96

СИСТЕМЫ РАДИОСВЯЗИ С ПСЕВДОСЛУЧАЙНОЙ ПЕРЕСТРОЙКОЙ РАБОЧЕЙ ЧАСТОТЫ ФАЗОМАНИПУЛИРОВАННЫХ СИГНАЛОВ

А.В. МАРТИНОВИЧ, И.И. СКИБ, В.А. ЧЕРДЫНЦЕВ

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

Поступила в редакцию 12 декабря 2011

Рассмотрены алгоритмы и функциональные схемы устройств формирования и обработки фазоманипулированных сигналов с расширением спектра методом псевдослучайной перестройки рабочей частоты. Приведены результаты математического моделирования квадратурного квазикогерентного демодулятора с псевдослучайной коммутацией накопительных элементов.

Ключевые слова: фазоманипулированный сигнал, прямой синтез частот, коммутатор, квадратурный фазовый демодулятор, трансверсальный фильтр, квазикогерентная демодуляция.

Введение

Системы радиосвязи с расширением спектра сигнала методом псевдослучайной перестройки рабочей частоты (ППРЧ) используются в КВ- и УКВ-диапазонах длин волн и обеспечивают требуемую надежность передачи дискретной информации в условиях радиопротиводействия. В работе [1] подробно описаны указанные системы радиосвязи, в которых передача дискретных сообщений осуществляется на основе частотной манипуляции (ЧМ) несущего колебания. Косвенный синтез несущих колебаний на основе перестраиваемых по частоте генераторов допускает квазикогерентный прием ФМ- и ЧМ-сигналов, однако при относительно большой скорости перестройки частот прибегают к устройствам некогерентной обработки. В этом случае используют ЧМ сигналы [1]. При передаче двоичных сообщений ортогональными сигналами (ЧМ) помехоустойчивость приема снижается на 3 дБ по сравнению с противоположными, например, фазоманипулированными (ФМн) сигналами [2].

Цель статьи состоит:

во-первых, в разработке алгоритмов и устройств формирования квадратурных ФМ-сигналов на основе прямого синтеза сетки частот для псевдослучайной их коммутации;

во-вторых, в синтезе алгоритмов приема и квадратурной демодуляции преобразованных на единую промежуточную частоту принятого ФМ-сигнала с псевдослучайно меняющейся частотой. Эта задача решается с помощью коммутируемых преобразователей частоты, каждый из которых формирует ФМ-сигнал на промежуточной частоте с псевдослучайно меняющейся начальной фазой.

В статье дается обоснование алгоритма и структурная схема квадратурного квазикогерентного демодулятора с коммутируемыми трансверсальными фильтрами их число соответствует числу используемых в ППРЧ частот.

Формирование квадратурного ФМ-сигнала с ППРЧ

Рассмотрим два источника информации (ИИ), на выходе каждого из которых вырабатывается двоичная последовательность $X_l = \pm 1$, $l = 1, 2$, длительность элемента последовательно-

сти – T . Тактовая синхронизация обоих источников информации обеспечивается генератором тактовой частоты (ГТЧ), который, в свою очередь, синхронизирует элементы псевдослучайной последовательности чисел (ПСПЧ), коммутирующих опорные генераторы ($\Gamma_j, j = \overline{1, M}$) синтезатора частот (прямой синтез частот) (рис. 1).

В дальнейшем рассматривается квадратурный ФМ-сигнал $s(t, X, \omega_n, \beta_n, A_0)$, несущий информацию о бинарных потоках $X_1(t)$ и $X_2(t)$. Этот сигнал формируется на определенной (промежуточной) частоте ω_n и описывается выражением

$$s(t, X, \omega_n, \beta_n, A_0) = A_0 [X_1(t) \cos(\omega_n t + \beta_n) + X_2(t) \sin(\omega_n t + \beta_n)]. \quad (1)$$

В соответствии с выражением (1) на рис. 1,а представлен модулятор квадратурного ФМ-сигнала на промежуточной частоте ω_n , генератор колебаний промежуточной частоты (ГКПЧ) и фазовращатель (ФВ) на $\pi/2$ обеспечивают постоянство начальной фазы β_n на интервале времени, определяемом стабильностью частоты ГКПЧ.

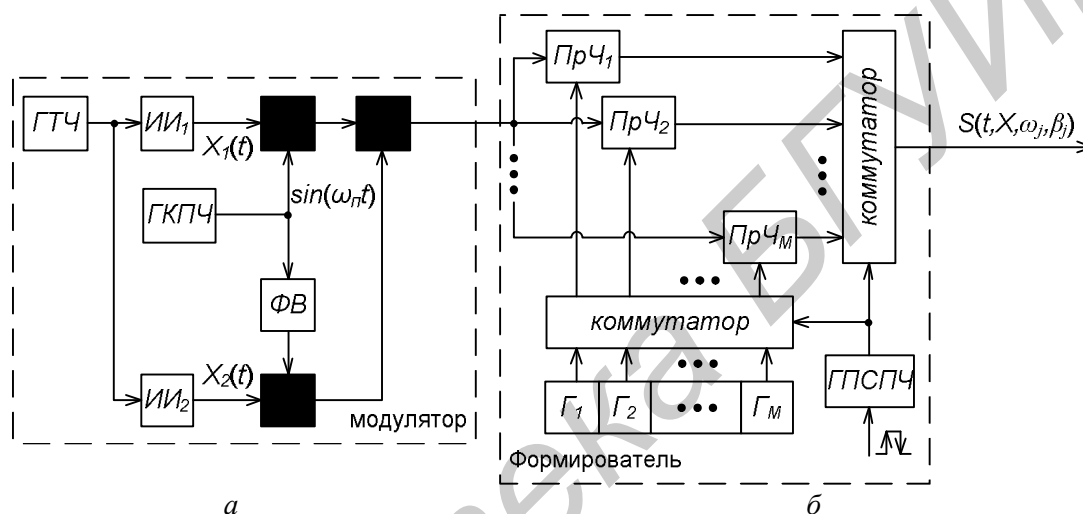


Рис. 1. Модулятор (а) и формирователь (б) псевдослучайной коммутации рабочей частоты

На рис. 1,б приведена схема формирователя колебаний сетки частот, включающая M генераторов (Γ) опорных колебаний, обеспечивающих работу преобразователей частоты $\text{ПрЧ}_j, j = \overline{1, M}$. Выходы генераторов Γ_j и преобразователей частоты ПрЧ_j коммутируются двумя синхронно действующими коммутаторами. Таким образом, за счет управления от генератора псевдослучайной последовательности чисел (ГПСПЧ) на выходе коммутаторов образуется квадратурный ФМ сигнал с псевдослучайным переключением частоты ω_j и начальной фазы β_j :

$$s(t, X, \omega_j, \beta_j, A_0) = A_0 [X_1(t) \cos(\omega_j t + \beta_j) + X_2(t) \sin(\omega_j t + \beta_j)], j = \overline{1, M}. \quad (2)$$

На рис. 2,а приведены временные диаграммы квадратурного ФМ-сигнала (1 – информационный поток $X_1(t)$, 2 – информационный поток $X_2(t)$, 3 – квадратурный ФМ-сигнал $s(t, X, \omega_n, \beta_n)$ на промежуточной частоте, 4 – квадратурный ФМ-сигнал $s(t, X, \omega_j, \beta_j)$ с ППРЧ); на рис. 2,б – спектральная диаграмма сигнала на промежуточной ω_n и несущих $\omega_j (j = \overline{1, M})$ частотах.

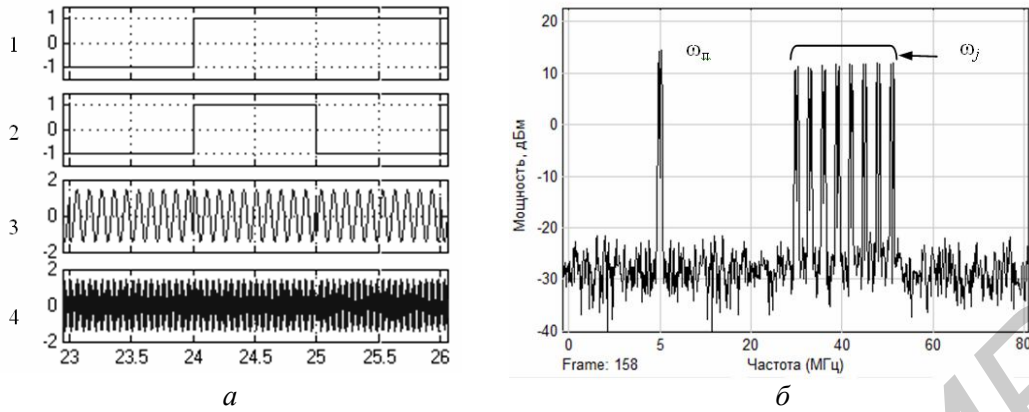


Рис. 2. Временные и спектральные диаграммы формирователя сигнала $s(t, X, \omega_j, \beta_j, A_0)$

Обработка квадратурного ФМ-сигнала с ППРЧ

Алгоритмы приема, преобразования и обработки ФМ-сигнала с ППРЧ отражают операции по формированию сигнала (2) на передающей стороне. Последовательность операций на приемной стороне: с выхода антенного устройства сигнал (2) поступает в одну из M входных цепей ($BxЦ_j, j = \overline{1, M}$) и усилитель (Y), настроенный на частоту ω_j действующего ФМ-сигнала.

Синхронизированный генератор ГПСЧ обеспечивает с помощью коммутатора 1 подключение соответствующего j -го преобразователя частоты (ПрЧ $_j$) к генератору Γ_j , вырабатывающего опорные колебания для ПрЧ $_j$. В результате преобразования на выходе ПрЧ $_j$ образуется процесс $r(t)$, содержащий сумму принятого квадратурного ФМ сигнала и шума $n(t)$ j -го усилителя:

$$r_j(t) = s(t, X, \omega_n, \beta_{nj}, A_0) + n_j(t) \quad (3)$$

В дальнейшем в качестве модели шума примем белый гауссовский шум со спектральной плотностью $N_0/2$.

Коммутатор 2 подключает выход ПрЧ $_j$ к демодулятору (Демод). Структурная схема на рис. 3 отражает описанные операции.

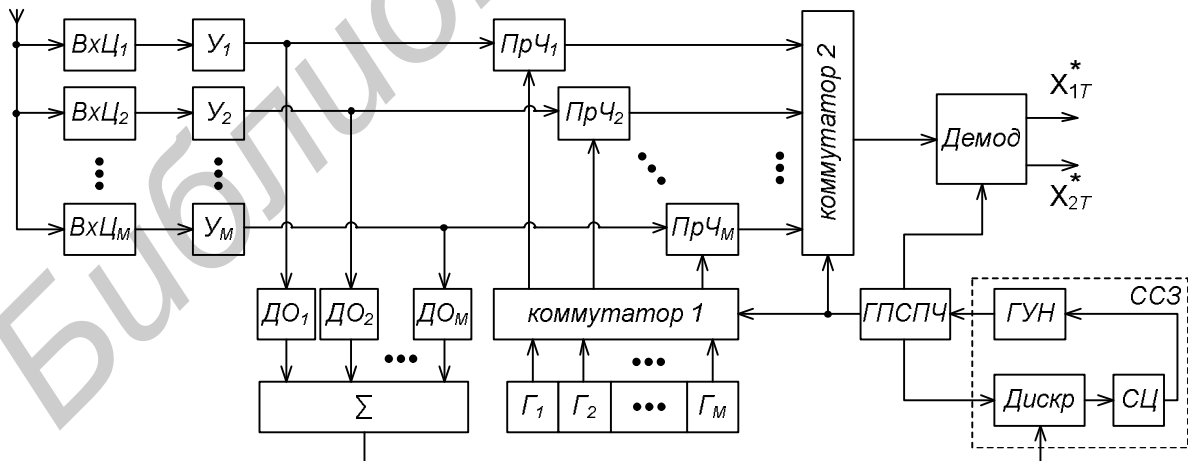


Рис. 3. Схема переноса сигнала ФМ с ППРЧ на промежуточную частоту

Упрощенная схема слежения за задержкой ПСПЧ (ССЗ), показанная на рис. 3, обеспечивает синхронизацию генератора ПСПЧ. Работа дискриминатора (Дискр) осуществляется за счет выделенных элементов ПСПЧ детекторами огибающих ($ДО_j, j = \overline{1, M}$) и опорной ПСПЧ, вырабатываемой генератором ГПСЧ. Управление задержкой ПСПЧ осуществляет управле-

мый напряжением генератор тактовой частоты (ГУН). Сглаживающие цепи (СЦ) обеспечивают требуемую динамику работы ССЗ.

Рассмотрим алгоритм построения и схему демодулятора.

Наблюдаемый процесс $r(t)$ на входе демодулятора имеет вид (3). Оценке подлежат информационные параметры X_1 и X_2 , амплитуда и фаза β_{nj} , которая меняет свое значение при изменении номера j частоты ω_j , $j = \overline{1, M}$. Предполагается, что после завершения периода псевдослучайной последовательности чисел возвращение на j -й элемент сопровождается возвращением прежнего значения начальной фазы β_{nj} . Иначе говоря, начальная фаза β_n представляет псевдослучайную многоуровневую (в пределах $[0, 2\pi]$) последовательность.

Задачу оценивания фаз сигнала можно свести к оцениванию амплитудных коэффициентов, т.е. к линейному оцениванию, что упрощает алгоритм, не снижая качества оценок [3].

Полагая $A_0 = 1$ запишем сигнал (1) в виде:

$$s(t, X, \omega_n, \beta_n) = X_1(t)(a_{cj} \cos(\omega_n t) - a_{sj} \sin(\omega_n t)) + X_2(t)(a_{cj} \sin(\omega_n t) + a_{sj} \cos(\omega_n t)), \quad (4)$$

где амплитудные параметры $a_{cj} = \cos(\beta_{nj})$, $a_{sj} = \sin(\beta_{nj})$, $j = \overline{1, M}$.

С учетом (4) достаточной статистикой для оценок параметров наблюдаемого сигнала вида (3) является корреляционный интеграл $J(a_{cj}, a_{sj}, X)$, который на интервале $[(k-1)\delta, k\delta]$ определяют k -й отсчет статистических данных. Полагаем, что в течение времени T , равно продолжительности информационного элемента X , образуется $L = T/\delta$ отсчетов $J_k(a_{cj}, a_{sj}, X)$ сгруппированных наблюдений [3]. Отсчеты оценок X_{1k}^* и X_{2k}^* должны быть накоплены в сумматоре-накопителе, и в момент окончания накопления принимается решение о знаке X_{1T}^* (индекс T указывает на момент окончания действия информационного элемента).

Запишем выражение для $J_k(a_{cj}, a_{sj}, X)$ с учетом представления (4) и указанных замечаний:

$$J_k(a_{cj}, a_{sj}, X) = X_1 [a_{cj} J_{cjk} - a_{sj} J_{sjk}] + X_2 [a_{cj} J_{sjk} + a_{sj} J_{cjk}], \quad (5)$$

$$\text{где } J_{cjk} = \int_{(k-1)\delta}^{k\delta} r(t) \cos(\omega_n t) dt; \quad J_{sjk} = \int_{(k-1)\delta}^{k\delta} r(t) \sin(\omega_n t) dt. \quad (6)$$

Оценки максимального правдоподобия [4] определяются следующей системой уравнений правдоподобия:

$$\left\{ \begin{aligned} a_{cjk}^* J_{sjk} + a_{sjk}^* J_{cjk} \Big|_{X_2^*} = 0; \quad a_{cjk}^* J_{cjk} - a_{sjk}^* J_{sjk} \Big|_{X_1^*} = 0; \quad X_1^* J_{cjk} + X_2^* J_{sjk} \Big|_{a_{cj}^*} = 0; \quad X_2^* J_{cjk} - X_1^* J_{sjk} \Big|_{a_{sj}^*} = 0. \end{aligned} \right. \quad (7)$$

Учитывая постоянство оцениваемых параметров a_{cj} и a_{sj} , отсчеты оценок a_{cjk}^* , a_{sjk}^* могут усредняться с учетом выборок из периодически повторяющихся (с периодом ПСПЧ T_n) фрагментов сигнала с одной и той же начальной фазой β_{nj} . Усреднительные устройства должны отключаться на время действия сигнала с частотой ω_i , $i \neq j$. Коммутацию обеспечивают коммутаторы входов и выходов усреднительных устройств. Такими устройствами являются коммутируемые трансверсальные фильтры (КТФ).

На выходах j -го КТФ образуются усредненные оценки

$$a_{cj}^* = \frac{1}{N} \sum_{k=N}^k a_{cjk}^*; \quad a_{sj}^* = \frac{1}{N} \sum_{k=N}^k a_{sjk}^*. \quad (8)$$

Схема коммутируемых трансверсальных фильтров показана на рис. 4,а. На рис. 4,б представлен входной коммутатор, на рис. 4,в – трансверсальный фильтр.

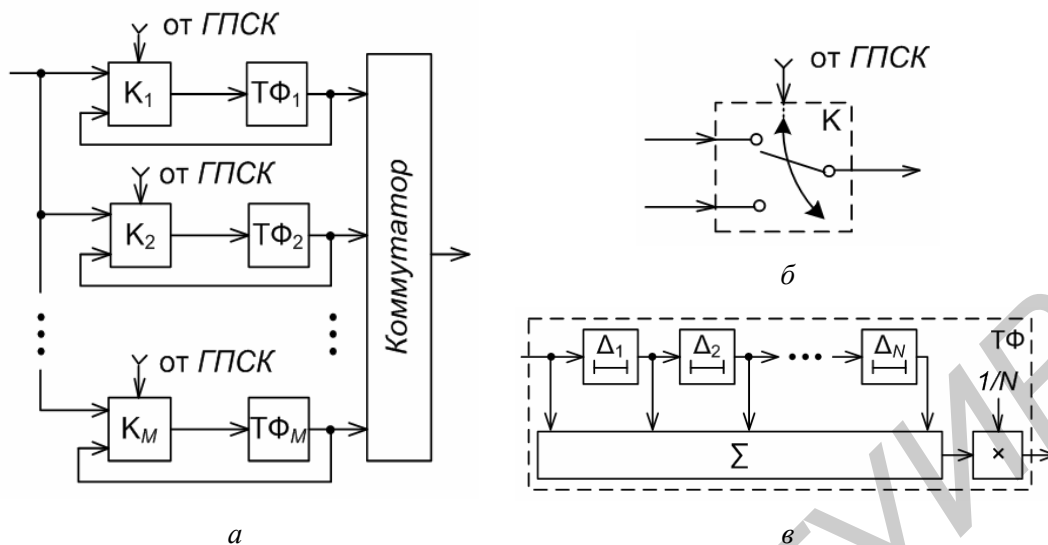


Рис. 4. Схема коммутируемых трансверсальных фильтров (а), входной коммутатор (б), трансверсальный фильтр (в)

Постоянство значений a_{cj} и a_{sj} обеспечивает возможность использовать при формировании их оценок обратную связь по принятому решению (ОСР) о значениях дискретных информационных параметров X_{1T}^* и X_{2T}^* , где индекс T означает запаздывание выделенного информационного элемента на время T по отношению к принимаемому. Здесь $T = n\delta$, где n – число выборок.

Таким образом, система уравнений (7) на основании (8) представляется в окончательном виде (9). Соответствующая уравнениям (9) функциональная схема квадратурного квази-когерентного демодулятора (на рис. 3 «Демод») ФМ-сигнала с ППРЧ приведена на рис. 5. На схеме: ФВ – фазовращатель на $\pi/2$, $\Gamma_{ПЧ}$ – генератор промежуточной частоты, Инт – интегратор со сбросом, Σ_n – сумматор-накопитель, РУ – решающее устройство.

$$\begin{cases} X_1^* J_{cjk} + X_2^* J_{sjk} \Big|_{a_{cj}^*} = 0; & \left[\sum_{k=1}^n [a_{cjk}^* J_{sjk} + a_{sjk}^* J_{cjk}] \right] \Big|_{X_2^*} = 0; \\ X_2^* J_{cjk} - X_1^* J_{sjk} \Big|_{a_{sj}^*} = 0; & \left[\sum_{k=1}^n [a_{cjk}^* J_{cjk} - a_{sj}^* J_{sjk}] \right] \Big|_{X_1^*} = 0. \end{cases} \quad (9)$$

Особенность демодулятора состоит в наличии элементов задержки в информационных каналах для согласования с обратной связью по решению (ОСР) и блоков коммутируемых трансверсальных фильтров (КТФ). Наличие КТФ в синфазном и квадратурном каналах приводит к сохранению состояний о фазах принимаемого сигнала с ППРЧ.

Работоспособность квадратурного демодулятора подтверждается результатами моделирования. Временные диаграммы в характерных точках демодулятора, построенного по схеме рис. 5, для случая псевдослучайной коммутации двух частот приведены на рис. 6 ($a, б$ – информационные потоки $X_1(t)$ и $X_2(t)$; $в, г$ – выходы интеграторов; $д, е$ – выходы КТФ квадратурного и синфазного каналов; $ж, з$ – выходы сумматоров-накопителей; $к$ – выход ГПСК).

Диаграммы рис. 6, $д, е$ получены для времени накопления на трансверсальных фильтрах, в десять раз превышающем длительность информационных символов $X_1(t)$ и $X_2(t)$. Видно, что в момент переключения частот (время моделирования $t_1 = 5, t_2 = 20, t_3 = 25, t_4 = 30, t_5 = 35$) состояние о фазе принимаемого сигнала сохраняется.

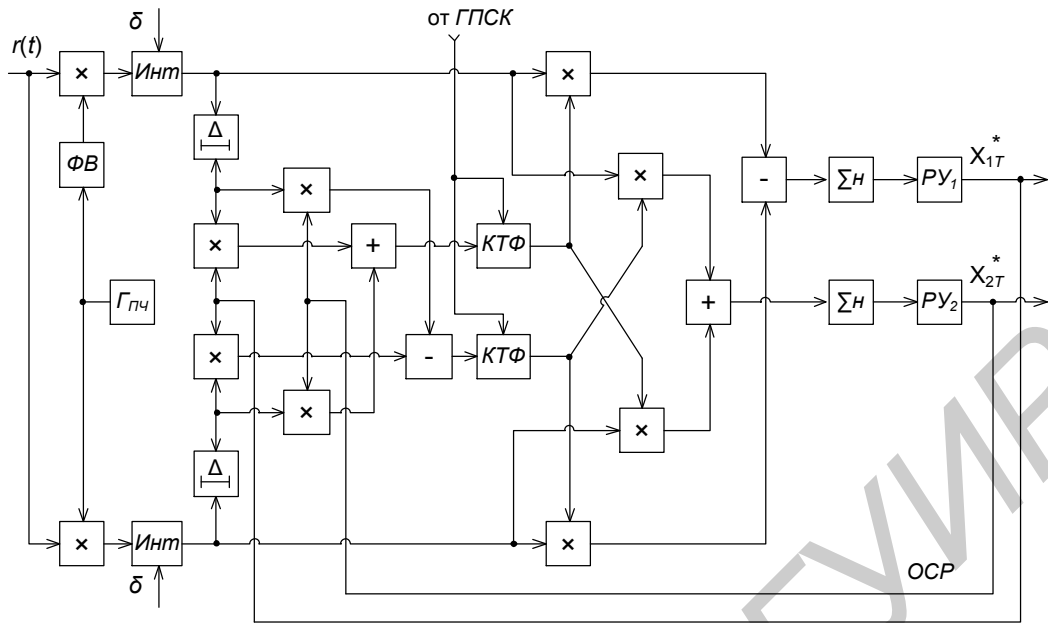


Рис. 5. Квадратурный квазикогерентный демодулятор

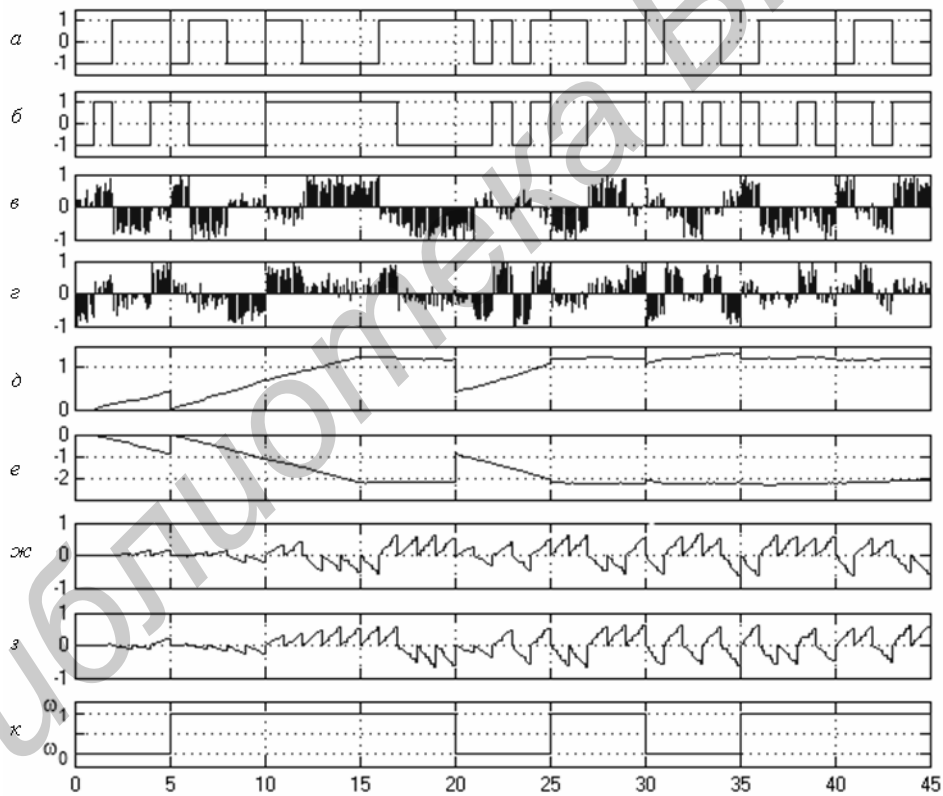


Рис. 6. Временные диаграммы, поясняющие работу демодулятора

Выводы

1. Предложенные алгоритмы и устройства квадратурных фазоманипулированных сигналов с псевдослучайной перестройкой рабочей частоты обеспечивают возможность квази-когерентного приема и демодуляции таких сигналов на приемной стороне за счет использования коммутируемых преобразователей частоты с прямым синтезом опорных колебаний преобразователей.

2. Обработка ФМ-сигналов основана на использовании предварительных преобразователей частоты принимаемого сигнала на единую промежуточную частоту за счет синхронной коммутации опорных генераторов преобразователей. Демодуляция преобразованных сигналов осуществляется квадратурным демодулятором с коммутируемыми по законам ПСПЧ трансверсальными фильтрами.

3. Особенностью квадратурного демодулятора является введение задержки на длительность информационных символов в каналах формирования оценок фазы компонент сигнала и обратной связи по решению (ОСР).

4. Полученные методы синтеза алгоритмов и устройств могут быть использованы для построения систем радиосвязи с ППРЧ сложных ФМ-сигналов и других сигнально-кодовых конструкций.

RADIOCOMMUNICATION SYSTEMS WITH PSEUDORANDOM FREQUENCY HOPPING OF PHASE-SHIFT KEYING SIGNALS

A.V. MARTSINOVICH, I.I. SKIB, V.A. CHERDYNTSEV

Abstract

Algorithm and functional diagrams of formatting and processing devices with PSK modulation and pseudorandom frequency hopping are considered. The mathematical modeling results of quadrature demodulator with pseudorandom buffer elements switching are resulted.

Список литературы

1. *Борисов В.И.* Помехозащищенность систем радиосвязи: основы теории и принципы реализации. Минск, 2009.
2. *Далабаев С.Д., Чердынцев В.А., Дубровский В.В.* // Докл. БГУИР. 2006. №4 (16). С. 34–41.
3. *Тихонов В.И., Харисов В.Н.* Статистический анализ и синтез радиотехнических устройств и систем. М., 1991.
4. *Тихонов В.И.* Оптимальный прием сигналов. М., 1983.

УДК 621.315.5; 621.318.1

ПОГЛОТИТЕЛИ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ИЗЛУЧЕНИЯ НА ОСНОВЕ СМЕСЕЙ ПОРОШКООБРАЗНЫХ НАПОЛНИТЕЛЕЙ

Е.А. КРИШТОПОВА, М.Ш. МАХМУД, Л.М. ЛЫНЬКОВ

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

Поступила в редакцию 1 февраля 2012

Приведены примеры поглотителей электромагнитного излучения, сформированных на основе порошкообразных природных материалов, воды, Ni-Zn феррита и хлорида кальция. Изучено влияние соотношения компонентов в полученных поглотителях на характеристики ослабления и отражения электромагнитного излучения на основе анализа экспериментально полученных частотных зависимостей коэффициентов передачи и отражения в диапазоне частот 8... 12 ГГц. Авторы дают рекомендации по формированию поглотителей ЭМИ для различных применений, включая создание экранированных помещений для обработки защищаемой информации и испытания радиоэлектронного оборудования.

Ключевые слова: поглотитель ЭМИ, шунгит, гипсовый алебастр, хлорид кальция, Ni-Zn феррит.

Введение

Известно, что смеси порошкообразных наполнителей могут эффективно быть использованы для формирования композитов, обладающих рядом полезных свойств несвойственных компонентам композитов по отдельности [1–4]. Использование порошкообразных компонентов предпочтительнее волокнистых и слоистых ввиду изотропности свойств полученных композитов, а также легкости получения технологических смесей и материалов. Наиболее широко для формирования поглотителей электромагнитного излучения (ЭМИ) используются металлические, ферритовые и углеродсодержащие порошки. Интересным видится создание поглотителей ЭМИ на основе порошкообразного углеродсодержащего минерала шунгита, гипсового алебастра и воды, а также введение в состав поглотителей хлорида кальция, Ni-Zn феррита.

Важной задачей, на решение которой была направлена данная работа, является определение соотношения различных компонентов для получения максимально эффективных поглотителей ЭМИ.

Методика проведения эксперимента

Для изготовления образца из шунгита был использован минерал из Зажогинского месторождения (Карелия, Россия). Структурно он представляет собой равномерное распределение высокодисперсных кристаллических частиц диоксида кремния (в форме α -кварца) размером в среднем около 1 мкм в аморфной углеродной матрице. Между углеродом и силикатами в шунгите имеется развитый (около 20 м²/г) и плотный контакт [5].

Хлорид кальция (CaCl₂) или кальциевая соль соляной кислоты, которая использовалась в поглотителях ЭМИ, представляет собой бесцветные кристаллы, высоко гигроскопичные, легко растворимые в воде. Вещество имеет невысокую цену. Использование его в составе поглотителей способствует защите от коррозии поверхностей, с которыми контактирует и усиливает схватывание цемента [6].

Гипсовый алебастр ($\text{CaSO}_4 \cdot \text{H}_2\text{O}$) – зернистая разновидность минерала гипс. Обожженный гипс – вязущий материал. Гипс мягок, твердость составляет 1,5... 2. Плотность гипса равна 2,2... 2,4 г/см³. Водная смесь, затвердевая, весьма пластична. Однако затвердевший гипс непрочен, поэтому требуется армирование. Гипс высоко гигроскопичен [6].

Были изготовлены образцы поглотителей ЭМИ в виде плиток толщиной от 3 до 5 мм из затвердевшей водной смеси порошкообразных компонентов – шунгита, гипсового алебастра, а также добавки ферритового порошка или хлорида кальция. Ферритовый магнитный порошок (Ni-Zn феррит) вводился в состав поглотителей для усиления их магнитных свойств, а хлорид кальция (CaCl_2) для удержания от испарения в составе поглотителя воды. Объемное соотношение порошкообразных компонентов в образцах поглотителя приведено в таблице.

Содержание порошкообразных компонентов и воды в образцах поглотителей ЭМИ

№ образца	Толщина образца, мм	Шунгит, объем. %	Гипсовый алебастр, объем. %	Хлорид кальция, объем. %	Ni-Zn феррит, объем. %	Вода, объем. %
1	4	30	30	-	-	40
2	3	25	25	40	-	10
3	5	60	20	-	-	20
4	5	40	50	-	-	10
5	5	30	15	15	30	10

Для образцов экспериментально получены значения коэффициентов передачи (S_{21}) и отражения (S_{11}) в диапазоне частот 8... 12 ГГц. Измерения были выполнены в диапазоне частот на панорамном измерителе КСВН и ослабления, работающих по принципу раздельного выделения и непосредственного детектирования уровней падающей и отражающей волн. Схемы измерения коэффициентов передачи и стоячей волны по напряжению [1] включали генератор качающейся частоты ГКЧ-61; волноводные тракты сечением 23,0×10,0 мм; индикатор КСВН и ослабления Я2Р-67 со следующими характеристиками: диапазон измерения ослабления 0...35 дБ; погрешность измерения ослабления $\pm(0,5+0,05A) \cdot 100\%$; диапазон измерения КСВН 1,06...∞; погрешность измерения КСВН:

- в диапазоне значений 1,2...2,0: $\pm(5\text{КСВН}+2) \cdot 100\%$;

- в диапазоне значений 2,0...5,0: $\pm(5\text{КСВН} + 2) \frac{\text{КСВН}}{100 - [\pm(5\text{КСВН} + 2)] \frac{\text{КСВН}}{\text{КСВН} + 1}} 100\%$.

Оценка отражения падающего электромагнитного излучения на образец проводилась по значениям коэффициента отражения в децибелах, пересчитанного из КСВН по формуле: $S_{11} = -20 \lg \left[\frac{\text{КСВН} - 1}{\text{КСВН} + 1} \right]$.

Исследования проводились в панорамном режиме измерения КСВН и коэффициента передачи. Калибровка приборов осуществлялась во всем рабочем диапазоне частот по стандартной методике [1] после установки диапазона качания частоты и уровня падающей мощности. При проведении измерений образец зажимался между фланцами волноводов, такой способ при малой толщине образца (не более 5 мм) принимался эквивалентным использованию измерительной ячейки.

Полученные результаты и обсуждение

Экспериментально полученные графики зависимостей коэффициентов передачи S_{21} и отражения S_{11} от частоты в диапазоне 8... 12 ГГц приведены на рис. 1–3. Проанализировав данные, приведенные на них, можно сделать следующие выводы.

Наиболее эффективно ослабляют ЭМИ образцы №2 и №5, для которых значение коэффициента передачи составляет –30,2...–34,2 дБ и –26,9...–28,2 дБ соответственно. В обоих случаях более высокая эффективность ослабления ЭМИ по сравнению с остальными поглотителями обусловлена наличием в составе образцов №2 и №5 хлорида кальция, который высоко гигроскопичен и поэтому связывает воду в составе поглотителей, не давая ей испаряться. Наличие воды в составе образца №2 обуславливает достаточно высокое значение ослабления ЭМИ за

счет поглощающих свойств воды [7]. Увеличение значения ослабления во втором случае объясняется включением в состав поглотителя ферритового порошка, который также усиливает ослабление энергии электромагнитного поля.

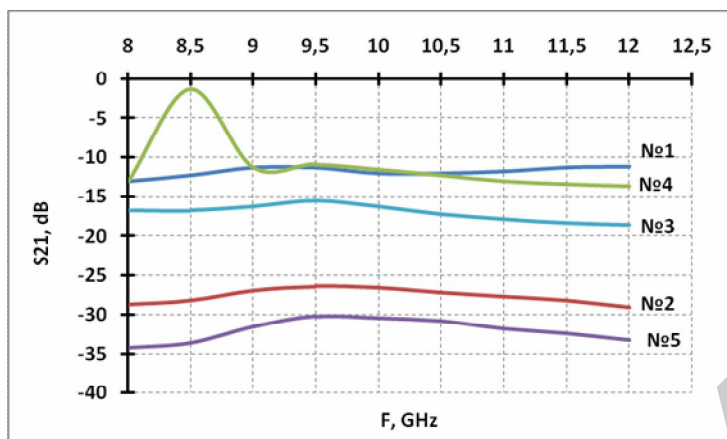


Рис. 1. Частотная зависимость коэффициента передачи образцов поглотителей ЭМИ в диапазоне частот 8... 12 ГГц

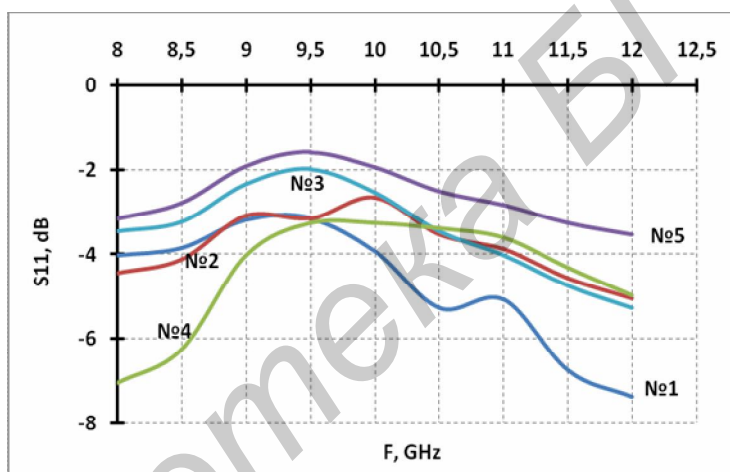


Рис. 2. Частотная зависимость коэффициента отражения образцов поглотителей ЭМИ в диапазоне частот 8... 12 ГГц

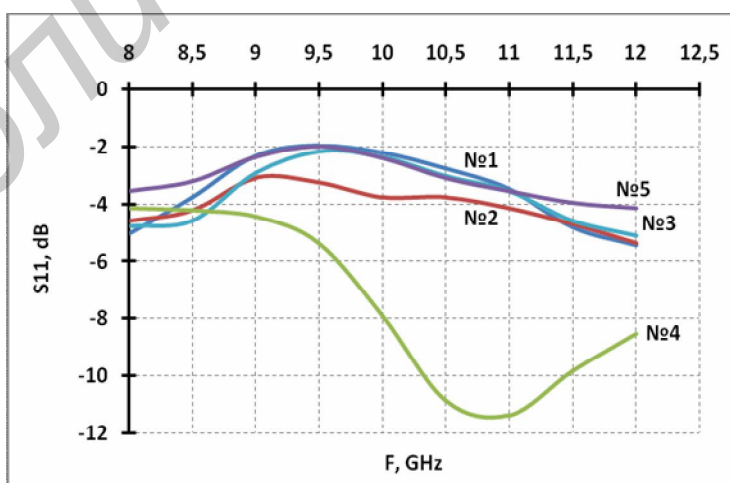


Рис. 3. Частотная зависимость коэффициента отражения образцов поглотителей ЭМИ в диапазоне частот 8... 12 ГГц при добавлении к ним металлического отражателя

В поглотителе, при формировании которого не использовался хлорид кальция и было незначительно увеличено содержание шунгита и алебастра на 5 объем.% каждого (образец №1)

значение коэффициента передачи составило $-11,3 \dots -3$ дБ, что значительно ниже, чем в образцах, содержащих хлорид кальция. При повышении содержания шунгита по сравнению с образцом №1 с 30 до 40 объем.% (образец №4), величина коэффициента передачи незначительно уменьшается до $-11,3 \dots -13,6$ дБ. При дальнейшем увеличении содержания шунгита в образцах до 60 объем.% и незначительном уменьшении алебаstra до 20 объем.%, значение коэффициента передачи снижается до $-15,5 \dots -18,6$ дБ в рассматриваемом диапазоне частот (образец №3). Очевидно, что увеличение объемного содержания шунгита в составе поглотителей приводит к росту величины ослабления ЭМИ за счет увеличения в составе поглотителя углеродсодержащего компонента. Однако более эффективным является введение в состав поглотителя хлорида кальция, удерживающего воду в его объеме, и Ni-Zn феррита, обеспечивающие его магнитные свойства.

Оптимальным с точки зрения отражения ЭМИ является образец №5, для которого значение коэффициента отражения в диапазоне частот 8... 12 ГГц составляет $-1,8 \dots -3,8$ дБ, однако значение коэффициента отражения для данного образца неравномерно в диапазоне частот 8... 12 ГГц. Размещение за образцом металлического отражателя (алюминиевой фольги толщиной 9 мкм) приводит к незначительному снижению значения коэффициента отражения до $-2 \dots -4$ дБ. Введение в состав поглотителя Ni-Zn феррита, помимо высокого значения ослабления, обеспечивает низкое значение коэффициента отражения вследствие поглощения электромагнитной энергии частицами феррита и диэлектрических потерь в объемах связанной и конденсированной в поглотителе воды, рассеяния на частицах кварца и углерода в составе шунгита.

Относительно низкое значение коэффициента отражения получено для образца №3: оно находится в интервале $-3,4 \dots -8,8$ дБ, и его частотная зависимость также является неравномерной в диапазоне частот 8... 12 ГГц. Это обусловлено более высоким по сравнению с другими образцами содержанием шунгита, представляющего собой неграфитизируемую глобулярную углеродную матрицу с включениями кварца, обеспечивающего рассеяние части электромагнитной энергии на частицах кварца, ее переотражение углеродной матрицей, а также поглощение в объемах воды. При установке за образцом №3 алюминиевой фольги значение коэффициента отражения незначительно увеличивается до $-3,5 \dots -7,5$ дБ.

Для образцов №1 значение коэффициента отражения составляет $-2,7 \dots -5,6$ дБ и неравномерно в диапазоне частот 8... 12 ГГц. Добавление алюминиевой фольги к образцу приводит к снижению величины коэффициента отражения до $-3,7 \dots -9$ дБ за счет ослабления отраженного от металлического отражателя ЭМИ в объеме образца из-за переотражений на частицах и поглощения в объемах воды. При снижении объемного содержания шунгита и алебаstra при одновременном увеличении содержания воды, удерживаемой хлоридом кальция, в образце №2 значение коэффициента отражения выше, чем у рассмотренных выше поглотителей и составляет $-2,5 \dots -5,6$ дБ и $-3,7 \dots -5,7$ дБ без и с металлическим отражателем. Это обусловлено большим количеством содержащейся в поглотителе воды и поэтому переизлучением ЭМИ водой [8].

В образце №4 содержится воды значительно меньше, чем в образце №1 (10 против 40 объем.%), причем увеличено на 10 объем.% содержание шунгита и на 20 объем.% содержание алебаstra. Таким образом, образец №4 характеризуется меньшим по сравнению с остальными значением ослабления ЭМИ ($11,3 \dots 13,6$ дБ) и более высоким значением коэффициента отражения, равным в рассматриваемом диапазоне $-2,6 \dots -5,4$ дБ и при добавлении металлического отражателя $-1,7 \dots -4,3$ дБ.

Выводы

Проведенные исследования позволяют сделать следующие рекомендации для формирования поглотителей ЭМИ из смесей порошкообразных материалов и воды:

- 1) введение в состав поглотителя Ni-Zn феррита позволяет значительно увеличить значение ослабления ЭМИ при одновременном снижении коэффициента отражения;
- 2) увеличение в составе поглотителя ЭМИ углеродсодержащего компонента шунгита приводит к росту ослабления энергии первичного излучения, падающего на образец. Однако рост ослабления происходит за счет увеличения переотражений первичной энергии между час-

тицами проводящего вещества (углерода), диэлектрических потерь в кварцевых вкраплениях и в алебастре, а также за счет наличия объемов капиллярной и связанной воды;

3) наличие воды в порах поглотителя позволяет повысить значение ослабления ЭМИ. Введение в состав поглотителя хлорида кальция, который не дает испаряться воде из пор образца, позволяет значительно повысить значение ослабления ЭМИ, но за счет переотражений энергии электромагнитного поля от объемов воды в поглотителе одновременно увеличивает значение ослабления ЭМИ.

Сформированные на основе вышеизложенных рекомендаций поглотители ЭМИ могут эффективно быть использованы для различных применений, включая создание экранированных помещений для обработки защищаемой информации и испытания радиоэлектронного оборудования.

ELECTROMAGNETIC ABSORBERS BASED ON BLENDS OF POWDERED FILLERS

E.A. KRYSHTOPOVA, M.SH. MAHMOOD, L.M. LYNKOV

Abstract

The examples of electromagnetic absorbers produced from powdered natural materials, water, Ni-Zn ferrite and calcium chloride are given. The effect of the ratio of components in the absorbers on the resulting electromagnetic attenuation and reflection characteristics are studied through the analysis of experimentally obtained frequency dependence of the transmission and reflection in the frequency range of 8 ... 12 GHz. The authors give the recommendations on the formation of electromagnetic absorbers for various applications including the creation of the shielded room to handle the protected information and testing of electronic equipment.

Список литературы

1. *Богущи В.А., Борботько Т.В., А.В. Гусинский и др.* Электромагнитные излучения. Методы и средства защиты. Минск., 2003.
2. *Криштопова Е.А., Лыньков Л.М., Борботько Т.В.* // Докл. БГУИР. 2007. № 6. С. 3–7.
3. *Chung D.D.* // Journal of Materials Engineering and Performance. 2000. № 9(3). P. 350–354.
4. *Козловский В.В., Софиенко И.И.* // Вісник ДУІКТ. 2009. 7(3). С. 233–246.
5. *Соловьева А.Б., Рожкова Н.Н., Глаголев Н.Н. и др.* // Углеродсодержащие формации в геологической истории: Тез. докл. междунар. симп., 2–7 июня 1998 г. Петрозаводск: Карельский научный центр Российской академии наук, Институт геологии. 2000. С. 131–133.
6. *Шретер В., Лаутеншлегер К.Х., Бибрак Х. и др.* Химия. Москва., 1989.
7. *Лыньков Л.М., Борботько Т.В., Гусинский А.В. и др.* // Докл. БГУИР. 2003, Т.1, №2. С. 139–141.
8. *Анциферов В.Н., Безудный Ф.Ф., Белянчиков Л.Н. и др.* Новые материалы. М., 2002.

УДК 621.396.96

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ЧИСЛЕННОГО МЕТОДА ИНТЕГРИРОВАНИЯ МОНТЕ-КАРЛО ДЛЯ АППРОКСИМАЦИИ ПЛОТНОСТЕЙ ВЕРОЯТНОСТИ

А.В. ПАРАХНЕВИЧ, А.С. СОЛОНАР, С.А. ГОРШКОВ

Военная академия Республики Беларусь
Минск-57, 220057, Беларусь

Поступила в редакцию 22 декабря 2011

Рассмотрен метод численного интегрирования Монте-Карло применительно к аппроксимации набором случайных точек (частиц) произвольных плотностей вероятности и, как частный случай, апостериорных плотностей вероятности фильтруемых дискретно изменяющихся марковских случайных векторных параметров.

Ключевые слова: нелинейная фильтрация, метод Монте-Карло, плотность вероятности, значимая выборка (Importance sampling), частицы (Particles).

Введение

Технологии квазилинейной (Калмановской) фильтрации дискретно изменяющихся Марковских параметров оказались плодотворными при решении многих задач навигации, связи и локации целей, как неманеврирующих, так и, в меньшей степени, маневрирующих [1].

Тем не менее, упрощающие положения не всегда оправдываются. Линейные аппроксимации неслучайных функций уступают нелинейным, особенно при редком получении данных измерений в процессе маневра целей. Гауссовы законы распределения уступают имеющим место негауссовым.

С тех пор и скорость выполнения операций, и объемы памяти экспоненциально возросли по закону Мура [2]. Наряду с этим снизились стоимостные и массогабаритные характеристики вычислительных устройств. Это позволило перейти от дискретной квазилинейной к дискретно-непрерывной фильтрации, а также к различным приближенным решениям задач оптимальной нелинейной фильтрации.

Реализация таких подходов была невозможна в шестидесятые годы прошлого столетия, когда на многоцелевую обработку давило «проклятие размерности» [3, стр. 59]. Однако для многоцелевых ситуаций, например, вхождения головки баллистической ракеты и «облака» сопровождающих ее объектов в плотные слои атмосферы, «проклятие размерности» в настоящее время снято лишь частично. То же самое можно сказать и о наметившемся переходе от раздельного решения задач обнаружения, измерения и распознавания к вариантам их совместного решения: обнаружения-измерения и обнаружения-измерения-распознавания. Даже в новейших системах еще безоговорочно не переходят на алгоритмы нелинейной фильтрации. Это удается при ограниченных размерностях векторов состояния, разреженности корреляционных матриц, малой степени нелинейности задач и т.п. [4–6].

Увеличение возможностей вычислительных средств за последние десятилетия привело к возрастанию популярности численных методов. К таким методам относится и метод Монте-Карло, который путем моделирования случайных величин, позволяет вычислять многомерные интегралы [7] и относительно легко реализуется на современных ЭВМ.

Данная работа является первой в запланированном цикле статей, посвященных применению метода Монте-Карло в задачах нелинейной дискретной Байесовской фильтрации. Необходимость написания статей обусловлена отсутствием русскоязычных публикаций по данной

теме в научных журналах СНГ. Возможно, единственными публикациями являются [1] и [8]. В [1] проблематика изложена в постановочном плане, а [8] не дает детального описания метода Монте-Карло и использования его для аппроксимации плотностей вероятности.

Постановка задачи

Задачей дискретной нелинейной фильтрации является вычисление апостериорной плотности вероятности n_α -мерного вектора состояния цели \mathbf{a} при наличии n_θ -мерного вектора наблюдаемых параметров θ .

Введем следующие обозначения. Под $\mathbf{A}_k = \{\mathbf{a}_k, \mathbf{a}_{k-1}, \dots, \mathbf{a}_1\}$ будем понимать обобщенный вектор состояния объекта в момент времени t_k с учетом последовательности всех состояний объекта \mathbf{a}_j до момента времени k ($j = \overline{1, k}$). Совокупность векторов наблюдаемых параметров за k шагов наблюдения будем обозначать как $\Theta_k = \{\theta_k, \theta_{k-1}, \dots, \theta_1\}$.

Задача: получить выражение для аппроксимации апостериорной ПВ $p(\mathbf{a}_k | \Theta_k)$ вектора состояния \mathbf{a}_k на текущем шаге k при условии наблюдения Θ_k численным методом интегрирования Монте-Карло.

Для решения поставленной задачи последовательно рассмотрим численный метод интегрирования Монте-Карло, аппроксимацию произвольной плотности вероятности методом Монте-Карло и в итоге получим рекуррентное выражение для аппроксимации апостериорной плотности вероятности марковского дискретно изменяющегося векторного параметра \mathbf{a} методом Монте-Карло.

Численный метод интегрирования Монте-Карло

Метод Монте-Карло является универсальным методом приближенного вычисления интегралов I высокой кратности [7, 9, 10] от некоторой неслучайной многомерной функции $g(\mathbf{a})$ [2, 7, 9, 10]:

$$I = \int_{R^{n_\alpha}} g(\mathbf{a}) d\mathbf{a}. \quad (1)$$

Для вычисления интеграла необходимо: 1) получить N независимых случайных значений \mathbf{a}^i , где i – номер сгенерированного датчиком случайных чисел случайного аргумента ($i = \overline{1, N}, N \gg 1$), одинаково распределенных в области R^{n_α} с некоторой плотностью распределения $q(\mathbf{a})$ (где n_α -мерность вектора \mathbf{a}); 2) определить в точках \mathbf{a}^i значения функции $g(\mathbf{a}^i)$ и плотности вероятности $q(\mathbf{a}^i)$; 3) найти численное значение интеграла по формуле [10, стр. 301]:

$$I_N = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \frac{g(\mathbf{a}^i)}{q(\mathbf{a}^i)} \quad (2)$$

Для независимых отсчетов \mathbf{a}^i оценка I_N является несмещенной и, в соответствии с законом больших чисел, сходящейся по вероятности к истинному значению I . Дисперсия ошибки оценки интеграла (1) в этом случае определяется выражением [7, стр. 303]:

$$D_N = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \left(\frac{g(\mathbf{a}^i)}{q(\mathbf{a}^i)} - I_N \right)^2. \quad (3)$$

Из формулы (3) видно, что порядок оценки ошибки сходимости метода Монте-Карло пропорционален отношению $1/\sqrt{N}$. Необходимо отметить, что требуемый объем выборки в

данном случае растет с увеличением мерности n_a значительно медленнее, чем при использовании метода с фиксированным шагом интегрирования (grid-based метод) [2, стр. 9–10].

Выражение (2) содержит в качестве свободного параметра плотность вероятности $q(\mathbf{a})$ случайных отсчетов \mathbf{a}^i . Ее выбор диктуется требованием минимизации дисперсии (3) путем уменьшения разброса значений отношения $g(\mathbf{a})/q(\mathbf{a})$ [10, стр. 304].

Правило выбора плотности $q(\mathbf{a})$ было предложено Г. Каном [7, стр. 110]. Он доказал, что $q(\mathbf{a})$ считается допустимой по отношению к функции $g(\mathbf{a})$, если выполняется условие:

$$q(\mathbf{a}) > 0 \text{ для всех } \mathbf{a} \in \mathbb{R}^{n_a}, \text{ в которых } |g(\mathbf{a})| > 0. \quad (4)$$

Область разброса случайных значений плотности $q(\mathbf{a})$ должна перекрывать область всех возможных значений интегрируемой функции $g(\mathbf{a})$. Причем, желательно выбирать плотность $q(\mathbf{a})$ по возможности пропорциональной $|g(\mathbf{a})|$ [7, стр. 110]:

$$q(\mathbf{a}) \propto |g(\mathbf{a})|. \quad (5)$$

Дисперсия ошибки интегрирования будет минимальна в том случае, когда $q(\mathbf{a}) = |g(\mathbf{a})|$. Минимизация дисперсии (3) поясняется следующим образом: когда выполняются условия (4) и (5), области с большим значением функции $|g(\mathbf{a})|$ будут являться наиболее вероятными для появления случайных отсчетов при их генерации. Эти отсчеты будут вносить более существенный вклад в оценку I_N по сравнению с остальными, для которых $|g(\mathbf{a})|$ незначительна.

Совокупность случайных отсчетов, распределенных в соответствии с плотностью $q(\mathbf{a})$, для которых выполняются условия (4) и (5), называют значимой выборкой (Importance Sampling), а саму плотность вероятности – значимой плотностью вероятности (Importance Density) [7, 11–13].

Аппроксимация произвольной плотности вероятности методом Монте-Карло

Пусть неслучайную функцию $g(\mathbf{a})$ можно представить в виде произведения некоторой заранее заданной функции $f(\mathbf{a})$ и плотности вероятности $p(\mathbf{a})$ положительно определенной на области \mathbb{R}^{n_a} :

$$g(\mathbf{a}) = f(\mathbf{a})p(\mathbf{a}). \quad (6)$$

При условии ограниченности сверху отношения $p(\mathbf{a})/q(\mathbf{a})$, выражение (2) запишется в виде:

$$I_N = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N f(\mathbf{a}^i) \frac{p(\mathbf{a}^i)}{q(\mathbf{a}^i)} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N f(\mathbf{a}^i) \tilde{w}^i, \quad (7)$$

где \tilde{w}^i – ненормированные веса, определяемые выражением:

$$\tilde{w}^i = \frac{p(\mathbf{a}^i)}{q(\mathbf{a}^i)}. \quad (8)$$

От использования ненормированных весов переходят к нормированным [3, стр. 37]:

$$w^i = \frac{\tilde{w}^i}{\frac{1}{N} \sum_{j=1}^N \tilde{w}^j}, \quad \sum_{i=1}^N w^i = 1. \quad (9)$$

Выражение (7) с учетом (9) запишется в виде:

$$I_N = \sum_{i=1}^N f(\mathbf{\alpha}^i) \frac{\tilde{w}^i}{\frac{1}{N} \sum_{j=1}^N \tilde{w}^j} = \sum_{i=1}^N f(\mathbf{\alpha}^i) w^i. \quad (10)$$

При использовании дельта функции $\delta(\mathbf{\alpha})$ вместо $f(\mathbf{\alpha})$, плотность вероятности $p(\mathbf{\alpha})$ можно аппроксимировать взвешенной суммой [3, стр. 38]:

$$p(\mathbf{\alpha}) \approx \sum_{i=1}^N w^i \delta(\mathbf{\alpha} - \mathbf{\alpha}^i). \quad (11)$$

Минимальная дисперсия ошибки аппроксимации $p(\mathbf{\alpha})$ будет наблюдаться при выполнении равенства $q(\mathbf{\alpha}) = p(\mathbf{\alpha})$. В зарубежных источниках по нелинейной байесовской фильтрации пары $\{\mathbf{\alpha}^i, w^i\}_{i=1}^N$ называют частицами (Particles) [2, 14–16]. Здесь $\mathbf{\alpha}^i$ – координата i -ой частицы, а w^i – ее вес.

Примеры аппроксимации двумерной Гауссовой ПВ методом Монте-Карло для $N=5000$ представлены на рис. 1.

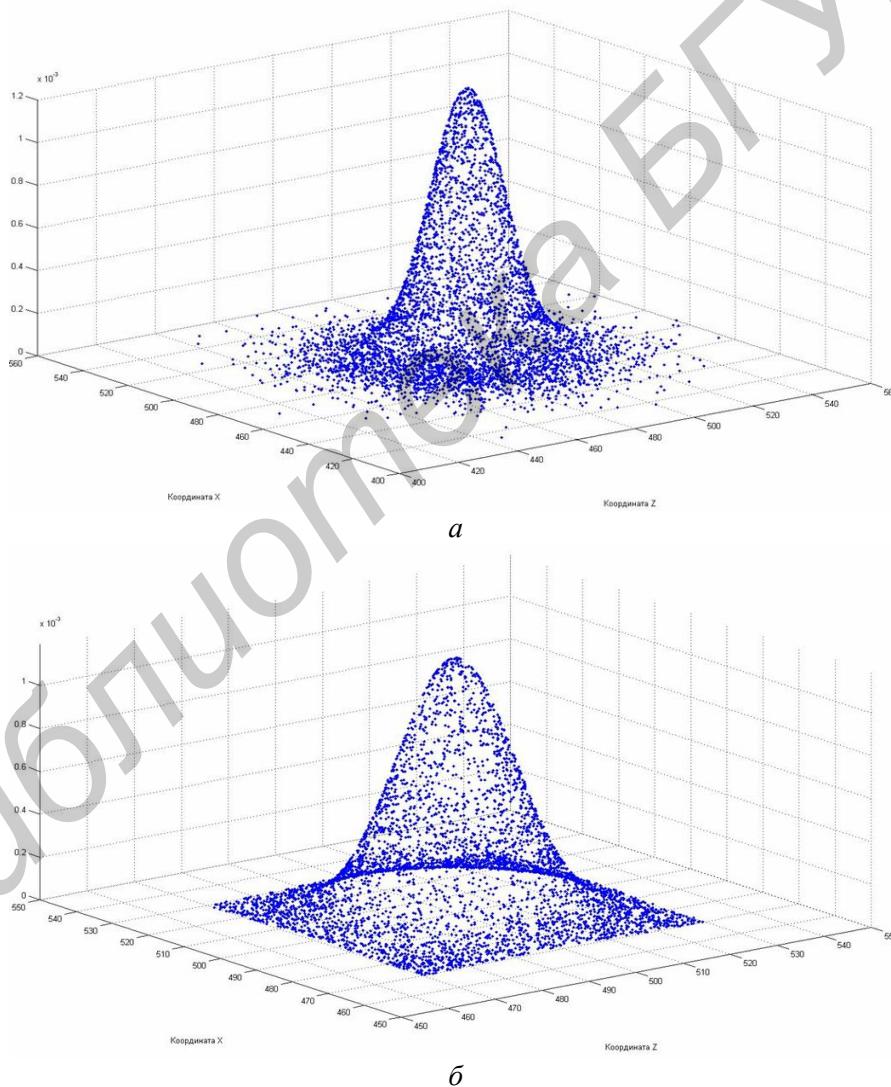


Рис. 1. Пример аппроксимации двумерной Гауссовой ПВ методом Монте-Карло для $N=5000$:
 а) при нормальном законе распределения случайных частиц;
 б) при равномерном законе распределения случайных частиц.

Для рассматриваемых законов распределения частиц $q(\mathbf{\alpha})$ на рисунке отчетливо наблюдается воспроизведение формы Гауссовой ПВ. При нормальном законе распределения слу-

чайных частиц (рис. 1,а) число частиц, находящихся в области высокой вероятности больше, чем при равномерном законе распределения (рис. 1,б).

Аппроксимация апостериорной плотности вероятности методом Монте-Карло

Для дальнейших рассуждений будем считать, что на $(k-1)$ -м шаге наблюдения ($t = t_{k-1}$) получена выборка частиц, образующая аппроксимацию вида (11) апостериорной плотности $p(\mathbf{a}_{k-1} | \Theta_{k-1})$. С получением оценки вектора наблюдения θ_k в момент времени $t = t_k$ необходимо аппроксимировать плотность $p(\mathbf{a}_k | \Theta_k)$ новым набором частиц [3,12] в соответствии с выражением (11).

Данная задача сводится к вычислению нормированных весов w_k^i и отсчетов \mathbf{a}_{k-1}^i на k -м шаге. С учетом условий (4) и (5), i -й ненормированный вес \tilde{w}_k^i на k -м шаге может быть вычислен в соответствии с (12) по совокупности наблюдений Θ_k за k шагов и апостериорной плотности обобщенного вектора состояния \mathbf{A}_k :

$$\tilde{w}_k^i \propto \frac{p(\mathbf{A}_k^i | \Theta_k)}{q(\mathbf{A}_k^i | \Theta_k)}. \quad (12)$$

Значимую плотность вероятности $q(\mathbf{A}_k | \Theta_k)$, которая используется для вычисления знаменателя выражения (12), с учетом марковости параметра \mathbf{a} можно представить в следующем виде:

$$\begin{aligned} q(\mathbf{A}_k | \Theta_k) &= q(\mathbf{a}_k, \mathbf{A}_{k-1} | \Theta_k) = q(\mathbf{a}_k | \mathbf{A}_{k-1}, \Theta_k) q(\mathbf{A}_{k-1} | \Theta_{k-1}) = \\ &= q(\mathbf{a}_k | \mathbf{a}_{k-1}, \theta_k) q(\mathbf{A}_{k-1} | \Theta_{k-1}). \end{aligned} \quad (13)$$

Таким образом, вычисление координаты i -го случайного отсчета \mathbf{a}_k^i с плотностью вероятности $q(\mathbf{a}_k | \mathbf{a}_{k-1}^i, \theta_k) q(\mathbf{A}_{k-1}^i | \Theta_{k-1})$ сводится к переходу отсчета \mathbf{a}_{k-1}^i с $(k-1)$ -го на k -й шаг со значимой переходной ПВ $q(\mathbf{a}_k | \mathbf{a}_{k-1}^i, \theta_k)$ и весом, равным значению плотности вероятности $q(\mathbf{A}_{k-1}^i | \Theta_{k-1})$ в точке \mathbf{A}_{k-1}^i . Плотность вероятности $q(\mathbf{a}_k | \mathbf{a}_{k-1}^i, \theta_k)$ определяет случайную и неслучайную составляющие перехода отсчета \mathbf{a}_k^i в \mathbf{a}_{k-1}^i при условии наблюдения θ_k . Апостериорную плотность вероятности $p(\mathbf{A}_k | \Theta_k)$ можно записать:

$$\begin{aligned} p(\mathbf{A}_k | \Theta_k) &= \frac{p(\theta_k | \mathbf{A}_k, \Theta_{k-1}) p(\mathbf{A}_k | \Theta_{k-1})}{p(\theta_k | \Theta_{k-1})} = \\ &= c_\theta p(\theta_k | \mathbf{A}_k, \Theta_{k-1}) p(\mathbf{a}_k | \mathbf{A}_{k-1}, \Theta_{k-1}) p(\mathbf{A}_{k-1} | \Theta_{k-1}), \end{aligned} \quad (14)$$

где $1/p(\theta_k | \Theta_{k-1}) = 1/\int_{\mathbf{A}_k} p(\theta_k | \mathbf{A}_k, \Theta_{k-1}) p(\mathbf{A}_k | \Theta_{k-1}) d\mathbf{A}_k = c_\theta$ – нормирующий множитель.

Учитывая, что функция правдоподобия $p(\theta_k | \mathbf{A}_k, \Theta_{k-1})$ зависит только от вектора состояния на текущем шаге \mathbf{a}_k , а переходная плотность $p(\mathbf{a}_k | \mathbf{A}_{k-1}, \Theta_{k-1})$ только от предыдущего значения вектора \mathbf{a}_{k-1} , выражение (14) примет вид:

$$p(\mathbf{A}_k | \Theta_k) = c_\theta p(\theta_k | \mathbf{a}_k) p(\mathbf{a}_k | \mathbf{a}_{k-1}) p(\mathbf{A}_{k-1} | \Theta_{k-1}) \quad (15)$$

Подставляя значения плотностей (13) и (15) в точках \mathbf{a}_k^i и \mathbf{a}_{k-1}^i в выражение (12) (12), и учитывая, что отношение $p(\mathbf{A}_{k-1}^i | \Theta_{k-1})/q(\mathbf{A}_{k-1}^i | \Theta_{k-1})$ пропорционально ненормированному весу \tilde{w}_{k-1}^i , получим:

$$\tilde{w}_k^i \propto \frac{c_0 p(\boldsymbol{\theta}_k | \boldsymbol{\alpha}_k^i) p(\boldsymbol{\alpha}_k^i | \boldsymbol{\alpha}_{k-1}^i) p(\mathbf{A}_{k-1}^i | \boldsymbol{\Theta}_{k-1})}{q(\boldsymbol{\alpha}_k^i | \boldsymbol{\alpha}_{k-1}^i, \boldsymbol{\theta}_k) q(\mathbf{A}_{k-1}^i | \boldsymbol{\Theta}_{k-1})} = \frac{c_0 p(\boldsymbol{\theta}_k | \boldsymbol{\alpha}_k^i) p(\boldsymbol{\alpha}_k^i | \boldsymbol{\alpha}_{k-1}^i)}{q(\boldsymbol{\alpha}_k^i | \boldsymbol{\alpha}_{k-1}^i, \boldsymbol{\theta}_k)} \tilde{w}_{k-1}^i. \quad (16)$$

Переходя с учетом последующей нормировки весов на k -м шаге к использованию нормированных весов с $(k-1)$ -го шага и пренебрегая из тех же соображений постоянным коэффициентом c_0 , получим окончательное выражение для рекуррентного расчета ненормированных весов, используемых для получения искомой аппроксимации (16):

$$\tilde{w}_k^i \propto \frac{p(\boldsymbol{\theta}_k | \boldsymbol{\alpha}_k^i)}{q(\boldsymbol{\alpha}_k^i | \boldsymbol{\alpha}_{k-1}^i, \boldsymbol{\theta}_k)} p(\boldsymbol{\alpha}_k^i | \boldsymbol{\alpha}_{k-1}^i) \cdot w_{k-1}^i. \quad (17)$$

Апостериорная плотность вероятности $p(\boldsymbol{\alpha}_k | \boldsymbol{\Theta}_k)$ вектора состояния на текущий момент времени, при условии выполнения нормировки весов \tilde{w}_k^i в соответствии с (9) и использования отсчетов $\boldsymbol{\alpha}_{k-1}^i$ с плотностью вероятности вида (13), может быть аппроксимирована выражением:

$$p(\boldsymbol{\alpha}_k | \boldsymbol{\Theta}_k) \approx \sum_{i=1}^N w_k^i \delta(\boldsymbol{\alpha}_k - \boldsymbol{\alpha}_k^i). \quad (18)$$

В [2] показано, что аппроксимация плотности (18) неограниченно приближается к истинной апостериорной плотности вероятности $p(\boldsymbol{\alpha}_k | \boldsymbol{\Theta}_k)$ при числе частиц $N \rightarrow \infty$.

Заключение

В основе нелинейной Байесовской фильтрации численным способом лежит возможность аппроксимации плотности вероятности методом Монте-Карло, которая базируется на численном методе интегрирования некоторой многомерной функции.

Порядок оценки ошибки сходимости метода Монте-Карло пропорционален отношению $1/\sqrt{N}$ и не зависит от размерности интеграла. Это является существенным достоинством метода Монте-Карло по сравнению с другими численными методами интегрирования. Однако скорость сходимости метода значительно ухудшается с ростом размерности интеграла R^{n_α} , что требует одновременного увеличения числа отсчетов N .

Минимизация дисперсии ошибки аппроксимации достигается при условии пропорциональности плотности случайных отсчетов $q(\boldsymbol{\alpha})$ аппроксимируемой плотности $p(\boldsymbol{\alpha})$. Минимальная ошибка достигается при $q(\boldsymbol{\alpha}) = p(\boldsymbol{\alpha})$.

Аппроксимация плотности вероятности $p(\boldsymbol{\alpha})$ методом Монте-Карло может быть представлена как взвешенная сумма дискретных отсчетов (11) (11). В основе аппроксимации апостериорной ПВ методом Монте-Карло лежит рекуррентное определение значений координат случайных отсчетов $\boldsymbol{\alpha}_k^i$ и вычисление их весов w_k^i .

APPLICATION OF THE MONTE CARLO NUMERICAL INTEGRATION METHOD FOR APPROXIMATION OF PROBABILITY DENSITY

A. V. PARAKHNEVICH, A. S. SOLONAR, S. A. GORSHKOV

Abstract

Monte Carlo numerical integration method is considered, methods of approximation as random probability density as well as a posteriori probability density of changing markovian discrete filtered parameters with add particles.

Список литературы

1. Ширман Я.Д., Багдасарян С.Т., Маляренко А.С. и др. Радиозлектронные системы: Основы построения и теория. Минск, 2007.
2. Shaller R.R. // IEEE Spectrum. 1997. №6. P. 38–51.
3. Ristic B., Arulampalam S., Gordon N. // Beyond the Kalman Filter. Particle filters for tracking applications. London, 2004.
4. Daum F. // IEEE A&E Systems Magazine. 2005. Vol. 20, №20. P. 57–68.
5. Meanvielle P. // IEEE A&E Systems Magazine. 2005. №8, Part 1. P. 89–95.
6. Metropolis N., Ulam S.M. // J. American Statistical Association. 1949. №247. P. 335–341.
7. Соболев И.М. Численные методы Монте-Карло. М., 1973.
8. Микаэльян С.В. // МГТУ им. Н.Э. Баумана, электронное научно-техническое издание. 77-30569/2382 71. 2011. №10. С.25.
9. Hammersley J.M., Morton K.W. // Journal of the Royal Statistical Society B. 1954. Vol. 16, P. 23–38.
10. Бахвалов Н.С. Численные методы: анализ, алгебра, обыкновенные дифференциальные уравнения. М., 1975.
10. Gordon N.J., Salmond D.J., Smith A.F.M. // IEEE PROCEEDINGS-F. 1993. Vol. 140, №2. P. 107–113.
11. Doucet A., Godsill S., Andrieu C. // Statistics and Computing. 2000. Vol. 10, №3. P. 197–208.
12. Doucet A., De Freitas N., Gordon N.J. Sequential Monte Carlo Methods in Practice. New York, 2001.
13. Chen Z. // IEEE A&E Systems Magazine. 2011. №4. P. 69.
14. Bar-Shalom Y., Tse E. // Automatica, Pergamon Press. 1975. Vol. 11, P. 451–460.
15. Singer R.A., Sea R.G., Housewright K.B. // IEEE Transactions on Information Theory. 1974. Vol. IT-20, №4. P. 423–432.

УДК 517.925

О ПЕРИОДИЧЕСКИХ РЕШЕНИЯХ ОДНОГО УРАВНЕНИЯ ВТОРОГО ПОРЯДКА

В.Э. ЖАВНЕРЧИК

*Институт информационных технологий
Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники
Козлова, 28, Минск, 220037, Беларусь*

Поступила в редакцию 14 ноября 2011

Получены достаточные условия существования нескольких изолированных периодических решений уравнения $\ddot{x} + f(x, \dot{x})\dot{x} + g(x) = 0$.

Ключевые слова: изолированное периодическое решение, предельный цикл, фазовая плоскость, простая замкнутая кривая.

Рассмотрим дифференциальное уравнение второго порядка

$$\ddot{x} + f(x, \dot{x})\dot{x} + g(x) = 0 \quad (1)$$

в предположении, что функции $f(x, \dot{x})$ и $g(x)$ непрерывны и удовлетворяют условиям, гарантирующим для (1) единственность решения задачи Коши. Этим уравнением можно описать различные динамические системы, имеющие существенно нелинейный характер.

Уравнение (1) и его частные случаи исследовались многими авторами, [1, 2].

Заменим уравнение (1) эквивалентной системой дифференциальных уравнений

$$\begin{cases} \dot{x} = y, \\ \dot{y} = -f(x, y)y - g(x). \end{cases} \quad (2)$$

В данной работе получены достаточные условия существования нескольких предельных циклов системы (2) и указана область их месторасположения. При этом для отыскания предельных циклов системы (2), соответствующих изолированным периодическим решениям уравнения (1), используется теорема Пуанкаре-Бендиксона [1].

Введем обозначения:

$$r_j(x) = (-1)^j \lambda_j (a_{ij} - x), \quad l_j = \lambda_j (a_{2j} - a_{1j}),$$

$$R_j(x) = (-1)^j \lambda_j - f(x, r_j(x)),$$

$$D_j = \{(x; y) | a_{1j} \leq x \leq a_{2j}, \lambda_j (a_{1j} - x) \leq (-1)^j y \leq \lambda_j (a_{2j} - x)\},$$

где λ_j, a_{ij} – действительные числа; i, j – натуральные числа.

Лемма. Пусть существуют числа $\lambda_j > 0$ и $a_{1j} < a_{2j}$ такие, что при $j=1$ или $j=2$ выполняются условия:

1) $g(a_{1j}) < 0, g(a_{2j}) > 0$;

2) $r_{2j}(x)R_{2j}(x) \leq g(x) \leq r_{1j}(x)R_{1j}(x)$ при $x \in [a_{1j}, a_{2j}]$.

Тогда в фазовой плоскости существует простая замкнутая кривая, которую (при возрастании t) пересекают траектории системы (2): при $j = 1$ выходят из конечной области, ограниченной этой кривой, а при $j = 2$ входят в указанную область.

Для доказательства леммы рассмотрим на фазовой плоскости xOy область D_j – параллелограмм $P_jQ_jR_jS_j$ с вершинами в точках $P_j(a_{1j}; 0)$, $Q_j(a_{2j}; (-1)^{j+1}l_j)$, $R_j(a_{2j}; 0)$, $S_j(a_{1j}; (-1)^j l_j)$ и со сторонами, определяемыми уравнениями:

$$\widehat{P_jQ_j}: y = r_{1j}(x); \quad \widehat{Q_jR_j}: x = a_{2j}; \quad \widehat{R_jS_j}: y = r_{2j}(x); \quad \widehat{S_jP_j}: x = a_{1j}.$$

Из условия 1) следует, что на границе параллелограмма $P_jQ_jR_jS_j$ не содержится особых точек системы (2). Вычислим полную производную функций $u_j(x, y) \equiv y + (-1)^j \lambda_j x = C$ и $u(x) \equiv x = C$ по времени t в силу системы (2) в точках границы ∂D_j параллелограмма $P_jQ_jR_jS_j$. С учетом условия 2) заключаем, что фазовые траектории системы при возрастании t пересекают границу параллелограмма $P_jQ_jR_jS_j$: при $j = 1$ выходят из параллелограмма, а при $j = 2$ входят в указанный параллелограмм.

Теорема 1. Пусть существуют числа $\lambda_j > 0$, a_{ij} ($i = 1, 2; j = \overline{1, m+1}$) такие, что:

- 1) $a_{11} < 0 < a_{21}$, $(-1)^i a_{ij} < (-1)^i a_{i,j+1}$, $i = 1, 2; j = \overline{1, m}$;
- 2) $xg(x) > 0$ при $x \in [a_{1,m+1}, a_{2,m+1}] \setminus \{0\}$;
- 3) $r_{2j}(x)R_{2j}(x) \leq g(x) \leq r_{1j}(x)R_{1j}(x)$ при $x \in [a_{1j}, a_{2j}]$, $j = \overline{1, m+1}$.

Тогда система (2) имеет по крайней мере m предельных циклов, причем в каждом параллелограмме D_j ($j = \overline{2, m+1}$) на плоскости xOy расположено не менее $j-1$ предельных циклов, из которых $[j/2]$ устойчивы и $[(j-1)/2]$ неустойчивы.

Действительно, из приведенной выше леммы вытекает существование в фазовой плоскости xOy простой замкнутой кривой ∂D_j ($j = \overline{1, m+1}$), которую пересекают траектории системы (2): при j нечетном выходят из параллелограмма D_j , а при j четном входят в указанный параллелограмм. Из условия 1) теоремы следует, что параллелограмм D_j содержится внутри параллелограмма D_{j+1} ($j = \overline{1, m}$). Следовательно, между кривыми ∂D_j и ∂D_{j+1} при j нечетном находится по крайней мере один устойчивый предельный цикл и при j четном – неустойчивый.

Теорема 2. Пусть существуют числа $\lambda_j > 0$, a_{ij} ($i = 1, 2; j = \overline{2, m+1}$) такие, что:

- 1) $a_{12} < 0 < a_{22}$, $(-1)^i a_{ij} < (-1)^i a_{i,j+1}$, $i = 1, 2; j = \overline{2, m}$;
- 2) $xg(x) > 0$ при $x \in [a_{1,m+1}, a_{2,m+1}] \setminus \{0\}$;
- 3) $r_{2j}(x)R_{2j}(x) \leq g(x) \leq r_{1j}(x)R_{1j}(x)$ при $x \in [a_{1j}, a_{2j}]$, $j = \overline{2, m+1}$;
- 4) $f(0, 0) < 0$.

Тогда система (2) имеет по крайней мере m предельных циклов, причем в каждом параллелограмме D_j ($j = \overline{2, m+1}$) на плоскости xOy расположено не менее $j-1$ предельных циклов, из которых $[j/2]$ устойчивы и $[(j-1)/2]$ неустойчивы.

Доказательство теоремы аналогично доказательству теоремы 1. Отметим лишь, что в качестве внутренней границы искомой кольцевой области с внешней границей ∂D_2 можно взять лежащую в окрестности начала координат плоскости xOy одну из кривых однопараметрического семейства кривых

$$\lambda(x, y) \equiv \frac{1}{2}y^2 + \int_0^x g(s)ds = C.$$

Рассмотрим дифференциальное уравнение

$$\ddot{x} + \sum_{k=0}^n f_k(x)\dot{x}^{k+1} + g(x) = 0,$$

которое эквивалентно системе

$$\begin{cases} \dot{x} = y, \\ \dot{y} = -\sum_{k=0}^n f_k(x)y^{k+1} - g(x), \end{cases} \quad (3)$$

где $n \in \mathbf{N}$; функции $f_k(x)$ ($k = \overline{0, n}$) и $g(x)$ удовлетворяют условиям:

$$f_{2i}(-x) = f_{2i}(x), \quad i = 0, 1, \dots, [n/2];$$

$$f_{2i+1}(-x) = -f_{2i+1}(x), \quad i = 0, 1, \dots, [(n-1)/2];$$

$$g(-x) = -g(x).$$

Обозначим:

$$r_j(x) = (-1)^j \lambda_j(a_j - x), \quad R_j(x) = (-1)^j \lambda_j - \sum_{k=0}^n f_k(x)r_j^k(x),$$

$$D_j = \{(x; y) \mid |x| \leq a_j, |y + (-1)^j x| \leq \lambda_j a_j\},$$

где $\lambda_j, a_j \in \mathbf{R}$; $j \in \mathbf{N}$.

Из теоремы 1 вытекает утверждение.

Следствие 1. Пусть существуют числа $\lambda_j > 0$, a_j ($j = \overline{1, m+1}$) такие, что:

- 1) $0 < a_1 < a_2 < \dots < a_{m+1}$;
- 2) $g(x) > 0$ при $x \in (0, a_{m+1}]$;
- 3) $r_j(x)R_j(x) \leq g(x)$ при $|x| \leq a_j$, $j = \overline{1, m+1}$.

Тогда система (3) имеет по крайней мере m предельных циклов, причем в каждом параллелограмме D_j ($j = \overline{2, m+1}$) на плоскости xOy расположено не менее $j-1$ предельных циклов, из которых $[j/2]$ устойчивы и $[(j-1)/2]$ неустойчивы.

Из теоремы 2 вытекает утверждение.

Следствие 2. Пусть существуют числа $\lambda_j > 0$, a_j ($j = \overline{2, m+1}$) такие, что:

- 1) $0 < a_2 < a_3 < \dots < a_{m+1}$;
- 2) $g(x) > 0$ при $x \in (0, a_{m+1}]$;

3) $r_j(x)R_j(x) \leq g(x)$ при $|x| \leq a_j$, $j = \overline{2, m+1}$;

4) $f_0(0) < 0$.

Тогда система (3) имеет по крайней мере m предельных циклов, причем в каждом параллелограмме D_j ($j = \overline{2, m+1}$) на плоскости xOy расположено не менее $j-1$ предельных циклов, из которых $[j/2]$ устойчивы и $[(j-1)/2]$ неустойчивы.

ON PERIODIC SOLUTIONS OF THE SECOND ORDER EQUATION

V.E. ZHAVNERCHIK

Abstract

The sufficient conditions for the existence of several isolated periodic solutions of the equation $\ddot{x} + f(x, \dot{x})\dot{x} + g(x) = 0$ are obtained.

Список литературы

1. Рейсиг Р., Сансоне Г., Конти Р. Качественная теория нелинейных дифференциальных уравнений. М., 1974.
2. Амелькин В.В., Жавнерчик В.Э. // Вестн. Белорус. ун-та. Сер.1. 1996. №2. С. 36–41.

УДК 671.791.16

ОПТИМИЗАЦИЯ ПАРАМЕТРОВ УЛЬТРАЗВУКОВОЙ СИСТЕМЫ ПОВЫШЕННОЙ ЧАСТОТЫ ДЛЯ МИКРОСВАРКИ ПРОВОЛОЧНЫХ ВЫВОДОВ

И.Б. ПЕТУХОВ

УП «КБТЭМ-СО» ГНПО «ПЛАНАР»
пр. Партизанский, 2, Минск, 220033, Беларусь

Поступила в редакцию 22 декабря 2011

Предложены математические выражения для резонансной частоты и импеданса ультразвукового преобразователя для микросварки проволочных выводов. Моделированием резонансной частоты и импеданса ультразвуковых преобразователей стандартной и повышенной частоты колебаний установлены оптимальные условия закрепления инструмента в ультразвуковой системе. Разработанная методика экспериментально подтверждена с помощью лазерного измерителя амплитуды колебаний.

Ключевые слова: ультразвуковая система, ультразвуковой преобразователь, волновод, ультразвуковая микросварка, проволочные выводы, микроинструмент, импеданс, частота резонанса.

Введение

Качественную работу любой установки присоединения проволочных выводов в изделиях электронной техники с использованием ультразвука определяет ее ультразвуковая система (УЗС), включающая ультразвуковой преобразователь (УЗП) с установленным рабочим инструментом и ультразвуковой генератор (УЗГ). Рост требований к производительности оборудования и уменьшения размеров контактных площадок на кристаллах интегральных схем требуют прецизионной работы УЗС, поскольку подводимые электрические колебания от УЗГ преобразуются ультразвуковым преобразователем в механические колебания на частоте резонанса УЗП. В свою очередь, требуется согласование рабочего инструмента с УЗП, поскольку УЗП с инструментом представляет собой электромеханическую резонансную систему, параметры которой (частота и входной импеданс) в определенных пределах могут изменяться в процессе работы, например, при изменении статического усилия (программируемый параметр сварки) на УЗП. Поэтому для поддержания частоты резонанса все современные УЗГ содержат встроенную фазовую автоподстройку частоты (ФАПЧ) и устройства компенсации изменения входного импеданса.

Для корректной установки рабочего микроинструмента ведущие производители оборудования микросварки проволочных выводов прилагают к поставляемому оборудованию специальные механические шаблоны. Для разработки подобных шаблонов используют различные измерители (акустические микрофоны, емкостные сенсоры или лазерные интерферометры) для исследования распределения колебаний вдоль оси рабочего микроинструмента. Для стандартного диапазона ультразвуковых частот 66 ± 5 кГц разработана широкая номенклатура рабочих инструментов с различной длиной и геометрией рабочего торца [1, 2].

С середины 90-х годов в зарубежной электронной промышленности активно используются ультразвуковые системы в диапазоне повышенных частот 90–140 кГц. Многие публикации, например [3, 4], показывают преимущества в использовании ультразвуковых систем повышенной частоты для процессов проволочного монтажа микрочипов на подложки.

Возникает необходимость обоснования использования рабочих инструментов стандартного ультразвукового диапазона 66 ± 5 кГц в диапазоне более высоких частот (>90 кГц).

Целью данной работы является разработка методики расчета резонансной длины рабочего инструмента и определение его оптимального положения в УЗС на стандартных и повышенных частотах.

Анализ колебаний сварочного микроинструмента

Конструкция УЗС состоит из следующих составных частей (рис. 1): пьезоэлектрического вибратора 1, состоящего из 4-х или 6-ти пьезокерамических колец, стянутых между собой шпилькой с металлическими накладками; цилиндрического держателя (стакана) 2, закрепленного в узле волновода 3 и предназначенного для крепления УЗП в сварочной головке установки. На конце волновода 3 закреплен микроинструмент 4 с помощью торцевого зажима. Сечение волновода обычно уменьшается к месту крепления микроинструмента, чем достигается необходимый коэффициент усиления механических колебаний.

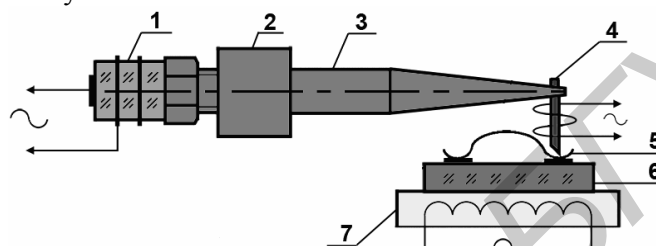


Рис. 1. Схема технологической системы микросварки: 1 – пьезоэлектрический вибратор, 2 – крепежный стакан, 3 – волновод, 4 – микроинструмент, 5 – проволочный вывод, 6 – кристалл, 7 – подогреваемый столик

Пьезоэлектрический вибратор 1 преобразует подводимое переменное напряжение от ультразвукового генератора в продольные механические колебания на основе обратного пьезоэффекта. Резонансная частота пьезоэлектрического вибратора зависит от электромеханических свойств используемой пьезокерамики, размеров и материалов металлических накладок. С помощью резьбовой шпильки пьезоэлектрический вибратор 1 и волновод 3 соединяются между собой. Геометрические размеры волновода 3 рассчитываются на частоту механических колебаний пьезоэлектрического вибратора. Таким образом, УЗП представляет собой резонансную электромеханическую систему. Согласно [5] необходимо, чтобы резонансная частота колебаний УЗП и колебаний микроинструмента 4 совпадали. В противном случае, при установке микроинструмента резонансная частота примет какое-то промежуточное значение и в месте сопряжения увеличится реакция нагрузки (за счет реактивных составляющих), что может вызвать нарушение согласования преобразователя с инструментом и в конечном счете снизить качество образуемых соединений.

Известно, что продольные упругие колебания в твердом теле описываются дифференциальным уравнением второго порядка [6], а изгибные колебания – дифференциальным уравнением четвертого порядка. В технологической системе микросварки происходят два вида преобразований. Пьезоэлектрический вибратор преобразует подводимые электрические колебания в продольные механические колебания, распространяемые по волноводу к месту крепления микроинструмента. В микроинструменте, закрепленном в торце волновода перпендикулярно распространению продольных волн, возникают поперечные (изгибные) механические колебания, которые передаются в зону сварки. Задача состоит в том, чтобы частота изгибных колебаний микроинструмента совпадала с частотой продольных колебаний УЗП. Из теории изгибных колебаний [6] известно, что уравнение колебаний стержня, закрепленного с одного торца, имеет следующий вид:

$$\frac{\partial^4 y(x)}{\partial x^4} - \frac{\omega^2 \cdot \rho \cdot S}{E \cdot J} y(x) = 0, \quad (1)$$

где $y(x)$ – функция распределения амплитуды колебаний по длине стержня с координатой x , ω – круговая частота колебаний, ρ – плотность, S – площадь поперечного сечения стержня,

E – модуль Юнга, J – момент инерции поперечного сечения стержня. Общее решение уравнения (1) может быть представлено в следующем виде:

$$y(x) = A \sin kx + B \cos kx + C \operatorname{sh} kx + D \operatorname{ch} kx, \quad (2)$$

где коэффициенты A, B, C и D определяются из граничных условий, а $k = \left(\frac{\omega^2 \cdot \rho \cdot S}{E \cdot J} \right)^{\frac{1}{4}}$.

Граничные условия определяются следующим образом. Предположим, что стержень круглого сечения с радиусом r и длиной L закреплен в точке $x = 0$, а второй конец стержня с координатой $x = L$ свободен. В момент времени $t = 0$ на закрепленный конец стержня ($x = 0$) действует внешняя поперечная сила, в результате чего возникает смещение конца стержня по оси y на величину y_0 . Считаем при этом, что кривизна изгиба $\left. \frac{\partial y(x)}{\partial x} \right|_{x=0} = 0$. Дифференцируя выражение (2) и подставляя координату $x = 0$, получаем два граничных условия:

$$y(0) = B + D = y_0, \quad (3)$$

$$y'(0) = A + C = 0. \quad (4)$$

Известно также из [6], что изгибной момент $M(x)$ стержня определяется следующим соотношением: $M(x) = E \cdot J \cdot \frac{\partial^2 y(x)}{\partial x^2}$, а поперечная сила $F(x) = E \cdot J \cdot \frac{\partial^3 y(x)}{\partial x^3}$. Поскольку второй конец стержня с координатой $x = L$ свободный, то $M(L) = 0$ и $F(L) = 0$. Дифференцируя выражение (2) и подставляя координату $x = L$, получаем еще два граничных условия:

$$M(L) = E \cdot J (-Ak^2 \sin kL - Bk^2 \cos kL + Ck^2 \operatorname{sh} kL + Dk^2 \operatorname{ch} kL) = 0, \quad (5)$$

$$F(L) = E \cdot J (-Ak^3 \cos kL + Bk^3 \sin kL + Ck^3 \operatorname{ch} kL + Dk^3 \operatorname{sh} kL) = 0. \quad (6)$$

Учитывая первые два граничных условия (3) и (4) и соотношения (5) и (6), получаем:

$$A = \frac{-B(\cos kL + \operatorname{ch} kL) + Y_0 \operatorname{ch} kL}{\sin kL + \operatorname{sh} kL}. \quad (7)$$

$$B = \frac{A(\cos kL + \operatorname{ch} kL) - Y_0 \operatorname{sh} kL}{\sin kL - \operatorname{sh} kL}. \quad (8)$$

Подставляя (8) в (7) и производя несложные преобразования, находим значение для коэффициента A :

$$A = \frac{Y_0}{2} \left(\frac{\operatorname{sh} kL \cdot \cos kL + \operatorname{ch} kL \cdot \sin kL}{1 + \cos kL \cdot \operatorname{ch} kL} \right) \quad (9)$$

Скорость колебаний по координате Y можно представить как $v(x) = j \cdot \omega \cdot y(x)$. Входной импеданс механической системы можно определить, используя метод электромеханических аналогий [7], механическая скорость – электрический ток и механическая сила – электрическое напряжение. Тогда входной импеданс механической системы определяется по следующей формуле:

$$Z(0) = \frac{F(0)}{V(0)} = \frac{EJk^3(C-A)}{j\omega Y_0} = j \frac{2Ak^3EJ}{\omega Y_0}. \quad (10)$$

Подставляя значение коэффициента A из (9) в (10), получаем соотношение для входного импеданса:

$$Z(0) = j \frac{EJk^3(\operatorname{sh} kL \cdot \cos kL + \operatorname{ch} kL \cdot \sin kL)}{\omega(1 + \cos kL \cdot \operatorname{ch} kL)} = j \frac{EJk^3}{\omega} \cdot \frac{\operatorname{sh} kL \cdot \cos kL + \operatorname{ch} kL \cdot \sin kL}{1 + \cos kL \cdot \operatorname{ch} kL}. \quad (11)$$

Микроинструмент, установленный в волноводе УЗП системы микросварки, показан на рис. 2:

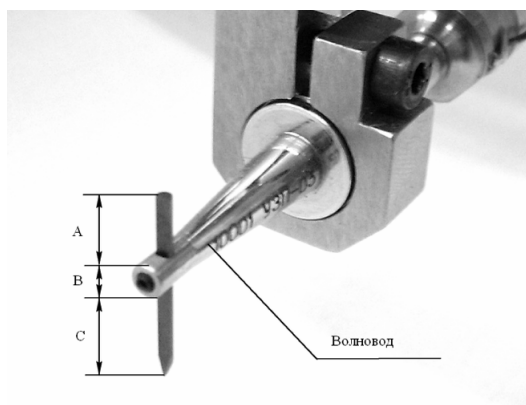


Рис. 2. Микроинструмент, установленный в волноводе: A – часть инструмента над волноводом, B – диаметр торца волновода и C – рабочий вылет микроинструмента

Таким образом, входной импеданс инструмента можно определить суммой импедансов двух консольных частей микроинструмента A и C [8]:

$$Z(0) = Z(A) + Z(C).$$

Учитывая (11), получаем общий вид соотношения для входного импеданса микроинструмента:

$$Z(0) = j \frac{EJk^3}{\omega} \cdot \left(\frac{\operatorname{sh}kA \cdot \operatorname{cos}kA + \operatorname{ch}kA \cdot \operatorname{sin}kA}{1 + \operatorname{cos}kA \cdot \operatorname{ch}kA} + \frac{\operatorname{sh}kC \cdot \operatorname{cos}kC + \operatorname{ch}kC \cdot \operatorname{sin}kC}{1 + \operatorname{cos}kC \cdot \operatorname{ch}kC} \right). \quad (12)$$

Моделирование и анализ экспериментальных данных

Среди многообразия инструментов для микросварки, для моделирования и экспериментальных работ выбран инструмент из карбида вольфрама длиной 21 мм и диаметром 1,6 мм как наиболее востребованный для микросварки проволоки диаметром в диапазоне 18–75 мкм. Микросварка таких проводников требует тщательного подбора режимов микросварки и согласования ультразвуковой системы. Для получения экспериментальных данных в работе использовались два типа УЗП для клиновой микросварки: с частотой резонанса стандартного диапазона 65,75 кГц (рис. 3,а) и с повышенной частотой резонанса 94,3 кГц (рис. 3,б).



Рис. 3. Ультразвуковые преобразователи стандартной (а) и повышенной частоты (б)

Для моделирования зависимости входного импеданса микроинструмента необходимо вычислить коэффициент k , входящий в (12). Учитывая, что площадь поперечного сечения инструмента $S = \pi \cdot r^2$, где r – радиус, а момент инерции $J = \frac{\pi \cdot r^4}{4}$, соотношение для k можно преобразовать к следующему виду: $k = \left(\frac{\omega^2 \cdot \rho \cdot S}{E \cdot J} \right)^{1/4} = \left(\frac{4 \cdot \omega^2 \cdot \rho}{E \cdot r^2} \right)^{1/4}$, где ρ – плотность, E – модуль Юнга, r – радиус, $\omega = 2\pi f$ – круговая частота. Для карбида вольфрама WC, используемого для производства микроинструментов, $E = 700 \cdot 10^9$ Па, а $\rho = 15800$ кг/м³. Рассчитаем параметр k для частот 65,75 и 94,3 кГц:

преобразовать к следующему виду: $k = \left(\frac{\omega^2 \cdot \rho \cdot S}{E \cdot J} \right)^{1/4} = \left(\frac{4 \cdot \omega^2 \cdot \rho}{E \cdot r^2} \right)^{1/4}$, где ρ – плотность, E – модуль Юнга, r – радиус, $\omega = 2\pi f$ – круговая частота. Для карбида вольфрама WC, используемого для производства микроинструментов, $E = 700 \cdot 10^9$ Па, а $\rho = 15800$ кг/м³. Рассчитаем параметр k для частот 65,75 и 94,3 кГц:

$$k_1 = \left(\frac{4(2\pi \cdot 65750)^2 \cdot 15800}{700 \cdot 10^9 \cdot 0,0008^2} \right)^{1/4} = 393,91 \text{ для частоты } 65,75 \text{ кГц,}$$

$$k_2 = \left(\frac{4(2\pi \cdot 94300)^2 \cdot 15800}{700 \cdot 10^9 \cdot 0,0008^2} \right)^{1/4} = 471,74 \text{ для частоты } 94,3 \text{ кГц.}$$

Из рис. 2 следует, что длина части инструмента над волноводом равна $A = L - B - C$, где L – длина инструмента, равная 0,021 м. Для преобразователей, показанных на рис. 3, размер торца волновода равен 0,0034 м. Подставляя значение A в (12), получаем функцию $Z(C)$ от одной переменной C . Поскольку импеданс из выражения (12) является комплексной величиной, то на частоте резонанса он равен нулю. По графической зависимости импеданса от рабочего вылета $Z(C)$ можно найти точки нулевого импеданса и тем самым определить оптимальный вылет инструмента. Учитывая сложность выражения (12), моделирование удобно проводить в математическом пакете Mathcad. Результаты моделирования на частоте 65,75 кГц показаны на рис. 4,а, а на частоте 94,3 кГц – на рис. 4,б.

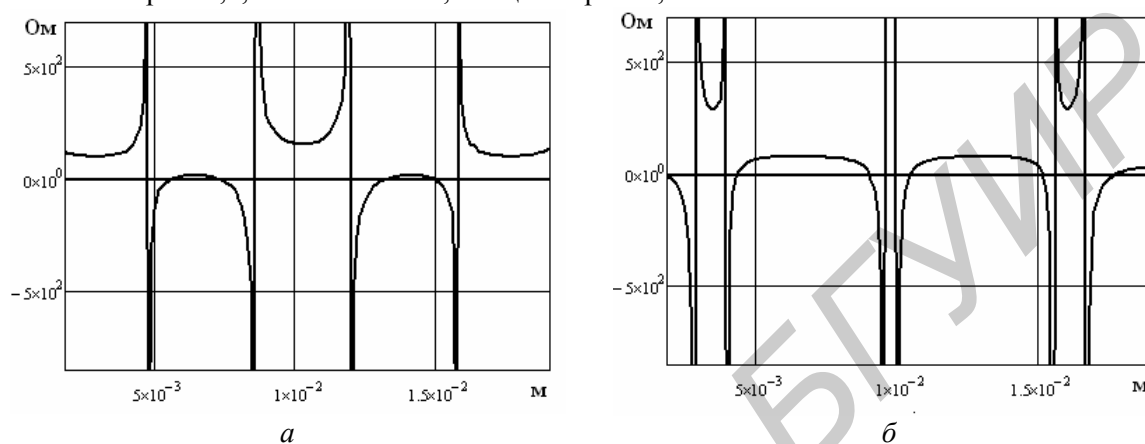


Рис. 4. Зависимости входного импеданса инструмента от вылета рабочего инструмента C на частотах 65,75 (а) и 94,3 (б) кГц

На рис. 5 и 6 представлены экспериментальные данные зависимости частоты резонанса УЗП повышенной и стандартной частоты от положения микроинструмента в волновод. Контроль механических колебаний микроинструмента, измерения импеданса и частоты проводились на разработанном стенде контроля колебаний СКК-01 с использованием полупроводникового лазера [9].

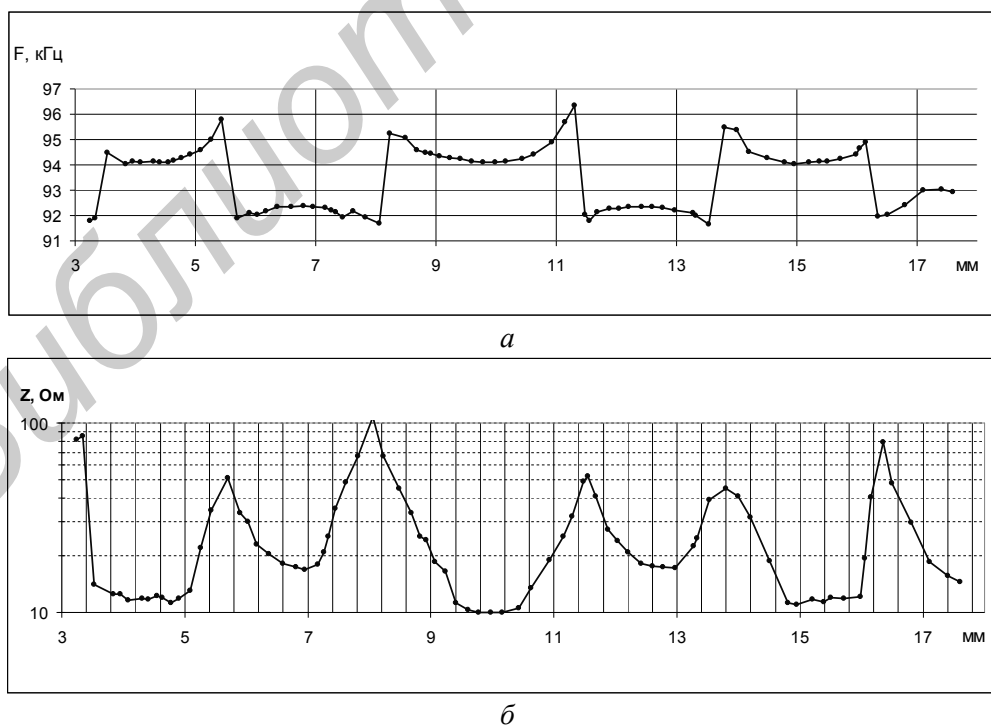


Рис. 5. Зависимость частоты резонанса УЗП от вылета рабочего инструмента (а) и импеданса (б). Частота резонанса УЗП без инструмента 94,3 кГц

Из выражения (12) следует, что частота, импеданс и вылет инструмента являются взаимосвязанными параметрами УЗС. Из рис. 5,а видно, что при вылете инструмента 4, 10 и 15 мм частота резонанса УЗП равна исходной резонансной частоте УЗП без инструмента (94,3 кГц). При этих же значениях вылета инструмента наблюдается минимальное значение импеданса в пределах 10–11 Ом (рис. 5,б). Таким образом, результаты моделирования значения вылета инструмента C при входном импедансе, равном нулю, практически совпадают с экспериментальными значениями. Аналогичные экспериментальные зависимости для УЗП с частотой резонанса 63,75 кГц показаны на рис 6. Из рис. 6,б видно, что оптимальный вылет инструмента равен 13 мм, что совпадает с результатами моделирования.

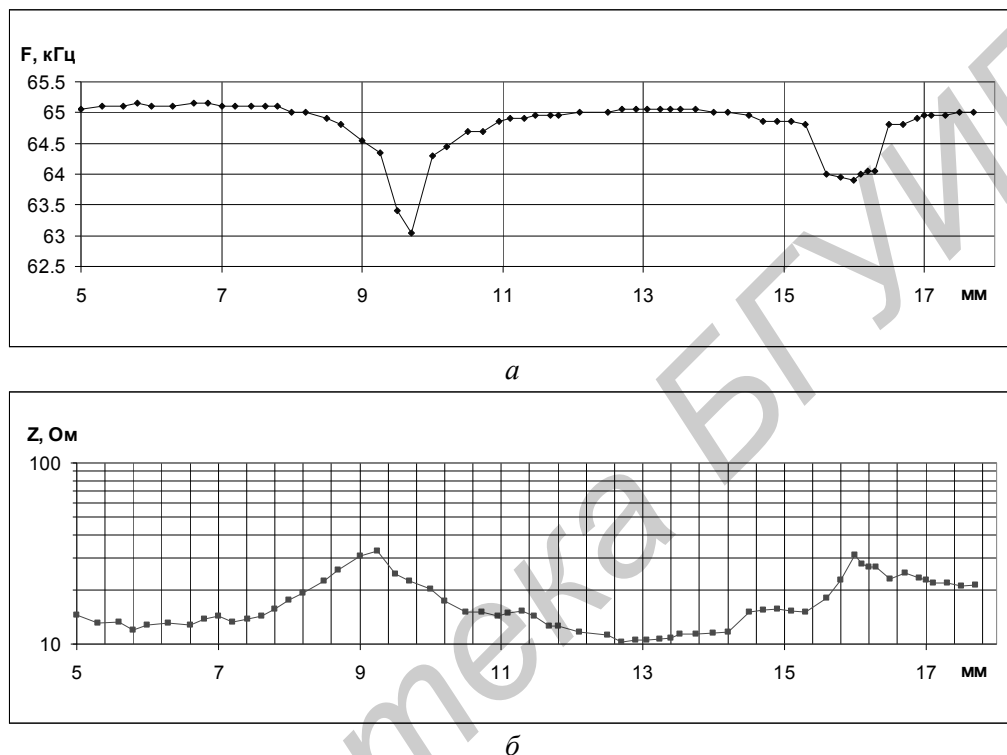


Рис. 6. Зависимость частоты резонанса УЗП от вылета рабочего инструмента (а) и импеданса (б). Частота резонанса УЗП без инструмента 65,75 кГц

Выводы

Предложены математические выражения для резонансной частоты и импеданса ультразвукового преобразователя для микросварки проволочных выводов. Моделированием резонансной частоты и импеданса ультразвуковых преобразователей стандартной и повышенной частоты колебаний установлены оптимальные условия закрепления инструмента в УЗ системе, при которых частота УЗП без инструмента и с установленным инструментом совпадает, а импеданс минимален.

Предложенная методика моделирования позволяет использовать микроинструменты стандартного диапазона частот 66 ± 5 кГц в УЗ системах повышенной частоты (> 90 кГц) и может оказать помощь при разработке новых УЗ систем и инструментов для оценки возможности согласования в различном диапазоне частот.

PARAMETERS OPTIMIZATION OF HIGH FREQUENCY ULTRASONIC SYSTEM FOR WIRE BONDING

I.B. PETUHOV

Abstract

Mathematical equations for resonant frequency and impedance of ultrasonic transducer for wire bonding were proposed. Clamping optimization of bonding tool was determined due to modeling of resonant frequency and impedance for standard and high frequency ultrasonic vibrations in ultrasonic system. It was shown that proposed technique gives good fit to the experimental data.

Список литературы

1. *Сухов В.* // Технологии в электронной промышленности. 2011. №8. С. 50–52.
2. Wedge bonding tools catalog //www.smallprecisiontools.com/products/catalog.
3. *Ramsey T.H., Alfaro C.* // Solid State Technology. 1991. Vol. 34, P. 37–38.
4. *Chylak B., Wei Qin I., Eder J.* // Semicon Singapore 2004. P.1–7
5. *Силин Л.Л., Баландин Г.Ф., Коган М.Г.* Ультразвуковая сварка. М.,1962.
6. *Тимошенко С.П.* Колебания в инженерном деле. М.,1967.
7. *Лепендин Л.Ф.* Акустика. М., 1978.
8. *Li X., Bilgutay N.M., McBrearty M. et al.* // EEE 1985 Ultrasonics symposium. San Francisco. CA, 16–18 Oct. 1985. P. 567–571.
9. *Ланин В., Петухов И., Федоров Н.* // Технологии в электронной промышленности. 2011. № 6. С. 66–70.

УДК 51-76; 612.741.1; 612.76

ОЦЕНКА ВАРИАБЕЛЬНОСТИ ДВИГАТЕЛЬНОГО НАВЫКА ЧЕЛОВЕКА НА ОСНОВЕ ЭЛЕКТРОФИЗИОЛОГИЧЕСКИХ И БИОМЕХАНИЧЕСКИХ ПАРАМЕТРОВ ДВИЖЕНИЯ

Н.С. ДАВЫДОВА, А.Н. ОСИПОВ, В.А. КУЛЬЧИЦКИЙ*,
М.В. ДАВЫДОВ, М.М. МЕЖЕННАЯ

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

**Институт физиологии НАН Беларуси
Академическая, 28, Минск, 220072, Беларусь*

Поступила в редакцию 16 января 2012

Работа посвящена проблеме анализа стабильности выполнения человеком заданного двигательного действия. Предложена оценка вариабельности двигательного навыка человека на основе электрофизиологических и биомеханических параметров движения вне зависимости от силы выполнения движения с учетом степени участия исследуемых мышц и степени значимости каждой фазы движения. Проведены исследования вариабельности двигательного навыка человека при выполнении тестового движения «прыжок вверх с места».

Ключевые слова: двигательный навык, многоканальная электромиография, подография, электромиографический портрет движения, цифровая обработка сигнала, статистический анализ.

Введение

Во всех сферах своей деятельности человек сталкивается с необходимостью выполнения разных, порой довольно сложных, двигательных действий, которые представляют собой результат согласованной работы различных систем организма [1].

Задача оценки стабильности выполнения человеком заданного двигательного действия является актуальной для спорта (контроль процесса обучения спортивным движениям, прогнозирование двигательной одаренности у детей), медицины (оценка степени восстановления/формирования двигательных навыков после травм опорно-двигательного аппарата), профессионально-трудовой деятельности (контроль обучения специализированным действиям, профессиональный отбор) и требует создания специализированных технических и программных средств для точной и быстрой диагностики двигательных способностей человека.

Прочно сформированные двигательные навыки характеризуются стабильностью временных, пространственных и силовых параметров [2, 3]. Вариабельность биомеханических и электрофизиологических параметров двигательного навыка является показателем несовершенства двигательного акта, поскольку это свидетельствует о повышении затрат мышечной энергии на коррекцию и поддержание двигательного стереотипа [4].

Предлагается оценка вариабельности двигательного навыка человека, основанная на анализе значимых электрофизиологических и биомеханических параметров неоднократно повторяемого движения.

Методы комплексного исследования двигательных навыков человека

Любой двигательный навык может быть рассмотрен как иерархическая функциональная система, включающая несколько уровней управления движением [5–7]. Управление движениями в организме основано на формировании в центральной нервной системе двигательных программ и их передаче по эфферентным путям к исполнительным органам – мышцам, отвечающим на поступление к ним нервных импульсов реакцией возбуждения, проявляющейся в виде механических и электрических феноменов. Для изучения такой функциональной системы необходимы методы, которые связаны с непосредственной регистрацией управляющих сигналов, поступающих к мышцам в процессе двигательной активности. Наиболее удобным, простым и безболезненным из таких методов является многоканальная интерференционная электромиография (ЭМГ), которая позволяет исследовать биоэлектрическую активность заданного количества мышц одновременно [8]. Так как любой двигательный навык имеет постоянный рисунок возбуждения мышц [1, 9], то возможно построение иннервационной структуры движения, которая представляет собой устойчивые сочетания активности мышц, используемые в конкретном движении.

Между тем, для комплексного анализа двигательного навыка необходимо сопоставление иннервационной структуры движения с пространственно-временными характеристиками выполняемых действий. В качестве методов построения такой структуры двигательного упражнения могут быть использованы как видеосъемка, так и подография (ПДГ). Подография (регистрация моментов отрыва и касания различных отделов стопы с опорой) позволяет построить пространственно-временную структуру для упражнений, связанных с такими локомоциями как ходьба, бег, прыжки. Видеосъемка, хотя и является менее точным методом, позволяет представить информацию в наглядной форме.

Такая совокупность временных, пространственных и амплитудных электромиографических характеристик получила название электромиографического (ЭМГ) портрета движения [10, 11].

Оценка вариабельности двигательного навыка человека

Предложена оценка вариабельности двигательного навыка человека на основе анализа параметров электромиографических портретов исследуемого движения, повторяемого в течение заданного количества раз.

Разработана методика и программно-технические средства для исследования иннервационной и пространственно-временной структуры движения на основе многоканальной электромиографии и подографии [12]. Методика включает: 1) синхронную регистрацию заданного количества каналов электромиограммы и четырех каналов подограммы (регистрируются моменты отрыва и касания отдельно пятки и носка каждой ноги); 2) цифровую обработку полученных сигналов ЭМГ и ПДГ и построение электромиографического портрета движения; 3) анализ электромиографического портрета движения, который сводится к рассмотрению энергетического вклада каждой мышцы в формирование движения, оценке характера распределения усилий работающих мышц по фазам движения, а также вычислении общих динамических характеристик движения [13].

На рис. 1,а показан пример ЭМГ портрета движения «прыжок вверх с места». На рисунке представлены нормированные электромиограммы мышц Rectus Femoris, Viceps Femoris, Gastrocnemius и Soleus правой ноги, а также показаны маркеры границ фаз движения, соответствующих временным моментам: «начало движения», «отрыв пятки», «отрыв носка», «касание носка», «касание пятки» и «конец движения». Для указанного движения выделены следующие фазы: фаза подседа (1) – от начала движения до отрыва пятки, фаза толчка (2) – от момента отрыва пятки до момента отрыва носка, фаза полета (3) – от момента отрыва носка до момента касания носка, фаза приземления (4) – от момента касания носка до момента касания пятки, фаза подъема (5) – от момента касания пятки до конца движения. На рис. 1,б представлены кадры синхронной видеосъемки, соответствующие выделенным фазам движения.

Исходными данными для оценки вариабельности двигательного навыка человека являются суммарная энергия ЭМГ исследуемых мышц (рис 2,а) и распределение энергии ЭМГ ка-

ждой мышцы по фазам движения в процентах от суммарной энергии и в абсолютных единицах (рис. 2,б).

Суммарная энергия сигнала ЭМГ каждой мышцы m :

$$E_m = \sum_{i=1}^n (x_{m,i})^2 / n \text{ (мВ}^2\text{)}, \quad (1)$$

где $x_{m,i}$ – амплитуда i -го дискретного отсчета сигнала ЭМГ m -й мышцы; n -число дискретных отсчетов сигнала ЭМГ.

Аналогично для каждой мышцы (m) рассчитывается энергия сигнала ЭМГ в пределах каждой фазы (f) исследуемого движения $E_{m,f}$.

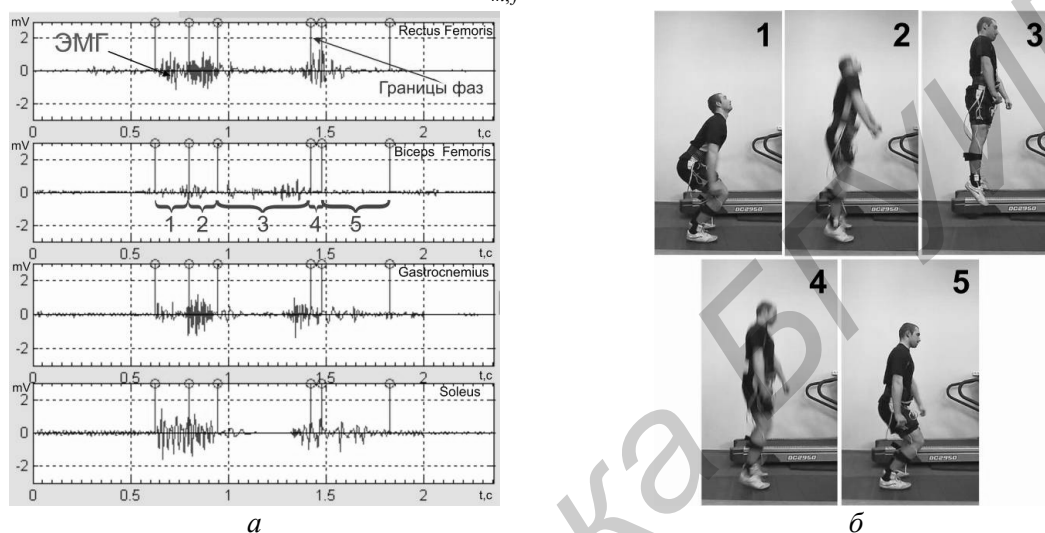


Рис. 1. Пример ЭМГ портрета движения «прыжок вверх с места» (а); кадры синхронной видеосъемки, соответствующие выделенным фазам движения (б): 1 – фаза подседа, 2 – фаза толчка, 3 – фаза полета, 4 – фаза приземления, 5 – фаза подъема

В каждой фазе движения (f) для всех мышц (m) рассчитывается доля энергии сигнала ЭМГ, сосредоточенная в рассматриваемой фазе, в процентах от суммарной энергии:

$$E_{m,f}^{\%} = (E_{m,f} / E_m) \cdot 100\% \text{ (}\%), \quad (2)$$

где $E_{m,f}$ – энергия сигнала ЭМГ мышцы m в f -ой фазе рассматриваемого движения в абсолютных единицах; E_m – суммарная энергия сигнала ЭМГ мышцы m .

Оценка вариабельности двигательного навыка человека основывается на анализе характера распределения энергии ЭМГ исследуемых мышц по фазам неоднократно повторяемого движения. Такой подход позволяет оценить вариабельность двигательного навыка человека вне зависимости от силы выполнения тестового движения.

Этапы оценки вариабельности двигательного навыка человека.

1. Анализ вариабельности характера распределения энергии ЭМГ исследуемых мышц по фазам движения.

Для каждой мышцы (m) во всех фазах (f) движения находится среднее значение и среднеквадратичное отклонение доли энергии ЭМГ, сосредоточенной в рассматриваемой фазе, в процентах от суммарной энергии:

$$E_{m,f}^{\text{ср}\%} = \sum_{i=1}^N E_{m,f}^{i\%} / N, \text{ (}\%). \quad (3)$$

$$\Delta x_{m,f}^{\text{ср}\%} = \sqrt{\sum_{i=1}^N (E_{m,f}^{i\%} - E_{m,f}^{\text{ср}\%})^2 / N}, \text{ (}\%). \quad (4)$$

где N – количество попыток исследуемого движения, i – номер попытки, m – номер мышцы, f – номер фазы движения, $E_{m,f}^{i\%}$ – доля энергии сигнала ЭМГ m -й мышцы в f -ой фазе рассматриваемого движения в процентах от суммарной энергии мышцы для i -й попытки.

Среднеквадратичное отклонение доли энергии ЭМГ ($\Delta x_{m,f}^{cp\%}$) исследуемых мышц во всех фазах движения представляет собой процентное отклонение суммарной энергии ЭМГ мышц по фазам движения и характеризует степень варибельности характера распределения энергии ЭМГ каждой мышцы по фазам движения.

2. Определение коэффициентов значимости для исследуемых мышц.

Для каждой мышцы определяется коэффициент значимости, как доля средней суммарной энергии ЭМГ каждой мышцы от суммарной энергии ЭМГ портрета движения.

Для каждой мышцы находится среднее значение суммарной энергии ЭМГ:

$$E_m^{cp} = \sum_{i=1}^N E_m^i / N, \text{ (мВ}^2\text{)} \quad (5)$$

где N – количество попыток исследуемого движения, i – номер попытки, m – номер мышцы, E_m^i – суммарная энергия ЭМГ m -й мышцы для i -й попытки.

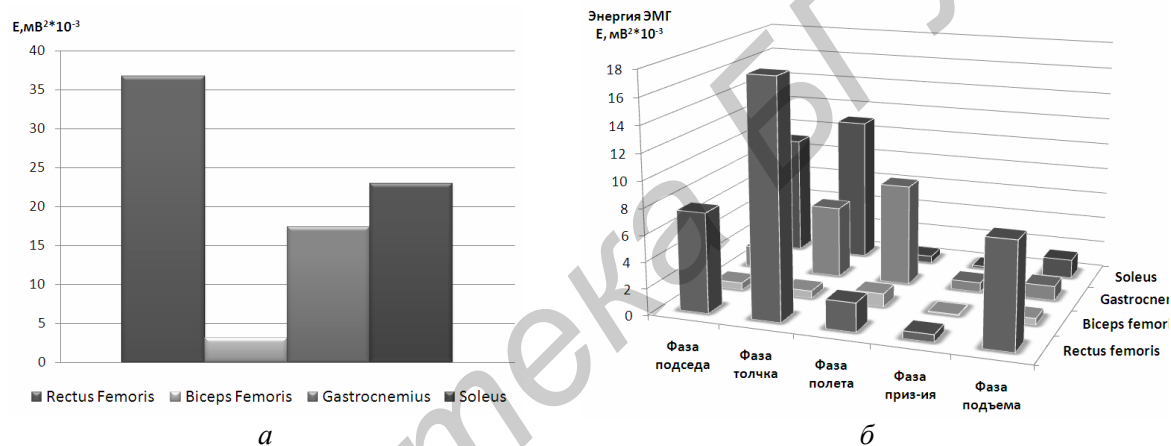


Рис. 2. Пример анализа ЭМГ портрета движения «прыжок вверх с места»: суммарная энергия ЭМГ исследуемых мышц (а); абсолютное распределение энергии ЭМГ исследуемых мышц по фазам движения (б)

Для исследуемого двигательного навыка рассчитывается средняя суммарная энергия ЭМГ портрета движения:

$$E_{\Sigma}^{cp} = \sum_{m=1}^M E_m^{cp}, \text{ (мВ}^2\text{)} \quad (6)$$

где M – количество исследуемых мышц, m – номер мышцы, E_m^{cp} – средняя суммарная энергия ЭМГ m -й мышцы.

Для каждой исследуемой мышцы (m) рассчитывается коэффициент значимости:

$$k_m = E_m^{cp} / E_{\Sigma}^{cp}, \quad (7)$$

где m – номер мышцы, E_m^{cp} – средняя суммарная энергия ЭМГ m -й мышцы, E_{Σ}^{cp} – суммарная энергия ЭМГ портрета движения.

Коэффициент значимости мышцы k_m имеет значение в диапазоне [0 1].

3. Определение коэффициентов значимости фаз исследуемого движения.

Для каждой фазы определяется коэффициент значимости, как доля средней суммарной энергии ЭМГ фазы движения от суммарной энергии ЭМГ портрета движения.

Для каждой мышцы во всех фазах движения находится среднее значение энергии ЭМГ, сосредоточенной в рассматриваемой фазе, в абсолютных единицах:

$$E_{m,f}^{cp} = \sum_{i=1}^N E_{m,f}^i / N, \text{ (мВ}^2\text{)} \quad (8)$$

где N – количество попыток исследуемого движения, i – номер попытки, m – номер мышцы, f – номер фазы движения, $E_{m,f}^i$ – энергия сигнала ЭМГ мышцы m в f -ой фазе рассматриваемого движения в абсолютных единицах для i -й попытки.

Для каждой фазы (f) движения рассчитывается средняя суммарная энергия ЭМГ фазы:

$$E_f^{cp} = \sum_{m=1}^M E_{m,f}^{cp}, \text{ (мВ}^2\text{)} \quad (9)$$

где M – количество исследуемых мышц, m – номер мышцы, f – номер фазы движения, $E_{m,f}^{cp}$ – средняя энергия ЭМГ m -й мышцы, сосредоточенная в f -ой фазе исследуемого движения, в абсолютных единицах.

Для каждой фазы (f) рассчитывается коэффициент значимости

$$k_f = E_f^{cp} / E_{\Sigma}^{cp}, \quad (10)$$

где f – номер фазы, E_f^{cp} – средняя суммарная энергия ЭМГ f -ой фазы, E_{Σ}^{cp} – суммарная энергия ЭМГ портрета движения.

Коэффициенты значимости фаз движения k_f имеют значение в диапазоне [0 1].

4. Расчет коэффициента варибельности двигательного навыка.

Коэффициент варибельности двигательного навыка рассчитывается как сумма взвешенных средних отклонений доли энергии ЭМГ мышц во всех фазах движения:

$$K = \sum_{m=1}^M \sum_{f=1}^F k_f \cdot k_m \cdot \Delta x_{m,f}^{cp\%}, \quad (11)$$

где f – номер фазы, F – количество фаз движения, m – номер мышцы, M – количество исследуемых мышц, k_f – коэффициент значимости f -ой фазы движения, k_m – коэффициент значимости m -й мышцы, $\Delta x_{m,f}^{cp\%}$ – среднее отклонение доли энергии ЭМГ m -й мышцы в f -ой фазе движения.

Экспериментальные исследования тестового движения и обсуждение результатов

На базе спортивного комплекса Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники были проведены исследования двигательного навыка человека при выполнении тестового движения «прыжок вверх с места». Прыжок вверх с места является скоростно-силовым упражнением и используется как тестовое движение для оценки двигательных способностей при отборе спортсменов в скоростно-силовых видах спорта [14,15].

В исследованиях принимали участие 30 человек (7 женщин, 23 мужчины) в возрасте 17 – 25 лет с различной физической подготовкой. Из них были сформированы следующие группы: 1) группа общей физической подготовки (отсутствие регулярного занятия спортом) – 14 человек; 2) группа хорошей физической подготовки (систематическое занятие спортом) – 10 человек; 3) спортсмены (посещение специализированных секций) – 6 человек. Исследовались мышцы Rectus Femoris, Viceps Femoris, Gastrocnemius и Soleus правой ноги.

Проведен анализ варибельности двигательного навыка при выполнении тестового движения по следующему алгоритму:

1) для каждого испытуемого строился ЭМГ портрет тестового движения для трех попыток выполнения последнего;

2) рассчитывался коэффициент варибельности двигательного навыка в соответствии с описанной выше методикой;

3) для выделенных (по уровню физической подготовленности) групп испытуемых рассчитывались среднее значение и среднее квадратичное отклонение коэффициента варибельности двигательного навыка K . Полученные данные представлены в таблице.

Установлено, что наибольшая варибельность двигательного навыка характерна для группы испытуемых с общей физической подготовкой ($K = 7,66 \pm 1,74$). Для групп хорошей физической подготовки и спортсменов значение коэффициента варибельности значительно ниже ($K = 4,69 \pm 0,97$ и $K = 3,98 \pm 0,62$ соответственно). Исходя из полученных данных, можно сделать вывод о том, что систематическое занятие спортом приводит к автоматизации двигательного навыка и, как следствие, к уменьшению варибельности биомеханических и электрофизиологических параметров последнего.

Данные исследования варибельности двигательного навыка человека

Исследуемый параметр	Группа общей физической подготовки	Группа хорошей физической подготовки	Спортсмены
Среднее значение K	7,66	4,69	3,98
Среднеквадратичное отклонение K	1,74	0,97	0,62

Кроме того, проведен анализ зависимости коэффициента варибельности и эффективности выполнения тестового движения. В качестве параметра, отражающего эффективность выполнения тестового движения, выбрана общая работа прыжка.

Общая работа тестового движения «прыжок вверх с места»:

$$A_{\text{прыжка}} = m \cdot g \cdot h, \text{ (Дж)} \quad (12)$$

где m – масса тела исследуемого, h – высота прыжка, g – ускорение свободного падения.

На рис. 3 представлена точечная диаграмма, демонстрирующая связь коэффициента варибельности и работы тестового движения.



Рис. 3. Взаимозависимость коэффициента варибельности и работы тестового движения

Степень корреляции значений коэффициента варибельности и общей работы прыжка оценивалась в соответствии со значением коэффициента линейной корреляции Пирсона. Для представленных исследований коэффициент линейной корреляции Пирсона $r = -0,611$. Полученный коэффициент корреляции проверялся на значимость с помощью таблицы критических значений. Для уровня значимости $p \leq 0,005$ критический коэффициент значимости $r = 0,463$, что позволяет сделать вывод о значимой корреляции между коэффициентом варибельности и общей работой прыжка ($r = -0,611$; $p \leq 0,005$).

Заключение

Предложена оценка варибельности двигательного навыка человека на основе анализа параметров электромиографических портретов исследуемого движения. Такой подход позволяет определить стабильность результата двигательного действия вне зависимости от силы выполнения движения с учетом степени участия исследуемых мышц и степени значимости каждой фазы движения.

Проведены исследования variability двигательного навыка человека при выполнении тестового движения «прыжок вверх с места». На основе экспериментальных данных показано, что коэффициент variability двигательного навыка связан с тренированностью испытуемого. Для группы общей физической подготовки значение коэффициента variability равно $7,66 \pm 1,74$; для групп хорошей физической подготовки и спортсменов значение коэффициента равно $4,69 \pm 0,97$ и $3,98 \pm 0,62$ соответственно. Установлено, что значение коэффициента variability двигательного навыка имеет значимую корреляцию с общей работой тестового движения (коэффициент линейной корреляции Пирсона $r = -0,611$, уровень значимости $p \leq 0,005$).

Таким образом, можно сделать вывод о том, что снижение значений коэффициента variability свидетельствует о стабильности результата действия и, соответственно, о закреплении двигательного навыка человека. Полученные результаты могут быть использованы при создании специализированных технических и программных средств для прецизионной и оперативной диагностики двигательных способностей человека в спорте и медицине.

Работа выполнена при поддержке гранта Министерства образования РБ на 2011 год «Метод и технические средства дистанционной функциональной диагностики двигательных навыков спортсменов на основе многоканальной электромиографии».

THE ESTIMATION OF THE PERSON MOTION PATTERN VARIABILITY ON THE BASIS OF ELECTROPHYSIOLOGICAL AND BIOMECHANICAL PARAMETERS OF THE MOVEMENT

N.S. DAVYDOVA, A.N. OSIPOV, V.A. KULCHITSKY,
M.V. DAVYDOV, M.M. MEZHENNAYA

Abstract

The article is devoted to the problem of the analysis of person motion pattern stability. The estimation of person motion pattern variability on the basis of electrophysiological and biomechanical parameters of movement has been offered. Such approach allows defining stability of the motion action result without dependence from the movement force, but in consideration of level of the muscles participation and level of the movement phases importance. Investigation of the person motion pattern variability for the test movement has been executed.

Список литературы

1. Покровский В.М. Физиология человека. М., 1997.
2. Лукьяненко В.П. Физическая культура. М., 2003.
3. Менхин Ю.В. // Теория и практика физической культуры. 2007. №2. С. 12–17.
4. Жилев А.А. // Теория и практика физической культуры. 2001. №10. С. 41–43.
5. Анохин П.К. // Принципы системной организации функций. М., 1973.
6. Бернштейн Н.А. О построении движений. М., 1947.
7. Бернштейн Н.А. Очерки по физиологии движений и физиологии активности. М., 1966.
8. Гехт Б.М. Теоретическая и клиническая электромиография. Л., 1990.
9. Персон Р.С. Электромиография в исследованиях человека. М., 1969.
10. Алев Л.С. «Миотон» в управлении движениями. Киев, 1980.
11. Миронов Е.М., Витензон А.С. // Вестник травматологии и ортопедии им. Н.Н. Приорова. 2005. №1. С. 55–61.
12. Давыдова Н.С. // Научно-технический журнал «Инженерный вестник». 2010. №2(30). С.86–91.
13. Давыдова Н.С. // Материалы республиканской научно-практической конференции «Современные проблемы курортной терапии». Гродно: ГрГМУ, 2010. С.170–174.
14. Бондаревский Е.Я. // Теория и практика физической культуры. 1983. №1. С.23–25.
15. Селуянов В.Н. Подготовка бегуна на средние дистанции. М., 2007.

УДК 621.396.677

ВЛИЯНИЕ СЛУЧАЙНЫХ ОШИБОК ВОЗБУЖДЕНИЯ И ПОЛОЖЕНИЯ ИЗЛУЧАТЕЛЕЙ НА ХАРАКТЕРИСТИКИ МНОГОГРАННОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ

Д.В. МОСКАЛЕВ

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

Поступила в редакцию 14 ноября 2011

Рассматривается влияние случайных ошибок различного типа на диаграмму направленности и коэффициент направленного действия многогранной антенной решетки. Исследуется поведение таких параметров, как среднее значение максимального коэффициента направленного действия, среднее значение максимального бокового лепестка и величина флуктуаций главного максимума при наличии случайных ошибок. Многогранные антенные решетки с различным радиусом сравниваются между собой и с плоской антенной решеткой.

Ключевые слова: антенная решетка, случайная ошибка.

Введение

Исследованию влияния случайных ошибок на параметры антенных решеток посвящен ряд работ, например [1–4]. В настоящей статье, в отличие от известных работ, анализ влияния случайных ошибок производится численно без наложения каких-либо ограничений на число излучателей и величину ошибки. Необходимо отметить, что в известных работах статистический анализ, в основном, касался плоских антенных решеток с прямоугольным и круглым раскрывом и кольцевых антенных решеток. Статистический анализ многогранной антенной решетки (МАР) произведен не был. Среди случайных ошибок можно выделить следующие:

- 1) случайные ошибки в положении излучателей в раскрыве МАР;
- 2) случайные ошибки по амплитуде в каналах обработки сигнала – в приемопередающих модулях (приемо-передающий модуль – ППМ – это излучатель-преобразователь-усилитель);
- 3) случайные ошибки по фазе в ППМ.

Влияние этих факторов на характеристики МАР рассматривается ниже.

Математическая модель МАР

Для выполнения расчетов параметров МАР разработана программа моделирования. Программа позволяет рассчитывать диаграмму направленности (ДН) и ее параметры для МАР. ДН вычисляется с помощью следующего выражения:

$$\dot{U}(\theta) = \sum_{n=1}^{n=M} AR_n \cdot F_n(\theta) \cdot \exp[j(Phi_n(\theta_m) - Phi_n(\theta))], \quad (1)$$

где M – количество активных (возбуждаемых в режиме передачи) излучателей, AR_n – нормированная амплитуда возбуждения n -го излучателя, $F_n(\theta)$ – нормированная ДН n -го элементарного излучателя, j – мнимая единица. От каждого активного излучателя геометрическая длина пути до точки в дальней зоне различная. Эту разницу в фазовых набегах для каждого излучате-

ля учитывает коэффициент $Phi_n(\theta) = Rn(\theta)/\lambda \cdot 2\pi$, где $Rn(\theta)$ – расстояние от n -го излучателя до точки в дальней зоне, λ – длина волны, θ – угол наблюдения, θ_m – направление главного максимума. Из (1) следует, что в направлении главного максимума колебания излучателей складываются синфазно.

Фазовое распределение возбуждения излучателей выбиралось, исходя из условия фокусировки луча в заданном направлении. Сетка расположения излучателей – прямоугольная. В качестве излучателя использовался гипотетический излучатель с задаваемой шириной главного лепестка ДН.

Коэффициент направленного действия (КНД) решетки (далее обозначается символом D) определялся с помощью известного выражения [5]:

$$D = \frac{4\pi}{\int_0^{\pi} \int_0^{2\pi} F^2(\theta, \varphi) \sin \theta \cdot d\varphi \cdot d\theta}, \quad (2)$$

где $F(\theta, \varphi)$ – нормированная ДН решетки.

В решетке используется спадающее к краям амплитудное распределение (АР) возбуждения излучателей типа

$$ARn = \Delta + (1 - \Delta) \cdot \left(\cos \left(\frac{\pi \cdot z_n}{Le} \right) \right)^p, \quad (3)$$

где z_n – координата проекции излучателя на ЭЛР, Le – длина эквивалентной линейной решетки, Δ – нормированная амплитуда возбуждения крайних излучателей в решетке.

Влияние случайных ошибок в положении излучателей на ДН МАР

Моделирование многогранной антенной решетки проводилось при различных радиусах и различном количестве активных граней, участвующих в формировании ДН решетки. При этом общим параметром для всех решеток являлась длина эквивалентной линейной решетки, равная 25λ , где λ – длина волны в свободном пространстве. Вдоль каждой грани располагаются столбцы излучателей, расстояние между столбцами d удовлетворяет условию единственности главного максимума диаграммы направленности при сканировании в секторе углов $-40^\circ \dots 40^\circ$. Поэтому ширина главного лепестка ДН одного излучателя при моделировании выбрана равной $2\theta_{0,5} = 80^\circ$. В качестве примера основные закономерности влияния случайных ошибок в положении излучателей на характеристики МАР далее рассмотрены для МАР с четырьмя активными гранями. Радиус МАР составляет 18λ . Эта МАР в тексте условно называется МАР1. Для выяснения влияния радиуса МАР на чувствительность к случайным ошибкам приведены также результаты для МАР2, у которой активными являются 2 грани, радиус МАР2 составляет 35λ . МАР1 и МАР2 имеют одинаковую длину эквивалентной линейной антенной решетки и сравниваются между собой и с плоской антенной решеткой (ПАР). Приведенные ниже примеры соответствуют частоте 9400 МГц. На этой частоте была спроектирована реальная МАР.

На рис. 1 показаны ДН решетки при отсутствии ошибок для двух амплитудных распределений, параметры которых равны $\Delta = 1, p = 1$ (равномерное АР) и $\Delta = 0,3; p = 1$. Эти ДН можно использовать для сравнения с другими ДН, рассчитанными при наличии случайных ошибок какого-либо типа. Рис. 1,а соответствуют параметрам ДН: величина максимального бокового лепестка $F_{bm} = -13,85$ дБ, значение КНД = 36,6 дБ. ДН на рис. 1,б имеет параметры: $F_{bm} = -21,49$ дБ, $D = 36,45$ дБ.

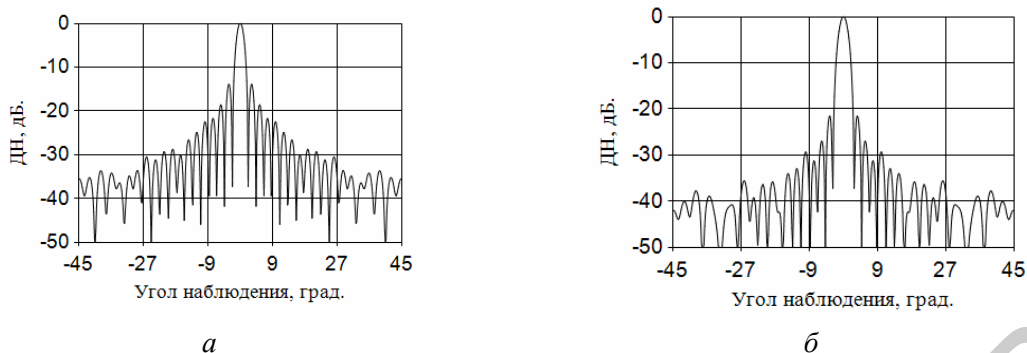


Рис. 1. ДН решетки при отсутствии случайных ошибок: $a - \Delta = 1, p = 1$; $b - \Delta = 0,3, p = 1$

Случайные ошибки положения излучателей вычислялись по заданным максимальным ошибкам положения излучателей вдоль трех координатных осей DR_x, DR_y, DR_z . На рис. 2 приведены случайные реализации ДН для случая $DR' = 0,2$. Параметр $DR' = DR / \lambda$, где DR задавалось одинаковым по всем осям $DR = DR_x = DR_y = DR_z$. Сравнение ДН на рис. 2 с ДН на рис. 1 говорит о том, что главный лепесток изменился мало, но увеличился уровень бокового излучения во всем диапазоне углов, что привело к уменьшению КНД.

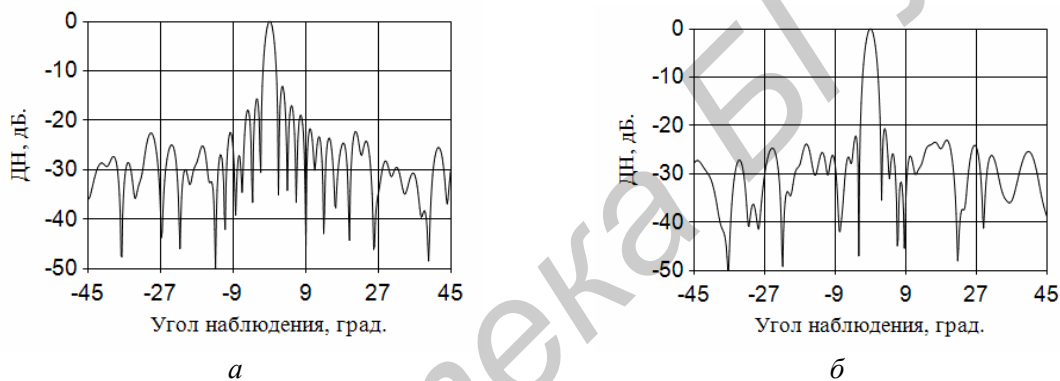


Рис. 2. ДН решетки при $DR' = 0,2$: $a - \Delta = 1, p = 1$; $b - \Delta = 0,3, p = 1$

На рис. 3 приведены средние диаграммы направленности. Усреднение произведено по 100 реализациям. Как отмечено в [1], при статистической оценке максимального КНД надо различать максимальное значение среднего КНД и среднее значение максимального КНД. При вычислении эти значения определялись так: первый параметр определялся по средней ДН, второй определялся усреднением после нахождения максимального КНД для каждой реализации. Второе значение далее обозначается символом D' . Аналогичное обозначение использовано для среднего значения максимального УБЛ – F_{bm}' . На рис. 4, a и b приведены зависимости dD' и dF_{bm}' от DR' , где dD' и dF_{bm}' – зависимости ухудшения параметров D' и F_{bm}' соответственно. Результаты приведены для амплитудного распределения с параметрами $\Delta = 0,3, p = 1$.

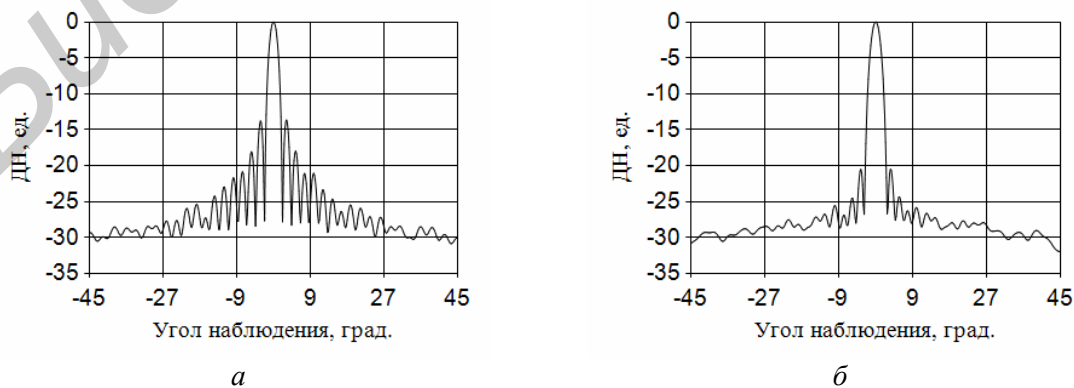


Рис. 3. Средние ДН решетки при $DR' = 0,2$: $a - \Delta = 1, p = 1, F_{bm}' = -13,64, \text{КНД} = 33,33$; $b - \Delta = 0,3, p = 1, F_{bm}' = -20,49, \text{КНД} = 33,19$

Анализ рис.4 показывает, что с увеличением случайной ошибки положения излучателей DR' ухудшаются параметры КНД и F_{bm} . С ростом DR' КНД и F_{bm} у МАР с разным радиусом и у ПАР ухудшаются в одинаковой степени. Следует отметить, что если КНД ухудшается в одинаковой степени для всех амплитудных распределений, то ухудшение уровня бокового лепестка зависит от амплитудного распределения. Чем меньший УБЛ обеспечивает амплитудное распределение, тем чувствительней УБЛ к величине случайной ошибки положения излучателей.

При наличии случайной ошибки положения излучателей направление главного максимума испытывает флуктуации. Величина флуктуаций далее описывается параметром dQm – среднеквадратичным отклонением главного максимума от исходного положения. Было проведено исследование зависимости dQm от величины случайной ошибки положения излучателей DR' . Результаты исследования приведены на рис. 4,в, анализ зависимостей на котором показывает, что среднеквадратичное отклонение главного максимума увеличивается с ростом DR' и оно приблизительно одинаково для МАР с различными радиусами и для ПАР.

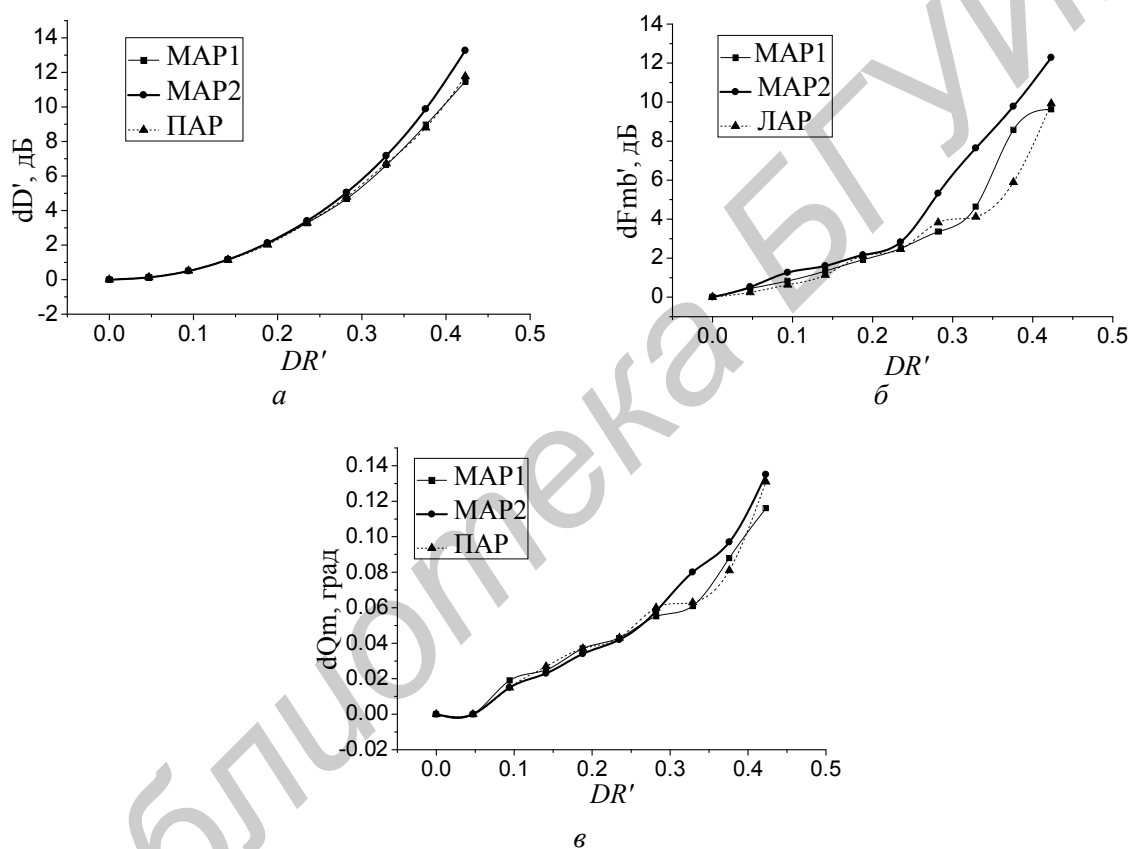


Рис. 4. Зависимости dD' , dF_{bm}' и dQm от DR' ($\Delta = 0,3$, $p = 1$): а – dD' ; б – dF_{bm}' ; в – dQm

Влияние случайных ошибок возбуждения по амплитуде на ДН МАР

Ошибки возбуждения излучателей по амплитуде возникают по нескольким причинам. Среди них:

- конструктивные причины (ошибки изготовления излучателей), приводящие к различию в согласовании излучателей с линией передачи;
- различия в амплитудно-частотных характеристиках усилителей ППМ из-за разброса номиналов элементов схем усилителей и других причин.

Амплитуда возбуждения излучателя в решетке с номером « n » далее определяется формулой: $An = An_0 \pm AnEr$, где An_0 – точное значение амплитуды возбуждения излучателя с нужным амплитудным распределением; $AnEr$ – случайное значение амплитуды в излучателе с номером « n », расположенное случайным образом в интервале $0 < AnEr < Anm$, где Anm максимальное значение ошибки возбуждения – параметр, задаваемый в программе.

На рис. 5 показаны случайные реализации ДН для значений $Anm = 50\%$ и $Anm = 100\%$. В решетке используется спадающее к краям амплитудное распределение с параметрами $\Delta=0,3$, $p = 1$. Сравнение рис. 5 с рис. 1,а показывает, что наличие случайной ошибки возбуждения по амплитуде приводит к некоторому росту дальних боковых лепестков, максимальный боковой лепесток остается на том же уровне. Поэтому имеет смысл говорить об увеличении средне-квадратичного уровня бокового излучения. При наличии ошибки возбуждения $Anm = 100\%$ КНД решетки уменьшается на 1,23 дБ, в основном, за счет возрастания дальних боковых лепестков. Следует также отметить, что наличие ошибок возбуждения по амплитуде не приводит к флуктуациям главного максимума. Исследование показало, что чувствительность МАР с различными радиусами и ПАР к случайным ошибкам возбуждения по амплитуде одинакова.

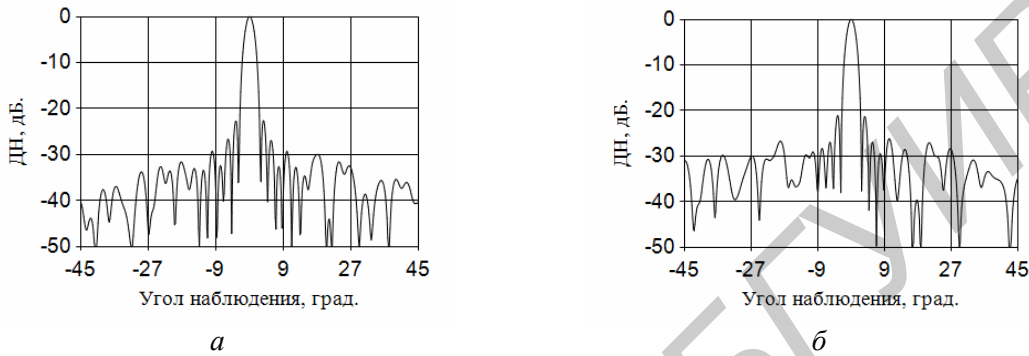


Рис. 5. Реализации ДН при наличии ошибки возбуждения по амплитуде:
а – $Anm = 50\%$, б – $Anm = 100\%$

Влияние случайных ошибок возбуждения по фазе на ДН МАР

Причины появления случайных ошибок возбуждения излучателей по фазе те же, что рассмотренные в предыдущем пункте. Кроме того, на эту фазовую ошибку влияют погрешности в длине фидерных линий, соединяющих излучатели со входами ППМ.

С учетом случайной ошибки возбуждения излучателей по фазе фаза возбуждения излучателя с номером « n » определится выражением $F_n = F_{no} \pm F_n E_r$, где F_{no} – детерминированное значение фазы возбуждения излучателя, $F_n E_r$ – случайная ошибка, расположенная в интервале $0 < F_n E_r < F_{nm}$; F_{nm} – максимальная ошибка возбуждения излучателей по фазе, задаваемая в программе.

Случайные реализации ДН для $F_{nm} = 90^\circ$ для двух амплитудных распределений: $\Delta = 1$, $p = 1$ и $\Delta = 0,3$, $p = 1$ показаны на рис. 6. Из рисунка следует, что реализации характеризуется существенным ростом боковых лепестков во всем диапазоне углов.

На рис. 7 показаны средние ДН для величины случайной ошибки возбуждения по фазе $F_{nm} = 90^\circ$. Усреднение произведено по 100 реализациям. Диаграммы характеризуются высоким уровнем бокового излучения. Диаграммы на рис. 6 практически аналогичны диаграммам на рис. 3, откуда можно сделать вывод о том, что ошибка по положению излучателей аналогична фазовой ошибке. Это легко объясняется теоретически. Действительно, ошибка в положении излучателя обеспечивает дополнительный фазовый набег в точке измерения сигнала.

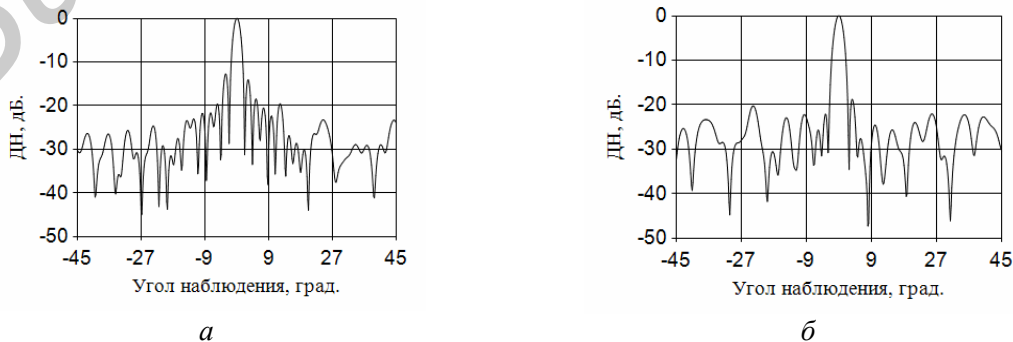


Рис. 6. Реализации ДН при наличии ошибки возбуждения по фазе $F_{nm} = 90^\circ$:
а – $\Delta = 1$, $p = 1$, б – $\Delta = 0,3$, $p = 1$

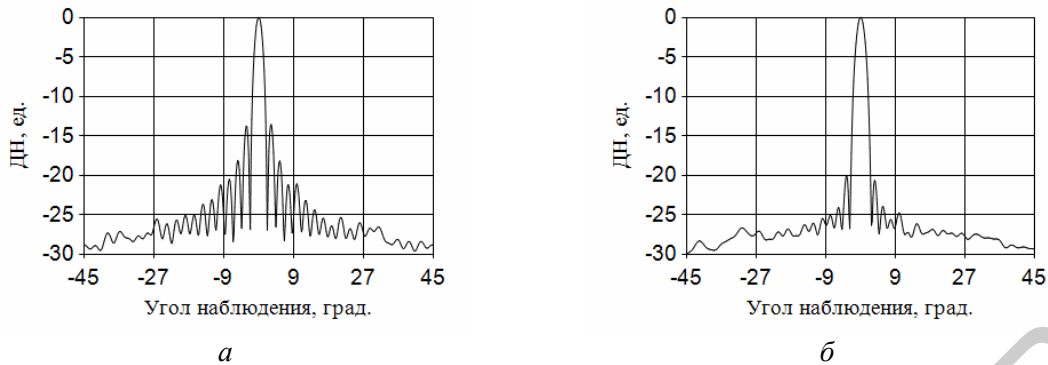


Рис. 7. Средние ДН при наличии ошибки возбуждения по фазе $F_{nm} = 90^\circ$: $a - \Delta = 1, p = 1, F_{bm} = -13,43$ дБ, КНД = 32,67дБ; $b - \Delta = 0,3, p = 1, F_{bm} = -20$ дБ, КНД = 32,53дБ

Для фазовой ошибки были проведены исследования ухудшения среднего значения максимального КНД и среднего значения максимального УБЛ при росте F_{nm} . Результаты этих исследований для амплитудного распределения $\Delta = 0,3, p = 1$ приведены на рис. 8. Следует отметить, что как и для ошибки положения, ДН с низким исходным значением уровня боковых лепестков (УБЛ) обладают наибольшей чувствительностью к случайной ошибке возбуждения по фазе. Ошибка возбуждения по фазе значительно сильнее влияет на ДН, чем ошибка возбуждения по амплитуде. Значения КНД, УБЛ, и величина флуктуаций главного максимума вследствие роста ошибки возбуждения по фазе ухудшаются почти в одинаковой степени для МАР с различным радиусом и в ПАР.

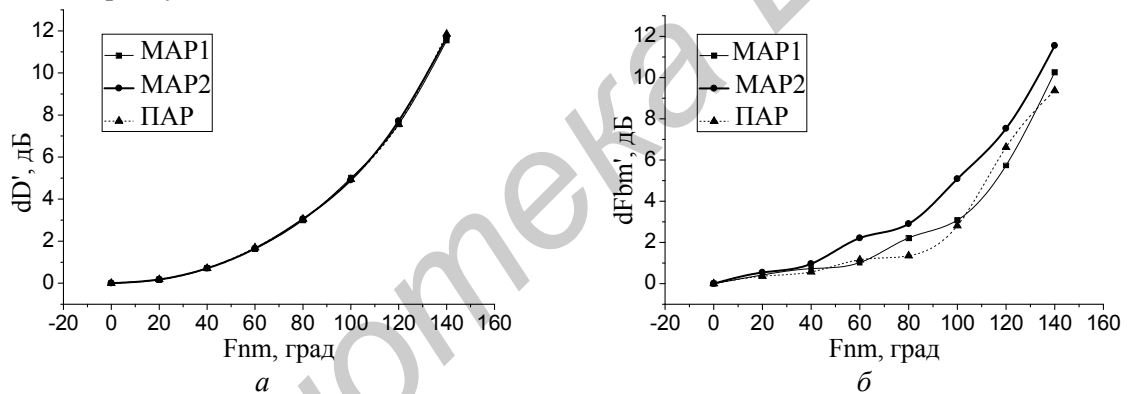


Рис. 8. Зависимости: $a - dD'$ от F_{nm} , $b - dF_{bm}'$ от F_{nm}

Заключение

Исследовано влияние различного типа случайных ошибок на параметры ДН многогранных антенных решеток. Все типы ошибок приводят к ухудшению параметров ДН и снижению КНД многоугольных антенных решеток. Ошибки возбуждения по фазе значительно сильнее увеличивают уровень бокового излучения и уменьшают КНД по сравнению с ошибками возбуждения по амплитуде. Ошибки возбуждения по амплитуде не приводят к флуктуациям главного максимума и росту максимального бокового лепестка. По характеру влияния на ДН ошибки положения идентичны фазовым ошибкам возбуждения. При всех видах случайных ошибок ухудшения среднего значения максимального КНД, среднего значения максимального УБЛ, а также величины флуктуаций главного максимума, количественно почти одинаковы для МАР с различным радиусом и для ПАР.

THE INFLUENCE OF RADIATOR EXCITATION AND POSITION RANDOM ERRORS ON CHARACTERISTICS OF MULTIFACETED ANTENNA ARRAY

D.V. MOSKALIOV

Abstract

The influence of different types of random errors on radiation pattern and directivity of multifaceted antenna array is considered. The behavior of such parameters as average maximum directivity, average maximum side lobe level and main lobe fluctuation value in the presence of random errors is investigated. Multifaceted antenna arrays with different radius are compared each other and with planar array.

Список литературы

1. Шифрин Я.С. Вопросы статистической теории антенн. М., 1970.
2. Шифрин Я.С., Корниенко Л.Г. Антенны. 2000. Вып. 1 (44), С. 3–26.
3. Шифрин Я.С., Корниенко Л.Г. Радиотехника. 1978. Вып. 45. С. 87–98.
4. Шифрин Я.С., Корниенко Л.Г. Радиотехника. Харьков. 1974. Вып. 30. С. 75–84.
5. Сазонов Д.М. Антенны и устройства СВЧ. М., 1988.

Библиотека БГУМР

УДК 621.396

ПРОЕКТИРОВАНИЕ ПРИЕМНОГО ТРАКТА РАДИОМАЯЧНОЙ СИСТЕМЫ АВАРИЙНОГО ПОИСКА БЕСПИЛОТНОГО ЛЕТАТЕЛЬНОГО АППАРАТА

И.И. ЗАБЕНЬКОВ

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

Поступила в редакцию 19 декабря 2011

Предлагается один из вариантов построения цифровой радиомаячной системы аварийного поиска беспилотного летательного аппарата. Проводится ее расчетное проектирование, на основе которого конкретизируются технические параметры на цифровое приемное устройство радиопеленгатора.

Ключевые слова: цифровая радиосистема, проектирование, шумоподобный (ШПС) сигнал, чувствительность, динамический диапазон.

Введение

Основными требованиями к радиомаячной системе поиска беспилотного летательного аппарата (БЛА) являются требования скрытности сигнала, излучаемого радиомаяком БЛА, малый вес и габариты радиомаяка, малая излучаемая мощность и ток потребления. Эти требования могут быть реализованы использованием широкополосного псевдослучайного сигнала и амплитудного метода пеленгации излучаемого радиосигнала. Проектирование такой радиосистемы проведем на основе расчета основных параметров приемного тракта радиопеленгатора.

Расчет чувствительности и динамического диапазона приемного тракта

Чувствительность пеленгационного приемника – это минимальный уровень сигнала, при котором обеспечивается определение пеленга с заданным качеством. Показателем качества для цифровых систем является вероятность ошибки на бит.

При использовании модуляции BPSK зависимость вероятности ошибки на выходе демодулятора от отношения энергии на бит к спектральной плотности шума $\frac{E_B}{N_0}$ выражается следующей формулой [1]:

$$P_B = \int_{\sqrt{2 \cdot E_B / N_0}}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2 \cdot \pi}} \cdot \exp\left(-\frac{u^2}{2}\right) du = Q\left(\sqrt{\frac{E_B}{N_0}}\right),$$

где $Q(X) = \frac{1}{\sqrt{2 \cdot \pi}} \cdot \int_X^{\infty} \exp\left(-\frac{u^2}{2}\right) du$ – гауссовский интеграл вероятности.

Результат расчета, выполненный с помощью компьютерной программы MATLAB, показан на рис.1. Из графика следует, что для обеспечения вероятности ошибки на выходе демодулятора (на входе декодера) в $2 \cdot 10^{-1}$ требуется отношение $\frac{E_B}{N_0} \approx 0$ дБ. В радиомаячной систе-

ме используется расширение спектра сигнала и расчет вероятности ошибки ведется для полезной информации, поэтому полученное отношение энергии на бит к спектральной плотности шума может быть уменьшено в число раз, равное коэффициенту расширения спектра. Расширение спектра является по своей сути видом кодирования сигнала, потому что один бит полезной информации заменяется в этом случае n битами псевдослучайной последовательности.

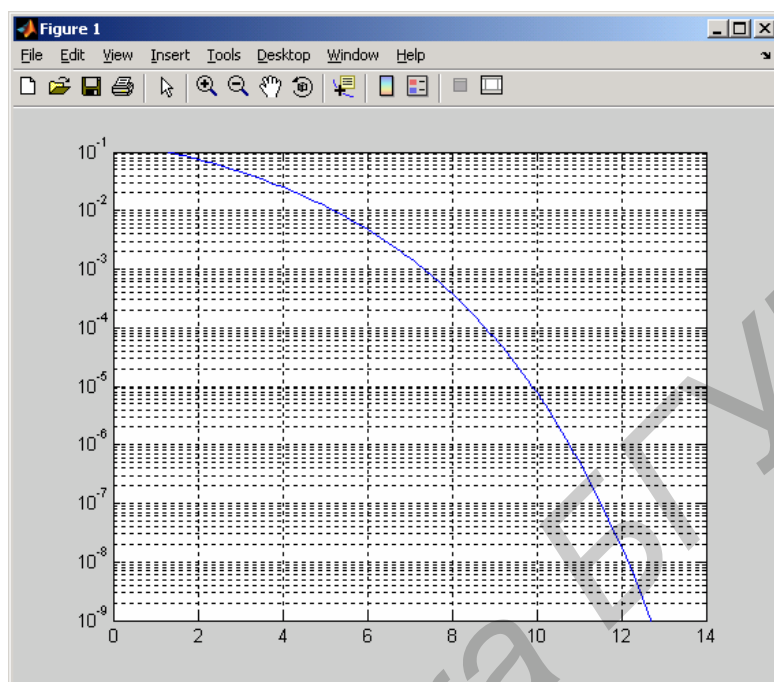


Рис. 1. Зависимость вероятности ошибки приема от отношения сигнал/шум

Тогда соотношение примет вид:

$$\frac{E_C}{N_0} = \frac{kE_B}{nN_0},$$

где E_C – энергия канального бита (после расширения спектра); N_0 – спектральная плотность тепловых шумов (равна -174 дБм/Гц).

Если выбрать для расширения спектра псевдослучайную последовательность (ПСП) длиной 2048 символа, в результате получим:

$$\frac{E_C}{N_0} = \frac{1}{2048} \cdot \frac{E_B}{N_0} \Rightarrow \frac{E_C}{N_0}, \text{ дБ} = \frac{E_B}{N_0}, \text{ дБ} - 10 \cdot \lg\left(\frac{1}{2048}\right) \approx \frac{E_B}{N_0}, \text{ дБ} - 33 \text{ дБ} = -33 \text{ дБ}.$$

Требуемое отношение сигнал/шум для приемника системы рассчитывается на основе отношения энергии сигнала к спектральной плотности шума в зависимости от полосы частот, занимаемой сигналом в эфире, и скорости передачи модулированных символов по каналу связи. Зададим полосу частот одного канала и определим битовую скорость передачи цифрового потока полезной информации.

В соответствии с теоремой Котельникова [1], минимальной полосой для передачи R канальных символов в секунду является полоса $R/2$ Гц. На практике она увеличивается на 10–40 % из-за ограничений на параметры реальных фильтров. Поэтому реальная пропускная способность канала связи снижается до 1,2–1,8 символов в сек/Гц.

Энергия сигнала на один бит вычисляется как мощность сигнала, деленная на скорость передачи битов, а спектральная плотность шума вычисляется как мощность шума, деленная на полосу, поэтому конечное соотношение выглядит так:

$$\frac{E_C}{N_0} = \frac{S}{N} \cdot \frac{W}{R},$$

где S – мощность сигнала, R – скорость передачи символов (при двоичной модуляции BPSK – битов) по каналу связи, W – ширина полосы частот канала, N – мощность шума.

Для расчета чувствительности приемника необходимо определить уровень шумов, поступающих с его входа. Структура приемного тракта проектируемой системы, составленная на основе типовой структуры цифрового приемника [2, 3], будет выглядеть следующим образом.

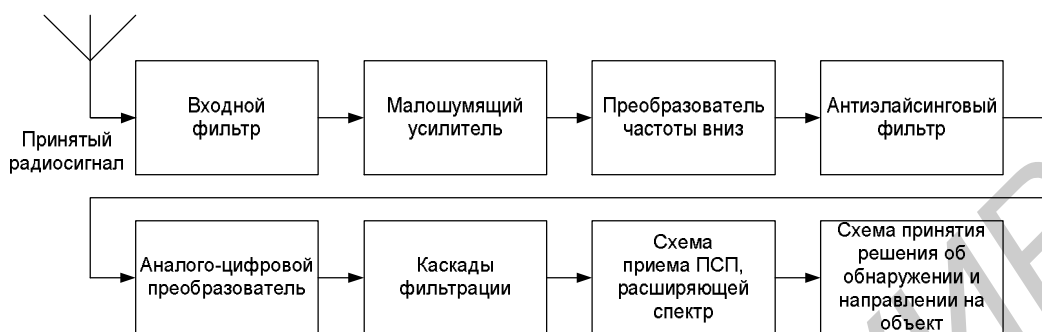


Рис. 2. Структурная схема приемника аварийного пеленгатора БЛА

Из определенного ранее отношения сигнал/шум на входе демодулятора, которое приводит к вероятности ошибки на выходе системы в 0,2 ошибки на один бит и действию на входе приемника только теплового шума источника сигнала – 174 дБм/Гц, оценим параметры каскадов приемного тракта – коэффициент шума и усиление. Для неперестраиваемого полосового входного фильтра, перекрывающего весь заданный диапазон частот, удовлетворительным параметром является вносимое затухание в –2 дБ и коэффициентом шума с величиной, обратной вносимому затуханию, то есть 2 дБ. Маломощный усилитель радиосигнала имеет коэффициент шума 3 дБ и усиление 30 дБ; преобразователь частоты вниз имеет коэффициент шума 8 дБ; антизайсинговый фильтр (фильтр помех наложения, который необходим для корректной работы следующего каскада – аналого-цифрового преобразователя (АЦП)) имеет коэффициент шума 2 дБ. Параметры АЦП необходимо также учитывать, потому что по сравнению с другими устройствами АЦП обладает значительным коэффициентом шума (генерируют собственные шумы квантования). Все каскады после АЦП выполняются в цифровом виде в устройстве цифровой обработки сигналов и не влияют на общий коэффициент шума системы.

Используя известную формулу общего коэффициента шума нескольких соединенных последовательно каскадов (формула Сифорова) [4].

$$F_{total} = F_1 + \frac{F_2 - 1}{K_1} + \frac{F_3 - 1}{K_1 \cdot K_2} + \frac{F_4 - 1}{K_1 \cdot K_2 \cdot K_3} + \dots,$$

проведем расчеты с помощью компьютерной программы MATLAB.

Для микросхемы преобразователя частоты зададим сразу несколько вариантов коэффициента преобразования (0, 3, 6, 9 и 12 дБ) для дополнительного исследования и ниже представим результат расчета.

Коэффициент усиления G_3 преобразователя частоты, дБ: 0; 3; 6; 9; 12.

Общий коэффициент усиления G_{total} приемного тракта, дБ: 26; 29; 32; 35; 38.

Общий коэффициент шума NF_{total} тракта до АЦП, дБ: 6,1; 5,3; 5,1; 5,0; 5,0.

Для дальнейшего расчета выберем наибольший коэффициент усиления, потому что он позволит снизить влияние большого коэффициента шума АЦП на общий коэффициент шума приемного тракта.

Уровень теплового шума в полосе частот $\Delta F = 1$ МГц будет равен

$$N = -174 + 10 \cdot \lg(\Delta F) = -173 + 60 = -113 \text{ дБм.}$$

На входе АЦП тепловой шум при выбранных параметрах приемного тракта (преселектора) будет равен:

$$N_{ADC} = N + G_{total} + NF_{total} = -113 + 38 + 5 = -70 \text{ дБ.}$$

Для выбора АЦП предположим, что собственный шум АЦП, приведенный ко входу АЦП, должен быть не больше, чем тепловой шум, пришедший со входа приемника. Допустим, эти шумы равны. Тогда добавление к тепловому шуму $N_{ADC} = -70$ такого же собственного шума АЦП приведет к увеличению суммарного шума на 3 дБ:

$$N_{total} = -70 + 3 = -67 \text{ дБм.}$$

Определив значение собственного шума АЦП, приведенного ко входу, можно рассчитать параметр, по которому следует производить выбор микросхемы АЦП. Перед этим необходимо также вычислить максимальный уровень сигнала на входе АЦП. Предположим, микросхема квадратурного преобразователя частоты выдает на выходы синфазного (I) и квадратурного (Q) каналов видеосигнал с максимальным напряжением от пика до пика 1 В на нагрузке 1 кОм. Переведем эту величину в дБм:

$$P = 10 \cdot \lg \left(\frac{U^2}{\frac{2 \cdot R}{1mW}} \right) = 10 \cdot \lg \left(\frac{1^2}{\frac{2 \cdot 1000}{0.001}} \right) = -3.$$

С учетом следующего каскада – антиэлайсингового фильтра, имеющего расчетное затухание в 2 дБ – уровень сигнала на входе АЦП составит –5 дБм. Чтобы исключить превышение сигналом уровня полной шкалы АЦП, которое ведет к резкому увеличению искажения и паразитных продуктов спектра, на практике рекомендуется брать уровень полной шкалы АЦП с некоторым запасом. Учитывая это, зададим уровень сигнала полной шкалы АЦП равным не –5, а 0 дБм.

Тогда параметр АЦП SNR (отношение сигнал/шум для АЦП) будет определяться как

$$SNR = FS - N_{ADC} = 0 + 70 = 70 \text{ дБ.}$$

Вторым критерием поиска должна стать частота дискретизации. Как было принято выше, полоса видеочастот сигнала равна 1 МГц, поэтому по теореме Котельникова частота дискретизации должна быть как минимум 2 МГц, а лучше больше для создания запаса в связи с неидеальными характеристиками реальных фильтров.

Микросхема производства Analog Devices [5] – АЦП с разрядностью 16 битов и частотой дискретизации до 40 МГц имеет параметр $SNR \approx 77$ дБ. Формула для вычисления коэффициента шума АЦП следующая:

$$NF = FS + 174 - SNR - 10 \cdot \lg \left(\frac{f_s}{2} \right),$$

где NF – коэффициент шума АЦП в дБ, FS – уровень сигнала полной шкалы АЦП в дБм, SNR – отношение сигнал/шум АЦП как параметр из технической документации, 174 – спектральная плотность мощности теплового шума с обратным знаком, f_s – частота дискретизации.

Для приведенного примера АЦП коэффициент шума будет равен

$$NF = 0 + 174 - 77 - 10 \cdot \lg \left(\frac{4 \cdot 10^7}{2} \right) = 174 - 77 - 76 = 21 \text{ дБ.}$$

Теперь воспользуемся снова приведенным расчетом по формуле Сифорова для расчета общего коэффициента шума приемника (до входа демодулятора BPSK). При этом коэффициент усиления АЦП положим равным 0 дБ, потому что АЦП конвертирует аналоговый непрерывный сигнал в последовательность двоичных кодовых слов, и понятие усиления здесь неприменимо и не имеет значительного влияния, так как АЦП является последним учитываемым в формуле каскадом. Результаты расчета представлены ниже.

Коэффициент усиления G_3 преобразователя частоты, дБ: 0; 3; 6; 9; 12.

Общий коэффициент усиления G_{total} приемного тракта, дБ: 27; 30; 33; 36; 39.

Общий коэффициент шума NF_{total} тракта с учетом АЦП, дБ: 25,0; 19,1; 13,6; 9,1; 6,5.

Результаты расчета показывают, что дополнительное усиление в преобразователе частоты оказывает значительное влияние на общий коэффициент шума, и при выбранном усилении в 12 дБ общий коэффициент шума получился всего на 1,5 дБ больше, чем без АЦП, несмотря на то, что коэффициент шума АЦП, взятый отдельно, оказался самым большим (21 дБ).

Для расчета чувствительности приемного тракта считаем, что коэффициент шума АЦП $N_{ADC} = -70$ дБ [5]. Если вычесть из данной величины усиление приемного тракта, получим уровень сигнала на входе приемника, который сравняется с уровнем шумов на входе АЦП. Этот уровень в литературе называется минимальным детектируемым уровнем сигнала (*MDS* – minimal detectable signal):

$$MDS = -70 - 38 = -108 \text{ дБм.}$$

А так как раньше мы вычислили, что для обеспечения приема сигнала с заданным качеством (вероятность ошибки на выходе демодулятора равна 0,2 ошибки на бит) отношение сигнал/шум на входе демодулятора должно быть – 33 дБ, то реальная чувствительность составит

$$Sens = MDS + S/N = -108 - 33 \approx -141 \text{ дБм.}$$

Оценим предельный уровень сигнала сверху. Поскольку входной сигнал при прохождении тракта приема может иметь максимум в минус 5 дБм на входе АЦП, вычтем из этой величины усиление приемного тракта и получим максимальный уровень сигнала на входе:

$$-5 - 38 = -43 \text{ дБм.}$$

В этом случае динамический диапазон составит $-43 - (-141) = 98$ дБ.

Заключение

Приведенные выше результаты расчета величин основных параметров приемного тракта радиопелегатора оказываются вполне реализуемыми на практике.

RESEIVER DESIGNING ILS OF THE EMEREGENCY UAV SEARCH

I.I. ZABENKOV

Abstract

One of the methods of the construction of a digital ILS emergency UAV search is suggested. Its design engineering, which is specified on the basis of technical parameters of the digital receiver, is carried out.

Список литературы

1. Баскаков С.И. Радиотехнические цепи и сигналы. М., 1988.
2. Прокис Дж. Цифровая радиосвязь. М., 2000.
3. Жодзишский М.И. Цифровые радиоприемные системы. М., 1990.
4. Онищук А.Г., Забеньков И.И., Амелин А.М. Радиоприемные устройства. Минск, 2007.
5. AD6620: Digital Receive Signal Processor. [Электронный ресурс] Режим доступа: http://www.analog.com/static/imported_files/data_sheets/AD6620.

УДК 004.056.5:621.315.6

ТЕПЛОВЫЕ ЭКРАНЫ НА ОСНОВЕ ВЛАГОСОДЕРЖАЩИХ ВОЛОКНИСТЫХ МАТЕРИАЛОВ

АБДУЛЬКАДЕР ХАМЗА АБДУЛЬКАБЕР

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

Поступила в редакцию 22 декабря 2011

Исследованы влагосодержащие волокнистые материалы. Показана возможность их использования в конструкциях тепловых экранов для снижения тепловой заметности подвижных наземных объектов.

Ключевые слова: влагосодержащий волокнистый материал, тепловой экран, температура.

Введение

Излучение среднего и дальнего инфракрасного (ИК) диапазонов различных объектов порождается их собственной теплоотдачей, при этом большая часть теплообмена происходит путем конвекции, т.е. за счет рассеяния тепловой энергии в окружающей среде. Именно поэтому главным демаскирующим фактором остается теплообмен излучением [1].

Инфракрасная сигнатура любого объекта образуется за счет тепла, излучаемого его внешней поверхностью, нагрев которой обусловлен, как правило, функционированием энергетических установок самого объекта. Кроме того, внешние поверхности подвижного объекта, например, военной техники, нагреваются в процессе его эксплуатации и/или из-за механической нагрузки некоторых компонент (самонагрев), а также во время движения [2].

Снижение тепловой заметности объектов сегодня обеспечивается путем применения тепловых экранов, позволяющих обеспечить их охлаждение за счет накопления и поглощения его тепловой энергии конденсированными веществами, массообменного (воздушный или жидкостный) принципа охлаждения [3]. Применение конденсированных веществ является малоэффективным в случае охлаждения поверхности высокоинтенсивных источников ИК-излучения при плотностях теплового потока более 100 Вт/м². При таких режимах излучения тепловой энергии целесообразным является использование систем воздушного или жидкостного охлаждения, а также их комбинирования [4]. Одной из основных проблем при конструировании тепловых экранов является снижение их стоимости при сохранении их высокой эффективности, что может быть реализовано за счет использования влагосодержащих волокнистых материалов, принудительно охлаждаемых воздушным потоком. Кроме того, использование волокнистых материалов позволит обеспечить гибкость конструкции.

Целью настоящей работы являлось исследование влияния воздушного охлаждения на теплоизолирующие свойства волокнистых влагосодержащих материалов.

Методика проведения эксперимента

Для исследования были изготовлены два однослойных тепловых экрана толщиной 5 мм, выполненных на основе волокнистой целлюлозы, пропитанной водным раствором соли щелочноземельного металла. Измерения температурных полей в дальнем инфракрасном диапазоне (8...12 мкм) выполнялись с помощью тепловизора MobIR M4 (разрешение 0,12°C). Погрешность измерения абсолютных температур по абсолютно черному телу по всему полю

зрения прибора составляла $\pm 1^\circ\text{C}$. В качестве источника ИК-излучения использовалась стальная пластина толщиной 3 мм с коэффициентом излучения $\approx 0,9$. Нагрев пластины до температуры 100°C обеспечивался за счет лампы КГ 220-1000-5, установленной в рефлекторе. Напряжение питания лампы регулировалось с помощью автотрансформатора, что позволяло изменять интенсивность излучения ИК-источника (рис. 1).

Методика измерения температуры основана на дистанционном измерении тепловизором температурных полей, распределенных на поверхности исследуемого материала, между внутренней и наружной стороной которого создан перепад температур [5].

Тепловизор устанавливался на расстоянии не менее 2 м от источника ИК-излучения, что исключает влияние теплового потока, исходящего от оператора тепловизора, на температуру зоны проведения измерений. Затем включался источник и его поверхность прогревалась до необходимой температуры, которая контролировалась тепловизором, после чего закрывали источник исследуемым материалом.

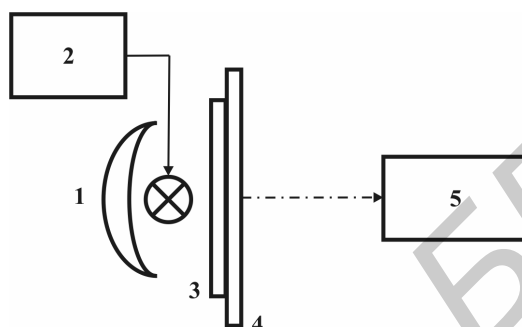


Рис. 1. Схема измерения температуры поверхности материала: 1 – лампа в рефлекторе; 2 – автотрансформатор; 3 – стальная пластина; 4 – исследуемый материал; 5 – тепловизор

Для исследования был изготовлен образец материала, состоящий из торфа, закрепленного в связующем веществе, в качестве которого использовался силикон (рис. 2). Отдельные компоненты синтезируемого материала тщательно смешивались в равных пропорциях до образования вязкой массы. Равномерность распределения в связующем веществе торфа контролировалась визуально. Полученная масса формовалась в листы и подвергалась сушке при комнатной температуре.

Тепловое изображение наружной поверхности материала просматривали и снимали обзорные термограммы, выбрав базовый участок. За базовый принимали участок материала, имеющий линейные размеры свыше двух ее толщин и равномерное температурное поле, которому соответствует минимальное значение выходного сигнала тепловизора.

Участок с нарушенными теплозащитными свойствами выявляли при просмотре тепловых изображений наружной поверхности исследуемого материала. К ним относили участки, тепловое изображение которых не соответствует модели термограммы, и участки, значения выходных сигналов тепловизора от поверхности которых больше на цену деления шкалы изотерм, чем для базового участка.

Теплоизоляционные свойства первого теплового экрана исследовались при его воздушном охлаждении. Нагрев его поверхности продолжался в течение одного часа, при этом контролировался вес конструкции. Второй тепловой экран исследовали при его принудительном воздушном охлаждении, что обеспечивалось за счет использования установки прямоточного вентилятора. В данном случае воздушный поток проходил между влагосодержащей целлюлозой и источником ИК-излучения. Контроль скорости движения воздуха, которая составляла $0,98$ м/с, обеспечивался за счет использования механического чашечного анемометра МС-13.

Результаты и обсуждение

Показано, что экранирование источника ИК-излучения тепловым экраном, выполненным на основе влагосодержащей целлюлозы, приводит к росту температуры его поверхности (см. рис. 2). Этот процесс обусловлен испарением влагосодержащего наполнителя с поверхности экрана, в соответствие с чем масса его уменьшается (см. рис. 3), что способствует снижению его влагосодержания и эффективности функционирования.

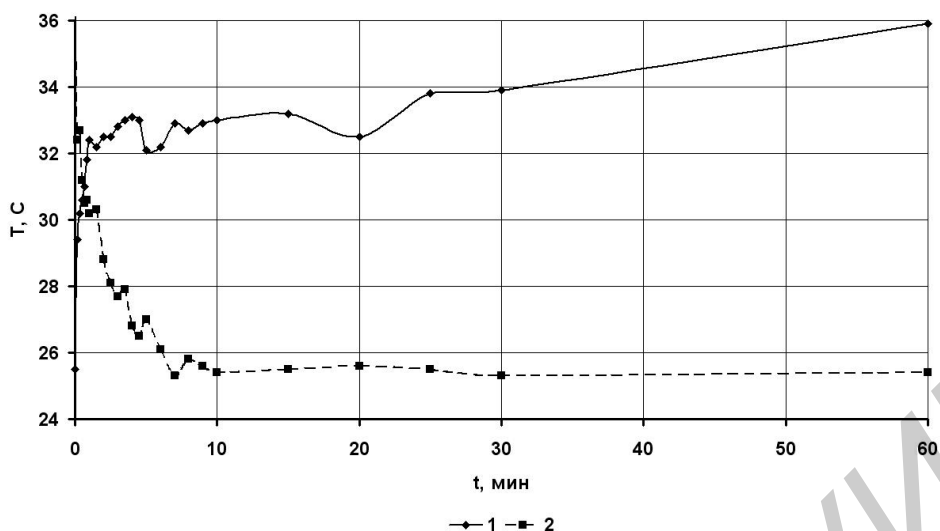


Рис. 2. Зависимость температуры поверхности влагосодержащей целлюлозы (1) и влагосодержащей целлюлозы принудительно охлаждаемой воздушным потоком (2) от времени нагрева

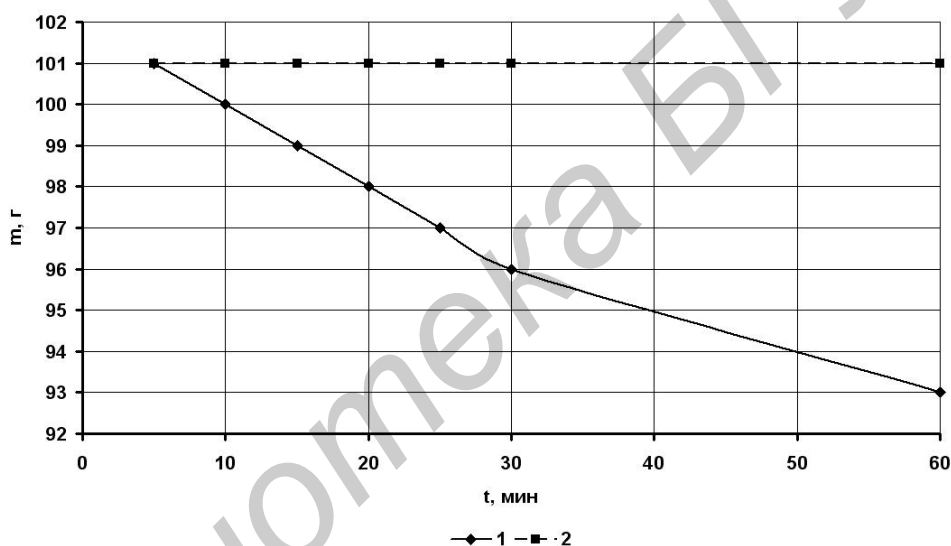


Рис. 3. Зависимость массы влагосодержащей целлюлозы (1) и влагосодержащей целлюлозы принудительно охлаждаемой воздушным потоком (2) от времени нагрева

Установлено, что такой тепловой экран восстанавливает свое влагосодержание в течение 72 ч после прекращения нагрева от источника ИК-излучения за счет сорбции влаги из воздушной среды солью щелочноземельного металла, размещенной в порах материала. Принудительное воздушное охлаждение целлюлозы, пропитанной водосодержащим раствором соли щелочноземельного металла, позволяет снизить температуру поверхности теплового экрана до 25°C (рис. 2) за счет оттеснения теплового потока ИК-источника воздушным потоком, который также обеспечивает пористое охлаждение влагосодержащей целлюлозы. При этом масса, а соответственно и влагосодержание теплового экрана, остаются неизменными с течением времени (рис. 3). Стабильность влагосодержания в данном случае также обуславливается его регенерацией за счет сорбции влаги из воздуха.

Заключение

Таким образом, на основании результатов исследований показана возможность применения влагосодержащих материалов для создания тепловых экранов. Такие материалы характеризуются большой теплоемкостью, что обусловлено используемым водосодержащим наполнителем. Использование водных растворов солей щелочноземельных металлов для их пропитки

обуславливает регенерацию их влагосодержания за счет сорбции влаги из воздушной среды и стабилизацию теплоизолирующих свойств.

При высокой интенсивности теплового потока, излучаемого источником, конвективного теплообмена будет не достаточно для охлаждения поверхности влагосодержащего материала, что продемонстрировано при выполнении исследований, поэтому поверхность влагосодержащего материала принудительно охлаждается воздушным потоком, что позволяет обеспечить температуру его поверхности не более 25°C в течении 10 мин функционирования системы охлаждения при температуре поверхности экранируемого объекта 100°C.

Снижение заметности наземных объектов с помощью таких материалов может быть реализовано за счет их закрепления на поверхности защищаемого объекта с последующим охлаждением воздушным потоком, движущимся между внешней поверхностью объекта и самим материалом при непосредственном перемещении первого.

THERMAL SCREENS ON THE BASIS OF FIBROUS MATERIALS INCLUDING WATER SOLUTIONS

ABDULKABER HAMZA ABDULKADER

Abstract

Fibrous materials including water solutions are explored. Possibility of their use in constructions of thermal screens for decrease thermal perceptibility of the mobile land objects is shown.

Список литературы

1. Зигель Р., Хауэлл Дж. Теплообмен излучением. М., 1975.
2. Борботько Т.В., Колбун Н.В., Лыньков Л.М. и др. Поглотители электромагнитного излучения. Применение в вооруженных силах. Минск, 2006.
3. Полежаев, Ю.В, Юревич Ф.Б. Тепловая защита. М., 1976.
4. Ненашев А.П. Конструирование радиоэлектронных средств. М., 1990.
5. ГОСТ 26629–85. Гос. комитет СССР по делам строительства. М., 1985.

УДК 621.385.6

ИССЛЕДОВАНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК ГИРОТОНА-УМНОЖИТЕЛЯ ЧАСТОТЫ

А.А. КУРАЕВ, В.В. МАТВЕЕНКО, А.К. СИНИЦЫН

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

Поступила в редакцию 19 ноября 2011

Определены оптимальные режимы и найдены предельные параметры гиротона-умножителя частоты, в котором при одинаковом уровне сигнала реализуется двух- четырехкратное умножение частоты с электронным КПД более 79%. Приведены оптимальные параметры и анализ выходных характеристик двухкаскадных гиротонов.

Ключевые слова: СВЧ-усилитель, гиротон, умножение частоты, вычислительный эксперимент.

Введение

В вакуумной СВЧ-электронике принцип умножения частоты позволяет конструировать эффективные источники излучения на высоких частотах, управляемые низкочастотным сигналом от генератора небольшой мощности. В классических СВЧ-приборах О-типа умножение частоты основано на том факте, что в результате начальной скоростной модуляции сигналом на частоте ω в сгруппированном в области дрейфа электронном потоке присутствуют гармоники тока на частотах $n\omega$ достаточно большой амплитуды, вплоть до $n \sim 10$. Поэтому при соответствующей настройке выходной секции прибора, в ней возбуждаются колебания на частоте, кратной частоте сигнала. Следует однако отметить, что ввиду плохого качества пучка, сгруппированного на частотах $n\omega$, КПД таких умножителей заметно понижается с ростом номера гармоники [1].

Принципиально другой тип умножения частоты в СВЧ-приборах с круговой модуляцией релятивистского электронного пучка во вращающейся E_{110} -моду на частоте ω резонатора модулятора предложен в работе [2]. В таком умножителе развернутый по кругу РЭП возбуждает в выходном резонаторе вращающуюся $E_{n1\ell}$ или $H_{n1\ell}$ моду на частоте $n\omega$, т.е. номер гармоники совпадает с азимутальным номером. Основное преимущество такого типа умножителя состоит в том, что в нем реализуется близкий к идеальному по эффективности механизм усиления – все электроны достаточно тонкого пучка, независимо от фазы влета в модулятор, находятся в одинаковых условиях отдачи энергии.

Выполненные в работах [3] расчеты параметров и характеристик гирокон-умножителя (с вращающейся E_{n10} -модой выходного резонатора), в котором реализуется данный тип умножения частоты, подтвердили его реализуемость и достаточно высокую эффективность вплоть до $n=4$. Однако основным недостатком гирокон-умножителя является тот факт, что эффективный отбор энергии во вращающейся E_{n10} -моду возможен на коротком расстоянии при большой амплитуде из-за ухода тормозящей фазы при пролете электроном резонатора отбирателя. Уменьшения амплитуды поля в отбирателе гирокон можно обеспечить за счет использования каскадной схемы из нескольких последовательно расположенных резонаторов на вращающейся E_{n10} -моду. Это, однако, значительно усложняет конструкцию прибора.

Более изящно проблема уменьшения амплитуды поля решается в гиротоне за счет того, что отбор энергии реализован в достаточно протяженном резонаторе на вращающейся моде

при условии гирорезонанса [4]. В данной статье найдены оптимальные параметры и исследуются основные характеристики гиротона-умножителя частоты с отбирателем на вращающейся H_{n1c} моде на частоте $n\omega$.

Схема и принцип действия гиротона-умножителя

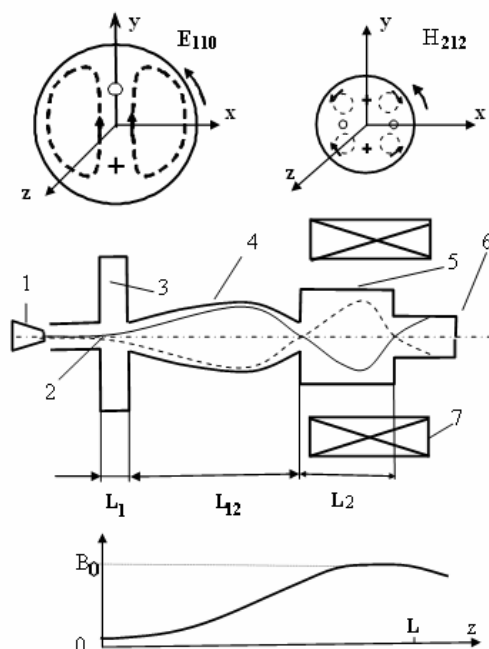


Рис.1. Схема гиротона-умножителя

Конструктивная схема рассматриваемого гиротона-умножителя и распределение ВЧ-полей в резонаторах приведены на рис. 1.

Прямолинейный релятивистский электронный поток 2, формируемый ускорителем 1, входит по оси в модулирующий резонатор 3, в котором сигналом возбуждается E_{110} -поле, вращающееся с частотой ω_0 . Под действием вращающейся поперечной магнитной составляющей этого поля происходит разворот по кругу электронного потока. Электронный поток проходит далее в трубе дрейфа 4, где в нарастающем вдоль оси магнитном поле B_0 происходит увеличение поперечной составляющей скорости электронов v_t за счет уменьшения продольной v_z . Совершив один оборот, электроны в конце трубки дрейфа входят по оси в выходной отбиратель 5, состоящий из протяженного резонатора на вращающейся с частотой $n\omega_0$ моде H_{n1c} . Благодаря тому, что азимутальная скорость вращения такой моды не зависит от n , электроны пучка, независимо от фазы влета в резонатор модулятора при правильной настройке, обеспечивающей условия гирорезонанса и полно-

го отбора [2, 4], проходят отбиратель на вращающейся с частотой $n\omega_0$ моде H_{n1c} в одинаковых условиях торможения. После прохождения отбирателя электронный поток осаждается на коллекторе 6. Соленоид 7 обеспечивает требуемое для гирорезонанса распределение магнитного поля $B_0(z)$ вдоль оси прибора.

Используемая для расчетов математическая модель

Благодаря отсутствию зависимости механизма взаимодействия электронов с полями резонаторов от фазы влета при моделировании рассматриваемых приборов, достаточно ограничиться для тонкого пучка расчетом одной траектории. В расчетах использовалась следующая система безразмерных уравнений траектории электронного пучка:

$$\frac{d\gamma \vec{\beta}}{dz} = - \left\{ A_i \left(\vec{E}_i + [\vec{\beta} \vec{B}_i] \right) + [\vec{\beta} \vec{F}] \right\} / \beta_z; \quad \frac{d\vec{r}_\perp}{dz} = \frac{\vec{\beta}_\perp}{\beta_z}; \quad \frac{d\theta}{dz} = \frac{1}{\beta_z}. \quad (1)$$

Здесь $0 < z < L$; используется декартова и цилиндрическая системы координат $\vec{r}_\perp = \frac{\omega_0}{c} \vec{r}'_\perp = x\vec{x}_0 + y\vec{y}_0 = \varphi\vec{\phi}_0 + r\vec{r}_0$; $\vec{\beta} = \vec{v} / c = \beta_\perp + \beta_z\vec{z}_0$; \vec{v} – скорость электронов пучка; $\vec{\beta}_\perp = \beta_x\vec{x}_0 + \beta_y\vec{y}_0 = \beta_\varphi\vec{\phi}_0 + \beta_r\vec{r}_0$; $\theta = \omega_0 t$ – угол пролета, $\omega_0 = 2\pi c / \lambda_0$ – частота сигнала, λ_0 – его длина волны в открытом пространстве, $\gamma = 1 / \sqrt{1 - |\vec{\beta}|^2}$ – релятивистский фактор, $(L_1, L_2, L_{12}, z) = \frac{\omega_0}{c} (L'_1, L'_2, L'_{12}, z')$ – приведенные длины резонаторов, области дрейфа и продольной координаты (размерные помечены штрихом).

Нормированные компоненты $\{\bar{E}_i, \bar{B}_i\}$ вращающихся E_{110} и $H_{n1\ell}$ – мод резонаторов имеют вид:

E_{110} – мода на частоте ω_0 :

$$\begin{aligned}\bar{E}_1 &= \frac{J_1(r)}{J_1(\mu_{11})} \cos(t - \varphi - \psi_1) \bar{z}_0; \\ \bar{B}_1 &= \frac{J_0(r) - J_2(r)}{2J_1(\mu_{11})} \sin(t - \varphi - \psi_1) \bar{\varphi}_0 + \frac{J_0(r) + J_2(r)}{2J_1(\mu_{11})} \cos(t - \varphi - \psi_1) \bar{r}_0.\end{aligned}\quad (2)$$

$J_1(\nu_{11}) = 0$; $J'_n(\mu_{n1}) = 0$; приведенный радиус резонатора $R_1 = \nu_{11}$, L_1 – задается по усмотрению, нормирующий коэффициент $J_1(\mu_{11})$ выбран таким, чтобы $\max|\bar{E}_1| = 1$.

$H_{n1\ell}$ – мода на частоте $n\omega_0$:

$$\begin{aligned}\bar{B}_2 &= k_z \frac{J_{n-1}(k_r \cdot r) + J_{n+1}(k_r \cdot r)}{2N_n \cdot n} \cos(k_z \cdot z) \sin(n(t - \varphi) - \psi_2) \bar{\varphi}_0 + \\ &+ k_z \frac{J_{n-1}(k_r \cdot r) - J_{n+1}(k_r \cdot r)}{2N_n \cdot n} \cos(k_z \cdot z) \cos(n(t - \varphi) - \psi_2) \bar{r}_0 + \\ &+ k_r \frac{J_n(k_r r)}{N_n \cdot n} \cdot \sin(k_z \cdot z) \cos(n(t - \varphi) - \psi_2) \bar{z}_0; \\ \bar{E}_2 &= -\frac{J_{n-1}(k_r r) - J_{n+1}(k_r r)}{2N_n} \sin(k_z z) \sin(n(t - \varphi) - \psi_2) \bar{\varphi}_0 - \\ &- \frac{J_{n-1}(k_r r) + J_{n+1}(k_r r)}{2N_n} \sin(k_z \cdot z) \cos(n(t - \varphi) - \psi_2) \bar{r}_0.\end{aligned}\quad (3)$$

$k_z = \frac{n}{\beta_p} = \frac{\ell\pi}{L_2}$; $k_r = \sqrt{n^2 - k_z^2} = n\sqrt{1 - 1/\beta_p^2} = \frac{\mu_{n1}}{R_2}$ – волновые числа, β_p – фазовая скорость пар-

циальной H_{n1} волны, $R_2 = \frac{\mu_{n1}}{k_r}$; $L_2 = \frac{\ell\pi}{k_z}$ – приведенные радиус и длина выходного резонатора;

нормирующий коэффициент $N_{1+n} = 0,707; 0,419; 0,36; 0,33$ выбран таким, чтобы $\max|\bar{E}_2| = 1$;

$A_i = eE_{mi} / (m_0\omega_0 c)$, E_{mi} – амплитуда, ψ_i – фаза СВЧ-поля в i -м резонаторе;

$$\vec{F} = F_r(r, z) \bar{r}_0 + F_z(r, z) \bar{z}_0, \quad F_r \cong -\frac{1}{2} r \frac{\partial F_0(z)}{\partial z} + \frac{1}{16} r^3 \frac{\partial^3 F_0(z)}{\partial z^3}; \quad F_z \cong F_0(z) - \frac{1}{4} r^2 \frac{\partial^2 F_0(z)}{\partial z^2};$$

$F_0 = \frac{B'_0(z)e}{m_0\omega_0}$; $B'_0(z)$ – распределение z -составляющей индукции магнитного фокусирующего

поля вдоль оси задавалось постоянным в резонаторах модулятора ($F_z = F_1$) и в резонаторе отбирателя ($F_z = F_2$), а в области дрейфа $F_0(z)$ плавно возрастало вдоль оси от F_1 до F_2 .

Начальные условия задавались следующим образом.

Для расчета усилителя электронный поток подавался по оси входного резонатора: при $z=0$; $\theta=0$; $\beta_z=\beta_0$, $\beta_x=0$, $\beta_y=0$, $x=0$, $y=0$.

Для исследования предельных возможностей отбирателя на его вход по оси подавался электронный поток, имеющий скорость β_0 и питч фактор $q_0 = |\beta_\perp| / \beta_z$:

при $z=0$; $\theta=0$; $\beta_z=\beta_{z0}$, $\beta_x=\beta_\perp$, $\beta_y=0$, $x=0$, $y=0$.

Электронный КПД для электрона проходящего резонатор определялся как

$$\eta = \frac{\gamma(z_{in}) - \gamma(z_{ou})}{\gamma(z_{in}) - 1}; \quad (4)$$

где z_{in}, z_{ou} – координаты входа и выхода из резонатора.

Максимальная напряженность электрического поля в резонаторе выражается через безразмерную амплитуду A_i и длину волны, соответствующую частоте сигнала следующим образом:

$$E_{mi} \left[\frac{\text{кВ}}{\text{см}} \right] = 10 A_i \frac{m_0 \omega_0 c}{e} = 3200 \frac{A_i}{\lambda_0 [\text{см}]} \quad (5)$$

Для медных резонаторов омические потери в стенках выражаются по формулам [5]:

$$P_{\sigma}^{E_{110}} [\text{кВт}] = \frac{260 A_1^2}{\sqrt{\lambda_0 [\text{см}]}} \frac{J_1'^2(\nu_{11})}{J_1^2(\mu_{11})} R_1 (L_1 + R_1), \quad (6)$$

$$P_{\sigma}^{H_{nl}} [\text{кВт}] = \frac{260 A_2^2}{N_n^2 \sqrt{\lambda_0 [\text{см}]}} J_n^2(\mu_{n1}) \sqrt{n} \left(\frac{L_2}{2R_2} \left(\frac{k_z^2}{k_r^2} + \frac{k_r^2}{n^2} R_2^2 \right) + \frac{k_z^2 R_2^2}{n^2} \cdot \left(1 - \frac{n^2}{\mu_{n1}^2} \right) \right) = \alpha_{\sigma} \frac{A_2^2}{\sqrt{\lambda_0 [\text{см}]}}.$$

Результаты расчетов

В гиротоне [4], в отличие от гирокона [3], целесообразно электронный поток вводить в резонатор отбирателя вблизи оси. Это обеспечивает как лучшую технологичность, так и уменьшение дифракционных потерь. Напряжение пучка U_0 выбрано равным 460кВ ($\beta_0=0,85$), таким же, как и в рассчитанном ранее гироконе [3], исходя из условий наилучшего соотношения мощности потерь в резонаторах, выходной мощности и расходимости пучка из-за поля пространственного заряда. С увеличением U_0 эти показатели улучшаются.

Таблица 1. Оптимальные параметры отбирателей с резонатором на H_{n1n} -моду

$\beta_p=1,2; L_2=3,77; \beta_0=0,85; q_0=1,2; \beta_1=0,65; r_0=0;$

n	1	2	3	4
A_2	0,61	0,89	1,39	2,3
ψ_2	0,57	0,44	0,03	-0,24
F_2	1,08	1,17	1,2	1,2
α_{σ}	$1,5201 \cdot 10^3$	$3,0622 \cdot 10^3$	$3,4947 \cdot 10^3$	$3,7351 \cdot 10^3$
η_2	0,90	0,86	0,82	0,80

При таком напряжении условие гирорезонанса $\gamma(1-\beta_z/\beta_p)=F_0$ и условие полного отбора $\gamma(1-\beta_p \cdot \beta_z)=1$ при взаимодействии с попутной парциальной H_{n1} -волной [4] выполняются одновременно при $\beta_p \sim 1,2; q_0 \sim 1 \div 2; F_0 \sim 1,2 \div 1,5$.

Поэтому расчеты производились при $\beta_p=1,2$, а значения q_0, F_0 подбирались исходя из возможности достижения высоких КПД и коэффициента усиления. При таком значении β_p длина резонатора для резонансной моды H_{n1n} ($\ell = n$) на частоте $n\omega_0$ равна $L_2=3,77$ и не зависит от n , а его радиус для $n=1 \div 4$ $R_2 \cong 4,49; 3,72; 3,42; 3,24$ уменьшается несущественно с увеличением n .

При указанных выше исходных параметрах были найдены оптимальные по КПД варианты отбирателя, для четырех значений n , представленные в табл. 1. Для всех вариантов получен КПД более 80%.

Заметим, что если не ограничивать значение q_0 , то теоретически можно получить на тонком пучке КПД более 98%, однако для получения больших значений q_0 требуется значительная мощность сигнала, к тому же критичность таких предельных вариантов резко возрастает и их реализуемость сомнительна. Расчеты также указывают на то, что с увеличением длины резонатора за счет использования более высоких индексов $\ell \gg n$ можно получить такие же значения КПД при более низкой амплитуде A_2 , однако это опять же приводит к повышению критичности относительно начальной толщины пучка. Хотя длина резонаторов выбрана одинаковой, величина амплитуды A_2 с увеличением n значительно возрастает. Оптимальное значение ψ_2 соответствует сдвигу фазы поля относительно направления влета электрона в резонатор.

Анализ показывает, что ввиду короткой длины резонатора L_2 и существенного влияния встречной волны в полученных вариантах условие гирорезонанса выполняется приблизительно

$\gamma(1 - \beta_z / \beta_p) = 1,04 F_0$, а начальные параметры пучка не соответствуют условиям полного отбора энергии $\gamma(1 - \beta_p \cdot \beta_z) = 0,66 \neq 1$.

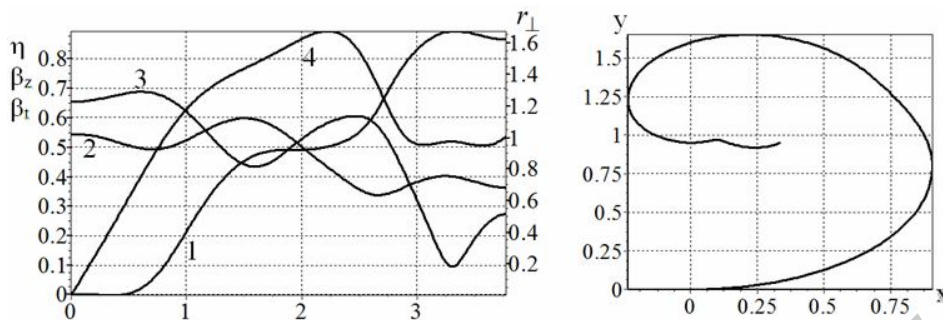


Рис. 2. Изменение характеристик движения электрона вдоль резонатора с H_{212} модой и его поперечная траектория

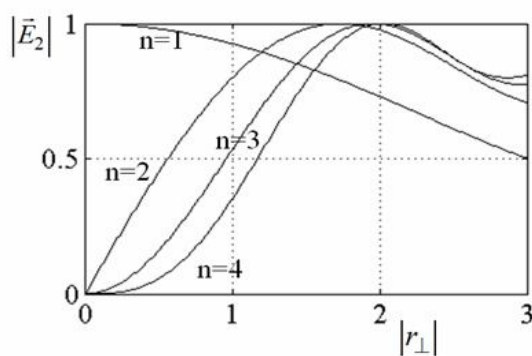


Рис. 3. Зависимость $|\vec{E}_2|$ от r для H_{n1n} -мод: кривые 1÷4 соответствуют $n=1÷4$

происходит эффективный энергоотбор (η интенсивно возрастает) за счет преимущественного уменьшения поперечной составляющей скорости и возрастания продольной. На участке $1,9 < z < 3,77$, соответствующем второй пучности волны H_{212} , процесс повторяется (см. кривые 1, 2, 3). Такие колебания объясняются наличием встречной волны и короткой длиной отбирателя. Проходя резонатор, электроны пучка совершают всего один оборот. На рис. 3 представлены кривые для модуля электрической составляющей нормированной моды отбирателя. Как видно, максимум $|\vec{E}_2|$ соответствует значениям $r=1,5-2$ для $n=2÷4$. Как следует из хода кривой 4 на рис. 2 электроны, отклоняясь от оси на значительное расстояние, достигают области максимальных полей. Приведенные в табл. 1 значения параметра α_σ позволяют сделать оценку тепловых потерь в резонаторе по формуле (6) для заданного значения частоты сигнала, соответствующего длине волны λ и коэффициента умножения частоты n .

При нахождении вариантов множителей подбирались F_1 , амплитуда поля A_1 и длина резонатора L_1 модулятора, длины области дрейфа L_{12} , исходя из обеспечения значений магнитного поля F_2 и питч-фактора q_0 электрона при его входе по оси в отбиратель, близких к оптимальным, приведенным в табл. 1 при заданном уровне мощности сигнала ($\eta_1=0,01$). Расчет показал, что если зафиксировать небольшое значение $F_1 \approx 0,1$ (при увеличении F_1 требуется увеличивать амплитуду модуляции), то, варьируя A_1 , L_{12} и F_2 , возможно с некоторой погрешностью обеспечить требуемые условия оптимального отбора. После чего оптимизировались значения A_2 , ψ_2 . В результате выполненной таким образом оптимизации были получены варианты усилителей, параметры которых приведены в табл. 2.

Характеристики варианта гиротона-удвоителя представлены на рис. 4. Как видно из табл. 2, амплитуда в отбирающем резонаторе усилителя A_2 соответствует оптимальному значению в табл. 1.

На рис. 2 представлены характеристики процесса взаимодействия электронного потока с полем H_{212} моды (вариант 2 табл. 1). Как видно из анализа изменения этих характеристик, в оптимальных условиях происходит практически монотонный отбор энергии пучка – электронный КПД (η) возрастает, при этом как продольная, так и его поперечная составляющие скорости (β_z , β_t) уменьшаются, совершая колебания – на начальном участке $0 < z < 0,6$ происходит увеличение поперечной составляющей скорости за счет уменьшения продольной при отсутствии энергообмена с полем ($\eta=0$), на следующем участке $0,6 < z < 1,6$

Таблица 2. Оптимальные параметры умножителей $\beta_0=0,85, F_1=0,1$

n	1	2	3	4
A_1	0,66	0,66	0,66	0,66
L_1	0,98	0,98	0,98	0,98
η_1	-0,01	-0,01	-0,01	-0,01
L_{12}	9,8	10,2	9,8	10,1
q_0	1,11	1,13	1,11	1,13
A_2	0,50	0,79	1,29	2,2
ψ_2	0,31	-0,99	0,72	-0,10
L_2	3,77	3,77	3,77	3,77
η_2	0,86	0,85	0,83	0,8
F_2	1,2	1,2	1,2	1,2
η_Σ	0,85	0,84	0,82	0,79
$K_u[\text{Дб}]$	19,3	19,2	19,1	19

При исследовании критичности гиротона-умножителя по отношению к толщине электронного пучка, он моделировался набором из $K=8\div 16$ электронных траекторий. При этом на входе для этих траекторий задавались условия вида $z=0; \theta=0; \beta_z=\beta_0, \beta_x=0, \beta_y=0, x_0=0, y_0=0, x_k=r_0\cos(2\pi k/K), y_k=r_0\sin(2\pi k/K), k=1..K$. Рис. 5 иллюстрирует зависимость КПД от начального радиуса электронного пучка r_0 . Анализ этих зависимостей указывает на то, что в умножителе предъявляются довольно жесткие ограничения на толщину пучка. Так, например, чтобы сохранить КПД на уровне 70% при частоте выходного сигнала, соответствующей $\lambda=20$ см, толщина пучка ($2r_0$) не должна превышать 1,7 см, 1,2 см, 1,0 см, 0,4 см для $n=1\div 4$ соответственно.

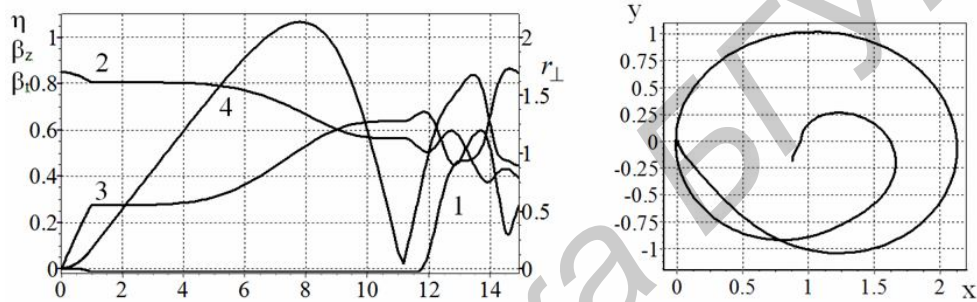


Рис. 4. Изменение характеристик движения электрона вдоль усилителя с H_{212} модой в отбирателе и поперечная траектория: кривые 1 – η , 2 – β_z , 3 – β_t , 4 – $|r_\perp|$

Предельные возможности умножителей на частотах, кратных частоте сигнала

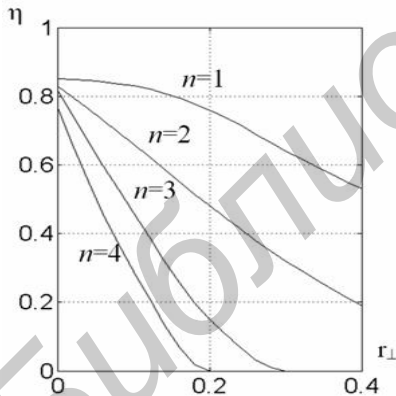


Рис. 5. Зависимость КПД от толщины пучка с разными модами

Если принять, что пробивная напряженность поля $E_{пр} \sim 200 \text{ кВ/см}$, то из (5) получаем оценку предельной длины волны сигнала гиротона-умножителя $\lambda > 16A \text{ см}$. Отсюда, исходя из значений A табл. 1, получаем при $n=1,2,3,4$ предельное значение длины волны сигнала $\lambda \sim 8, 13, 21, 35$ см для электронного пучка с напряжением 460 кВ.

Вторым важным фактором, влияющим на использование гиротона, является отношение мощности потерь в выходном резонаторе к выходной мощности. Используя (6) и значения α_σ, A_2 табл. 1 и 2, получаем при $n=1,2,3,4$ для значений длины волны сигнала $\lambda \sim 20, 40, 60, 80$ см (т.е. выходная мощность на $\lambda=20$ см), значения мощности потерь в отбирателе $P_{ст} \sim 0,85 \text{ МВт}, 3 \text{ МВт}, 7,5 \text{ МВт}, 20 \text{ МВт}$ соответственно. Если учесть, например, что для тока пучка 200А выходная мощность для всех рассматриваемых умножителей) составляет $73\div 78 \text{ МВт}$, то доля омических потерь мощности составит 1%, 4%, 10%, 26%. Мощность сигнала в модуляторе $P_{сиг} = U_0 I_0 \eta_1 + P_\sigma^{E_{110}} \approx (0,9 + 0,24) \text{ МВт}$. Следует отметить, что вышеприведенные расчеты выполнены для умножителей с одинаковыми параметрами модулятора. Если для учетверителя использовать отдельный модулятор с повышенным значением магнитного поля, то потери мощности можно снизить: так при $F_2 = 1,54; A_2 = 1,7; \eta = 0,79; P_\sigma^{H_{414}} = 12 \text{ МВт}$ и относительные потери составят не 26%, а 16%.

Заключение

Впервые предложен и на основе вычислительного эксперимента обоснован гиротон–умножитель частоты, в котором, ввиду специфического механизма усиления сигнала, теоретически достигается двух- четырехкратное умножение частоты при одинаковом коэффициенте усиления с КПД более 79%. Показано, что такие умножители могут быть эффективны для получения большой СВЧ мощности в диапазоне длин волн больших 20 см.

RESEARCHING THE CHARACTERISTICS OF FREQUENCY GIROTON-MULTIPLIER

A.A. KURAEV, V.V. MATVEENKO, A.K. SINITSYN

Abstract

Optimal regimes are identified and limits frequency of giroton-multiplier, in which the same signal level is from twofold to fourfold frequency multiplication with electronic efficiency more than 79%, are found. The optimal parameters and analysis of output characteristics of two cascade girotons are described.

Список литературы

1. *Березин В.М.* Электронные приборы СВЧ. М., 1985.
2. *Кураев А.А.* // Докл. АН БССР. 1989. Т. 33, №1.
3. *Matveenko V.V., Sinitsyn A.K.* // Multiplication of Frequency in a Gyrocon with a longitudinal Magnetic Field. XII IEEE IVEC 2011. Feb 21–24. Bangalore, India. P. 449–450.
4. *Матвеевко В.В., Синицын А.К.* // Докл. БГУИР. 2011. №5, С. 12
5. *Федоров Н.Н.* Основы электродинамики. М., 1980.

УДК 004.056.5:621.315.6

ЭКРАНЫ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ИЗЛУЧЕНИЯ НА ОСНОВЕ ПОРОШКООБРАЗНЫХ ОТХОДОВ ОЧИСТКИ ВАГРАНОЧНЫХ ГАЗОВ

О.В. БОЙПРАВ, М.Р. НЕАМАХ, В.Б. СОКОЛОВ

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

Поступила в редакцию 9 января 2012

Приводятся результаты исследований влияния шлама очистки ваграночных газов с фракциями различного размера на ослабление электромагнитных излучений частотного диапазона 0,8...16 ГГц. Показана целесообразность использования этих материалов для изготовления композиционных широкодиапазонных экранов электромагнитных излучений, обладающих низкой стоимостью.

Ключевые слова: композиционные экраны, коэффициент отражения электромагнитного излучения, коэффициент передачи электромагнитного излучения, мощность электромагнитного излучения, шлам очистки ваграночных газов.

Введение

Современный этап развития общества характеризуется существенным возрастанием актуальности проблем обеспечения безопасности во многих сферах жизнедеятельности, в число которых входит и информационная сфера. Посредством ее в настоящее время реализуется значительная часть угроз безопасности. Поскольку для сбора конфиденциальных сведений, как правило, используются технические средства перехвата, то одним из важных направлений деятельности любого государства является защита информации от утечки по техническим каналам, которые образуются, например, за счет побочных электромагнитных излучений и наводок, создаваемых функционирующими в широком частотном диапазоне средствами обработки данных [1]. Это направление деятельности реализуется посредством разработки эффективных, широкодиапазонных, технологичных и удобных в эксплуатации экранов электромагнитных излучений (ЭМИ).

На сегодняшний день существует несколько способов их реализации [2]. Первый заключается в создании четвертьволновых конструкций, в которых слой поглощающего материала располагается на расстоянии $\lambda/4$ перед проводящей поверхностью. Принцип работы таких экранов основан на явлении суперпозиции волн. В случае, когда волны, отраженные от поверхностей верхнего слоя и основы, на которую он нанесен, находятся в противофазе и одинаковы по амплитуде, происходит их взаимная компенсация. К недостаткам конструкций данного типа относятся узкополосность, ухудшение поглощающих свойств при наклонном падении электромагнитной волны, зависимость от поляризации и необходимость увеличения толщины при уменьшении частоты ЭМИ [3].

Для расширения рабочего диапазона частот используются экраны ЭМИ градиентного типа, характеристики которых (ϵ , μ и $tg \delta$) увеличиваются по мере проникновения ЭМИ вглубь материала. Недостатками этих конструкций являются сложность изготовления и необходимость использования радиопоглощающих материалов с толщиной кратной длине волны в свободном пространстве, что становится критичным для задач снижения отражений в области частот ниже 1 ГГц, особенно при ограничении на общие габаритные размеры экрана.

Наиболее простой способ изготовления экранов ЭМИ заключается во введении в материал компонента с отличной от нуля мнимой частью магнитной проницаемости μ'' . Наряду с электропроводящими наполнителями при создании подобного типа радиопоглощающих материалов, называемых композиционными, используются магнитные наполнители – порошкообразные ферриты.

Ферриты представляют собой химические соединения оксида железа (Fe_2O_3) с оксидами других металлов. Одно из основных достоинств ферритов заключается в их высоком удельном электрическом сопротивлении ($10^4 \dots 10^{12}$ Ом·см в зависимости от химического состава) в сочетании с достаточно высоким значением магнитной проницаемости. Эффективная удельная проводимость ферритов увеличивается с ростом частоты, т.к. существенную роль в проводимости играют токи смещения, возникающие в ферритах в переменных полях [4].

Применение ферритовых наполнителей в радиопоглощающих материалах является приемлемым, так как материал характеризуется высокой технологичностью и большими значениями магнитной проницаемости μ'' , которая позволяет обеспечить лучшее согласование металлических и поглощающих слоев со свободным пространством [5]. Этими же свойствами, наряду с низкой стоимостью, обладают и шламы очистки ваграночных газов (ШОВГ).

Целью работы является исследование экранирующих характеристик (коэффициентов отражения и передачи, уровня проходящей мощности ЭМИ) ШОВГ с фракциями различного размера.

Методика проведения эксперимента

В качестве основных материалов для проведения исследования были взяты 3 вида ШОВГ, имеющих одинаковый состав и отличающихся друг от друга размером фракций: 30 мкм – крупные, 20 мкм – средние, 5 мкм – мелкие. ШОВГ представляет собой соединения оксидов металлов, наименования и процентные содержания которых приведены в таблице [6].

Состав ШОВГ

Оксид	SiO_2	CaO	Fe_2O_3	Na_2O	MgO	Al_2O_3	SO_3	K_2O
Содержание, % по масс.	24,35	22,66	11,37	3,38	3,57	3,25	2,68	1,96

При проведении эксперимента ШОВГ помещались в кюветы, выполненные из органического стекла и имеющие расстояние между передней и задней стенками 8 мм.

Эффективность экранирования ЭМИ материалом оценивалась соотношением между напряженностями электрического поля в точке пространства при отсутствии и наличии в ней этого материала и характеризовалась коэффициентами отражения и передачи ЭМИ.

Для исследования экранирующих характеристик использовался панорамный измеритель коэффициентов передачи и отражения *SNA* 0,01–18, работающий по принципу раздельного выделения и непосредственного детектирования уровней падающей и отраженной волн. Измерения выполнялись с усреднением результата в 3 раза и включали в себя три этапа.

На первом этапе осуществлялась калибровка, во время проведения которой устанавливался оптимальный уровень мощности для работы детекторов измерителя. В данной модификации измерителя калибровка выполнялась автоматически.

Второй этап заключался в измерении коэффициентов передачи по схеме, изображенной на рис. 1. При этом генератор качающейся частоты (ГКЧ) измерителя формировал сигнал в заданной полосе частот и через блок *A/R* подавал его в передающую антенну. Блок обработки измерительных сигналов регистрировал ЭМИ, прошедшее через исследуемый образец.

Третий этап заключался в измерении коэффициентов отражения. При этом на выходе устанавливался короткозамыкатель, ГКЧ измерителя формировал сигнал в заданной полосе частот и через блок *A/R* подавал его в передающую антенну. Блок обработки измерительных сигналов регистрировал ЭМИ, отраженное от исследуемого образца. Относительная погрешность измерений составила $\pm 1\%$.

Измерения уровней мощности ЭМИ, прошедшей через ШОВГ, осуществлялись с помощью установки, схема которой представлена на рис. 2. Измерения включали в себя два этапа. На первом этапе осуществлялась калибровка, в процессе которой определялись уровни

мощности ЭМИ генератора в полосе частот 0,8...16 ГГц, соответствующие уровням мощности ЭМИ на приемной антенне в 1 мВт, 2 мВт, 3 мВт, 4 мВт и 5 мВт. При этом между передающей и приемной антеннами образец не устанавливался. С целью увеличения точности дальнейших измерений калибровка на каждой из частот проводилась десятикратно.

На втором этапе между антеннами размещался исследуемый материал и на каждой из частот с помощью генератора на передающей антенне поочередно формировались ЭМИ с уровнями мощности 1 мВт, 2 мВт, 3 мВт, 4 мВт и 5 мВт, и снимались показания измерителя РМ 0,01–39,5. Относительная погрешность измерений составила $\pm 5\%$.

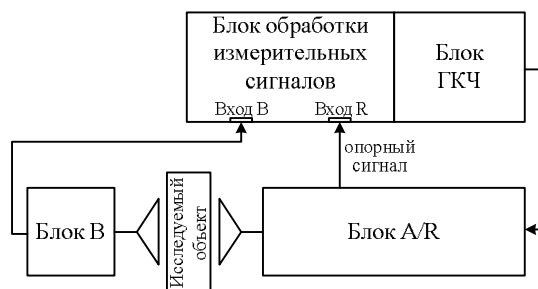


Рис. 1. Структурная схема измерительной установки SNA 0,01-18

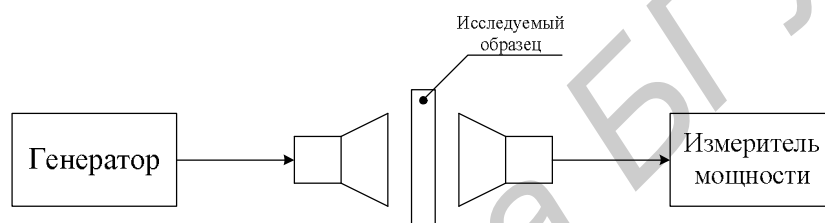


Рис. 2. Структурная схема измерения уровня мощности ЭМИ, прошедшей через защитный экран

Результаты и их обсуждение

Частотные зависимости коэффициентов отражения (S_{11}) и передачи ЭМИ (S_{21}) для каждого из трех исследуемых видов ШОВГ приведены на рис. 3 и 4 соответственно.

Установлено, что из всех рассмотренных образцов более эффективное экранирование присуще ШОВГ с размером фракций 20 и 30 мкм: в диапазоне частот 1...16 ГГц значения коэффициентов отражения для данных материалов лежат в пределах $-8...-16$ дБ, а коэффициентов передачи – $-5...-16$ дБ.

Способность среды поглощать ЭМИ определяется ее электрическими и магнитными свойствами, к которым относятся удельная электропроводность, диэлектрическая и магнитная проницаемости [7]. Размер фракций влияет на величины удельного электрического сопротивления, магнитной и диэлектрической проницаемостей порошкообразных соединений оксидов металлов: при увеличении размера фракций увеличивается значение магнитной проницаемости, а значит, и возрастает уровень магнитных потерь энергии ЭМИ в порошке. Кроме того, при увеличении размера фракций увеличивается размер диэлектрического слоя между ними, а значит, увеличивается диэлектрическая проницаемость материала, ведущая к росту диэлектрических потерь энергии ЭМИ. Эти явления объясняют улучшение эффективности экранирования ШОВГ с возрастанием размера частиц [4].

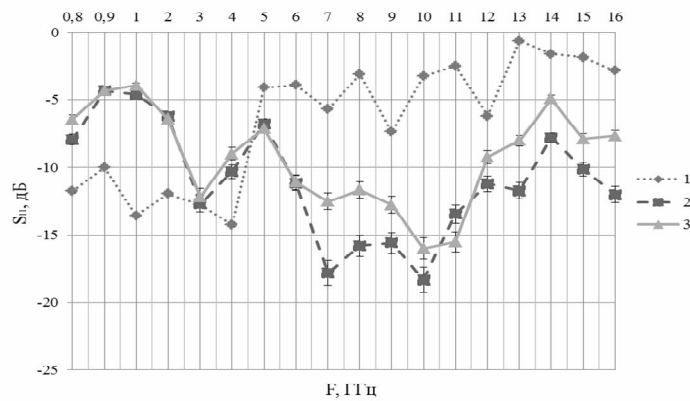


Рис. 3. Частотные зависимости коэффициентов отражения ШОВГ с размером фракций: 1 – 5 мкм, 2 – 20 мкм, 3 – 30 мкм

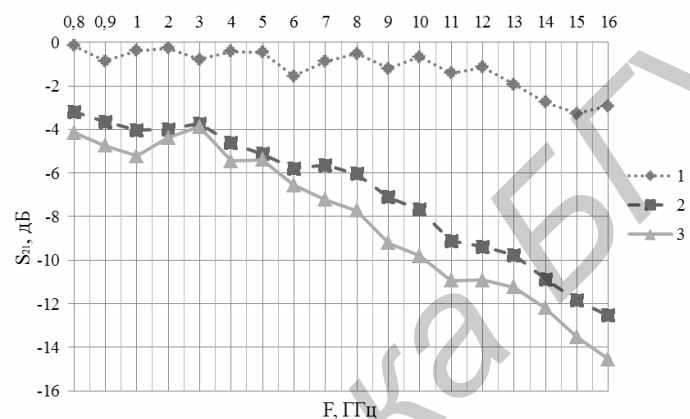


Рис. 4. Частотные зависимости коэффициентов передачи ШОВГ с размером фракций: 1 – 5 мкм, 2 – 20 мкм, 3 – 30 мкм

Частотные зависимости уровней прошедшей через каждый из исследованных видов ШОВГ мощности ЭМИ при разных уровнях падающей мощности представлены на рис. 5–7.

Из всех рассмотренных образцов более эффективное ослабление мощности ЭМИ обеспечивают ШОВГ с размером фракций 20 и 30 мкм. Это связано с тем, что данные материалы, как отмечалось выше, имеют более высокие, чем у порошков с размером фракций 5 мкм, значения диэлектрической и магнитной проницаемостей, а значит, и обеспечивают больший уровень потерь мощности ЭМИ.

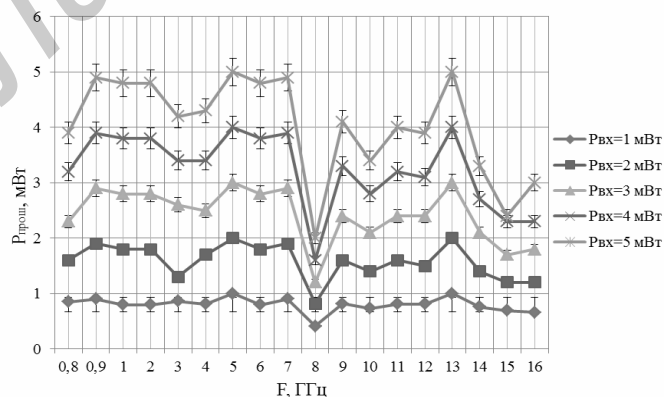


Рис. 5. Частотные зависимости уровня прошедшей мощности ЭМИ для ШОВГ с размером фракций 5 мкм

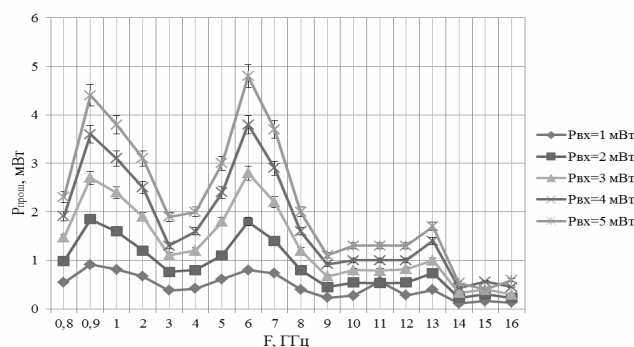


Рис. 6. Частотные зависимости уровня прошедшей мощности ЭМИ для ШОВГ с размером фракций 20 мкм

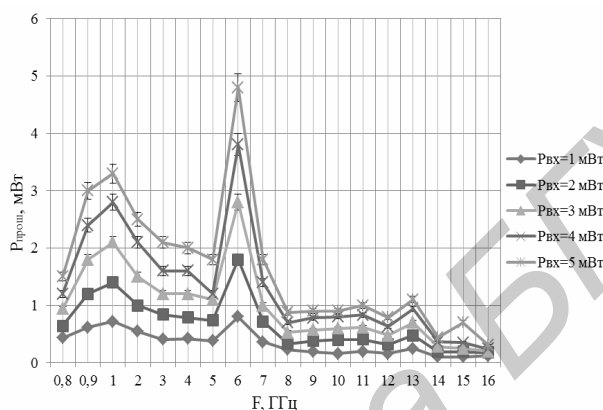


Рис. 7. Частотные зависимости уровня прошедшей мощности ЭМИ для ШОВГ с размером фракций 30 мкм

Заключение

Установлено, что размер фракций ШОВГ оказывает влияние на экранирующие характеристики данных порошкообразных материалов. Это позволяет формировать на их основе конструкции экранов ЭМИ с требуемыми значениями коэффициентов передачи и отражения. Увеличение эффективности таких экранов в диапазоне частот до 10 ГГц возможно за счет создания многослойных конструкций.

Показано, что наибольшим ослаблением уровня прошедшей мощности ЭМИ обладают ШОВГ с размером фракции 30 мкм, что является перспективным для их использования в экранирующих ЭМИ панелях для внутренней отделки выделенных помещений и защиты информации от утечки по электромагнитному каналу. Порошкообразный ШОВГ является технологичным материалом, что позволяет формировать на его основе композиционные экраны ЭМИ, характеризующиеся широкодиапазонностью экранирующих свойств [8] и невысокой стоимостью.

ELECTROMAGNETIC INTERFERENCE SHIELDS ON THE BASIS OF POWDERY WASTE GAS CLEANING CUPOLA

O.V. BOIPRAV, M.R. NEAMAN, V.B. SOKOLOV

Abstract

Results of researches of silt of the cupola gases clearing with the various fractions size influence on electromagnetic radiations easing on band 0,8 ... 16 GHz are resulted. The expediency of using these materials for manufacturing of the broadband composite screens possessing, having small values reflexion and transfer factors, high processability and low cost are shown.

Список литературы

1. Хорев А.А. Способы и средства защиты информации. М., 2000.
2. Островский О.С., Одаренко Е.Н., Шматько А.А. // ФИП. 2003. №2. С. 161–173.
3. А.Г.Гуревич. Магнитный резонанс в ферритах и антиферромагнетиках. М., 1973.
4. Шольц Н.Н., Пискарев К.А. Ферриты для радиочастот. М., 1966.
5. Ковнеристый Ю.К., Лазарева И.Ю., Раваев А.А. Материалы, поглощающие СВЧ-излучения. М., 1982.
6. Протокол испытаний №5018 от 23.02.2011. НИИППРУП «Институт НИИСМ». Научно-исследовательская лаборатория физхимии силикатов.
7. Лыньков Л.М., Богуш В.А., Глыбин В.П. Гибкие конструкции экранов электромагнитного излучения. Мн., 2000.
8. Tsanov T., Mokreva P., Terlemezyan L. // *Polymers & Polymer Composites*. 1997. №7. P. 483–492.

Библиотека БГУИР

УДК 621.382

ОСОБЕННОСТИ ЭЛЕКТРОХИМИЧЕСКОГО ОСАЖДЕНИЯ НИКЕЛЯ В МЕЗОПОРИСТЫЙ КРЕМНИЙ

А.Л. ДОЛГИЙ, С.Л. ПРИЩЕПА, В.А. ПЕТРОВИЧ, В.П. БОНДАРЕНКО

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

Поступила в редакцию 19 декабря 2011

Методом электрохимического анодирования в растворе фтористоводородной кислоты на поверхности монокристаллических кремниевых пластин сформированы слои мезопористого кремния. Электрохимическим методом в пористый кремний проведено осаждение никеля. Исследована зависимость поверхностного потенциала мезопористого кремния от времени осаждения никеля. Сканирующая электронная микроскопия использована для изучения структуры полученных образцов. Установлено, что на начальных стадиях осаждения в нижней части пористого слоя происходит формирование зерен никеля размерами до 30–60 нм. В процессе осаждения размеры зерен увеличиваются до 40–70 нм и увеличивается их количество. При больших временах осаждения начинается рост зерен никеля на поверхности пластин, причем осаждаемый слой никеля достаточно плотен, а размеры зерен никеля в этом слое не превышают 10 нм. Показано, что, осуществляя контроль величины поверхностного потенциала в процессе электрохимического осаждения, можно определить момент полного заполнения каналов пор никелем и начала роста сплошной пленки на поверхности образца.

Ключевые слова: электрохимическое анодирование кремния, электрохимическое осаждение никеля, пористый кремний, сканирующая электронная микроскопия.

Введение

Наностолбики из ферромагнитных материалов (Ni, Co, Fe), инкорпорированные в матрицу из диэлектрического материала, являются предметом интенсивных исследований последнего десятилетия. Интерес к подобным объектам вызван тем, что на них наблюдается эффект колоссального магнитосопротивления [1], когерентных спиновых волн [2] и др. В силу большого аспектного отношения таких нанообъектов их отличительной особенностью является высокая магнитная анизотропия. Все это в совокупности делает их весьма перспективными для создания устройств магнитной памяти с высокой плотностью упаковки.

Существует несколько методов получения наностолбиков ферромагнетика. К таковым относится вакуумное осаждение на пористую подложку. Подобным образом в работе [3] были сформированы наностолбики из Co в матрице пористого анодного оксида алюминия (ПАОА). Однако степень заполнения пор при вакуумных методах невелика, а диаметр получаемых наностолбиков, определяемый диаметром пор, нельзя снизить до значений менее 100 нм. Вакуумное осаждение металла в меньшие поры выглядит весьма проблематичным. С этой точки зрения перспективными являются методы химического и электрохимического осаждения металлов в нанопористые подложки.

подавляющее число работ по получению площадей наностолбиков из ферромагнитных материалов выполнено с использованием матрицы из ПАОА [4]. Вместе с тем, подложки из пористого кремния (ПК) предоставляют дополнительные уникальные возможности, снижая размеры пор до единиц нанометров и увеличивая их глубину до сотен микрометров. При этом пористость образцов варьируется в широких пределах, от 20% до 80%. В связи с этим матрицы

из ПК представляют особый интерес в качестве темплайтов для выращивания наностолбиков магнитных материалов с высокой магнитной анизотропией.

Металл в поры ПК может осаждаться химическим методом. Осаждение ведется непосредственно из раствора электролита. К недостаткам данного метода относится частичное окисление кремния в процессе осаждения металла, что может негативно сказаться на электрофизических свойствах структур, или, в зависимости от состава и кислотности электролита, выделение водорода, что препятствует заполнению пор металлом. Необходимо отметить, что в обычно используются достаточно низкие концентрации ионов металла в растворе, что негативно сказывается на скорости осаждения [5].

В то же время электрохимическое осаждение металлов в ПК является простым, но достаточно эффективным способом получения различных композитных структур [6–9].

В настоящей работе исследованы особенности электрохимического осаждения никеля в образцы мезопористого кремния. Пористый кремний, металлизированный никелем, представляет интерес для создания бета-вольтаических преобразователей энергии [9] и магнитных устройств хранения информации, благодаря наличию анизотропии магнитных свойств [10].

Экспериментальная часть

Для получения образцов мезопористого кремния использовались кремниевые пластины диаметром 100 мм марки КЭС-0,01 с ориентацией (100). Пластины были вырезаны из монокристаллических слитков, выращенных методом Чохральского. Пластины подвергались химической обработке в перекисно-аммиачном растворе, сушились на центрифуге и затем разрезались на квадратные образцы размером 3×3 см. Для проведения электрохимических процессов использовалась фторопластовая ячейка с активной областью обработки в виде круга площадью 2 см². Контакт к обратной стороне образцов обеспечивался графитовым электродом. В качестве вспомогательного электрода использовалось кольцо из платиновой проволоки. Перед электрохимическим анодированием с образцов кремния удалялся естественный окисел в 5%-м водном растворе фтористоводородной кислоты (HF). Слой пористого кремния формировались электрохимическим анодированием в водно-спиртовом растворе фтористоводородной кислоты состава 1:3:1=HF:H₂O:(CH₃)₂CHOH. Анодирование проводилось в гальваностатическом режиме при плотности тока 80 мА/см² в течение 200 с, что обеспечивало получение слоев мезопористого кремния с пористостью 70% и толщиной 10 мкм.

Никель осаждался в пористый кремний из водного электролита состава 213 г/л NiSO₄·7H₂O, 5 г/л NiCl₂·6H₂O, 25 г/л H₃BO₃ и 3 г/л сахарина. Использовался гальваностатический режим осаждения при плотности тока 3,5 мА/см². Применение данного электролита и сравнительно небольшой плотности тока позволяет проводить осаждение никеля вглубь пористого слоя, избегая закупорки пор у поверхности на ранних стадиях процесса [6, 7]. Было изготовлено 5 образцов с разным временем осаждения никеля. Времена осаждения составляли 5, 15, 30, 60 и 80 мин. Во время осаждения никеля при помощи хлор-серебряного электрода сравнения измерялся потенциал на границе пористый кремний – электролит.

Для изучения структуры образцов использовался растровый электронный микроскоп (РЭМ) Hitachi-S4800 и энергодисперсионный спектрометр типа AVALON 8000 в комплексе с РЭМ Stereoscan-360.

Результаты и их обсуждение

На рис. 1 приведены зависимости потенциала на границе пористый кремний – электролит от времени в процессе осаждения никеля. Запись поверхностного потенциала начиналась за 10 мин до начала осаждения для стабилизации процессов на поверхности образца (отрезок –10 – 0 мин на оси времени). После остановки процесса осаждения (этим моментам соответствуют резкие скачки потенциала) потенциал записывался еще некоторое время.

Из рис. 1 видно, что для всех образцов поведение поверхностного потенциала сходно. Обращает на себя внимание медленное увеличение потенциала от 0,85 В до 0,95 В для образцов 4 и 5 в районе 35 – 60 мин осаждения. Такое поведение потенциала связано со структур-

ными изменениями образцов в ходе процесса осаждения, а именно – с формированием на поверхности образцов пористого кремния сплошной пленки никеля.

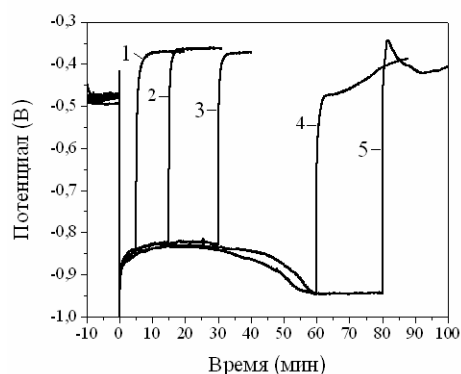


Рис. 1. Зависимости потенциала на границе пористый кремний – электролит от времени, измеренные хлор-серебряным электродом сравнения относительно обратной стороны кремниевой пластины в процессе осаждения никеля для различных длительностей осаждения: 1 – 5 мин, 2 – 15 мин, 3 – 30 мин, 4 – 60 мин, 5 – 80 мин.

Для изучения структуры образцов на различных стадиях осаждения были получены РЭМ-изображения поверхностей и сколов образцов 1, 2 и 5 (5, 15 и 80 мин осаждения никеля соответственно). На рис. 2 представлены фотографии поверхности этих образцов.

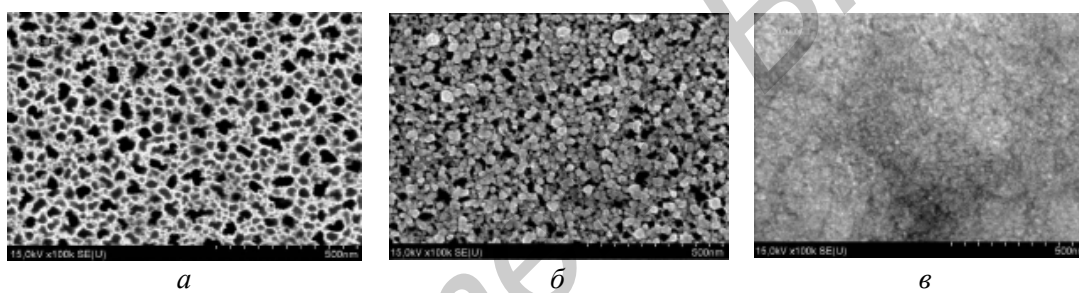


Рис. 2. РЭМ изображения поверхностей образцов: 1 (а), 2 (б) и 5 (в)

Поверхность образца 1 (5 мин осаждения), рис. 2,а, представляет типичную поверхность пористого кремния. Диаметры пор составляют от 15 до 80 нм. Толщина стенок скелета кремния между каналами пор у поверхности составляет 6–10 нм. На поверхности не наблюдаются частицы никеля, что может говорить о том, что на начальных этапах осаждение проходит в глубине пор.

Поверхность образца 2 (15 мин осаждения), рис. 2,б, покрыта частицами никеля, размеры которых варьируются в диапазоне 15–50 нм. В то же время видно, что большое количество пор открыто. Это свидетельствует о том, что поры заполнены никелем не полностью, а частично.

Поверхность образца 3 (80 мин осаждения), рис. 2,в, полностью покрыта сплошным слоем никеля, пористого слоя не видно.

На рис. 3,а приведено РЭМ-изображение (увеличение 7000) скола образца 1 (5 мин осаждения). Толщина пористого слоя составляет 10 мкм. Неоднородность структуры пор в середине образца связана с неравномерным раскалыванием образца при приготовлении скола.

На рис. 3,б приведено РЭМ-изображение (увеличение 50000) верхней части скола образца 1. На фотографии скола не видно никаких частиц никеля. Поры представляют собой вертикальные каналы с ответвлениями. Из-за развитой поверхности стенок пор достаточно сложно оценить их толщину, однако можно сказать, что она варьируется от 10 до 40 нм, что больше, чем на изображении поверхности образца (рис. 2,а).

На рис. 3,в приведено РЭМ-изображение (увеличение 50000) центральной части скола образца 1. Хорошо видно большое количество зерен никеля по всей площади изображения. В верхней части изображения их количество уменьшается. Размеры зерен составляют от 30 до 60 нм. Закупорки каналов пор не наблюдается и, таким образом, нет препятствий для дальней-

шего осаждения никеля. Аналогичная ситуация наблюдается и в нижней части пористого слоя на границе с монокристаллом кремния (рис. 3,з).

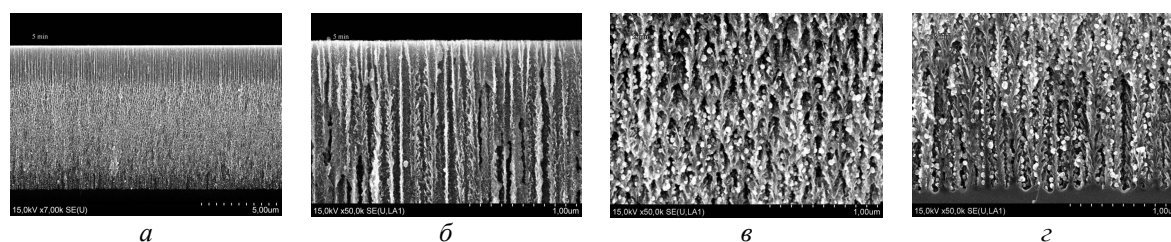


Рис. 3. РЭМ-изображение сколов образца 1 (5 мин осаждения): *а* – скол всего образца; *б* – верхняя часть; *в* – центральная часть; *г* – нижняя часть

Из рис. 3 следует, что осаждение никеля начинается в нижней части пористого слоя на неровностях стенок пор. Никель начинает осаждаться в виде отдельных зерен. Закупорки пор и осаждения никеля на поверхности образца после 5 мин осаждения не происходит.

На рис. 4,а приведено РЭМ-изображение (увеличение 8000) скола образца 2 (15 мин осаждения). Неоднородность пористого слоя у поверхности образца связана с неровностью скола в этой области. Обращает на себя внимание увеличение количества никеля в нижней части образца, в то время как в верхней части частицы никеля по-прежнему не наблюдаются. На рис. 4,б приведено РЭМ-изображение (увеличение 50000) верхней части скола образца. В нижней части никель практически отсутствует. Однако в верхней части изображения видно некоторое количество никелевых зерен размером 30–40 нм. На поверхности образца частицы никеля не наблюдаются, несмотря на то, что на изображении поверхности (рис. 2,б) они присутствуют в значительном количестве. Это может быть связано с невысокой адгезией отдельных зерен к поверхности образца.

На рис. 4,в приведено РЭМ-изображение (увеличение 50000) средней части скола образца. Как и в случае образца 1 (рис. 3,в) на сколе наблюдается небольшое количество зерен никеля. Однако размеры их составляют 40–70 нм, что несколько больше, чем у образца 1. Количество зерен никеля также уменьшается к верхней части изображения.

На рис. 4,г приведено РЭМ-изображение (увеличение 50000) нижней части скола образца. Ситуация кардинальным образом отличается от образца 1. Размеры отдельных зерен составляют 40–70 нм, как и в средней части скола (рис. 4,в), однако количество частиц никеля в несколько раз выше. Отдельные зерна никеля начинают срастаться между собой.

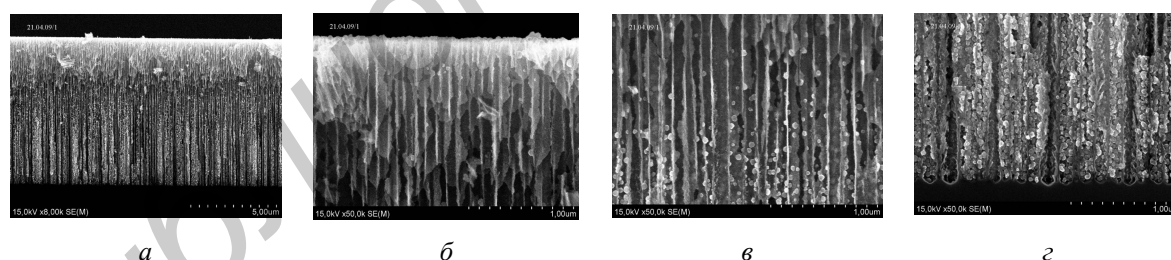


Рис. 4. РЭМ-изображение сколов образца 2 (15 мин осаждения): *а* – скол всего образца; *б* – верхняя часть; *в* – центральная часть; *г* – нижняя часть

На рис. 5,а приведено РЭМ-изображение скола образца 5 (80 мин осаждения). Перед приготовлением скола образца ввиду невысокой адгезии пленка никеля, покрывающая поверхность образца, была удалена. На рис. 5,б приведен скол этой отделенной поверхностной пленки никеля, которая является достаточно плотной, и толщина которой в свободном состоянии составляет порядка 2 мкм. Из рис. 5,а видно, что пористый слой заполнен никелем, причем уже не в виде отдельных зерен, а в виде более крупных конгломератов зерен.

На рис. 6,а приведено РЭМ-изображение (увеличение 50000) верхней части скола образца 5. В нижней части изображения осажденный никель образует столбики из сросшихся зерен. В верхней части видны отдельные зерна размером до 120 нм. Необходимо отметить, что приготовление скола образца, повлекшее за собой отслоение поверхностного слоя никеля, могло повредить столбики никеля в каналах пор в верхней части образца.

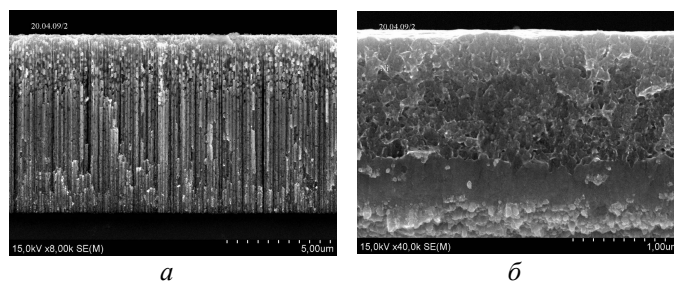


Рис. 5. РЭМ-изображение сколов образца 5 (80 мин осаждения):
a – скол всего образца; *б* – скол поверхностной пленки никеля

На рис. 6,*б* приведено РЭМ-изображение (увеличение 50000) средней части скола образца 5. Столбики никеля достаточно монолитны. Неровности могут быть связаны с тем, что они состоят из сросшихся зерен никеля, или же с сильно развитой поверхностью стенок пор, в которых они формировались.

На рис. 6,*в* приведено РЭМ-изображение нижней части скола образца 5. Качество заполнения каналов пор никелем ниже, чем в центральной части (рис. 6,*б*), более выражены отдельные зерна. Это может быть связано с диффузионными ограничениями на проникновение электролита в нижнюю часть пор при сильном их заполнение по всей глубине.

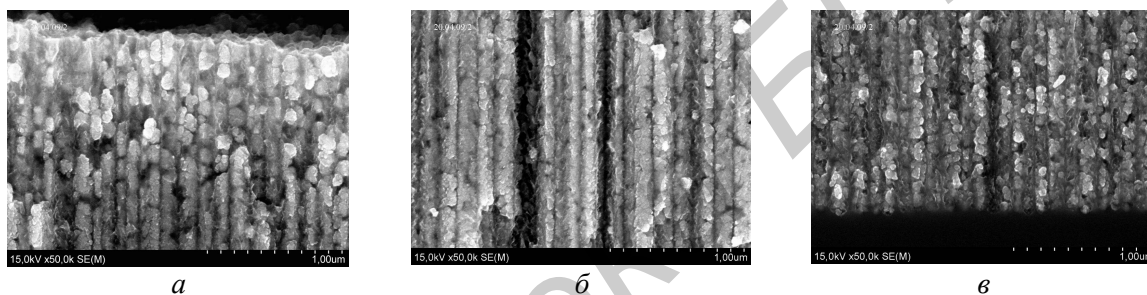


Рис. 6. РЭМ-изображение различных частей скола образца 5:
a – верхняя часть; *б* – средняя часть; *в* – нижняя часть

Для более детального исследования кинетики роста никеля в пористом слое был проведен рентгеновский микроанализ сколов всех образцов. Были получены распределения концентраций никеля по глубине образцов от поверхности до дна пористого слоя. Результаты анализа приведены на рис. 7.

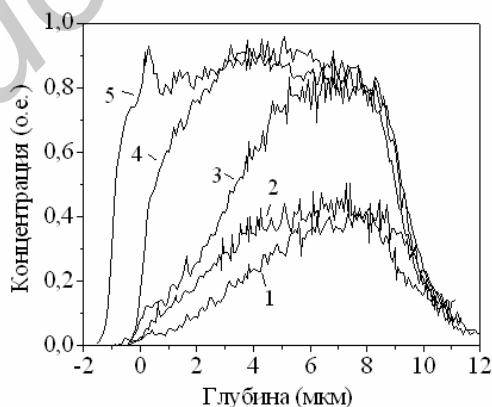


Рис. 7. Профили распределения никеля по толщине образцов 1–5

Анализируя профили распределения никеля в пористом кремнии (рис. 7) и данные по структуре образцов (рис. 2–6) можно считать, что осаждение никеля в пористый кремний происходит следующим образом. На начальных стадиях осаждения (образец 1, 5 мин осаждения) в нижней части пористого слоя (глубина 6–10 мкм от поверхности) происходит формирование зерен никеля размерами до 30–60 нм. В процессе осаждения (образец 2, 15 мин осаждения) размеры зерен увеличиваются до 40–70 нм и увеличивается их количество в центральной области.

Затем (образец 3, 30 мин осаждения) увеличивается количество никеля в центральной и нижней частях пористого слоя (3–10 мкм) до практически полного заполнения каналов пор пористого слоя. При этом диффузионные ограничения препятствуют доставке «свежего» электролита в нижнюю часть каналов пор и никель осаждается в виде отдельных зерен. На следующей стадии (образец 4, 60 мин осаждения) происходит увеличение количества никеля в верхней части образца и полное заполнение пространства пор никелем, о чем может говорить поведение поверхностного потенциала при осаждении (рис. 1). При этом существенного роста толщины слоя никеля на поверхности не происходит. И, наконец, при больших временах осаждения (образец 5, 80 мин осаждения) начинается рост зерен никеля на поверхности образца (рис. 1, пологая часть на графике потенциала, 60–80 мин на оси времени), причем осаждаемый слой никеля достаточно плотен, размеры зерен никеля не превышают 10 нм.

Результаты проведенных исследований свидетельствуют о том, что изгиб на графике поверхностного потенциала (60 мин на оси времени) связан с заполнением каналов пор частицами никеля и началом формирования сплошной пленки никеля на поверхности пористого кремния. Данный факт может использоваться для контроля заполнения каналов пор при формировании композитных структур «пористый кремний – никель».

Заключение

Методом электрохимического осаждения получены структуры «мезопористый кремний – никель». Изучены особенности кинетики заполнения каналов пор никелем на разных этапах осаждения. С помощью растровой электронной микроскопии показано, что на начальном этапе осаждения никель высаживается на стенках пор со стороны монокристаллического кремния в виде изолированных друг от друга нанокластеров размером порядка 50 нм. С ростом времени осаждения плотность нанокластеров растет; растет также и область заполнения ими поры. На завершающем этапе осаждения в поре формируются никелевые наностолбики. Кроме того установлено, что, осуществляя наблюдение за величиной поверхностного потенциала в процессе электрохимического осаждения, можно определить момент полного заполнения каналов пор никелем и начала роста сплошной пленки на поверхности образца.

Работа выполнена в рамках задания 2.4.12 ГПНИ «Функциональные машиностроительные материалы, наноматериалы».

FEATURES OF ELECTROCHEMICAL DEPOSITION OF NICKEL IN MESOPOROUS SILICON

A.L. DOLGIY, S.L. PRISCHEPA, V.A. PETROVICH, V.P. BONDARENKO

Abstract

Layers of mesoporous Silicon were formed on the surface of monocrystalline silicon wafers by electrochemical anodization in a solution of hydrofluoric acid. Nickel was electrochemically deposited in porous silicon. The dependence of the surface potential of mesoporous Silicon versus Nickel deposition time was investigated. Scanning electron microscopy was used to study the structure of the samples.

At the initial stages of deposition in the lower part of the porous layer 30–60 nm grains of Nickel are formed. During the deposition the grain size increases up to 40–70 nm as well as their quantity. For large time of deposition the growth of Nickel grains starts also on the sample surface, and the deposited Nickel layer is quite dense, the size of Nickel grains in this layer does not exceed 10 nm. By monitoring the magnitude of the surface potential during the electrochemical deposition, we can determine the moment of complete filling of channels of pores with Nickel and beginning of the growth of Nickel continuous film on the surface of the sample.

Список литературы

1. *Liu K., Nagodawithana K., Searson P.C. et al.* // Phys. Rev. B. 1995. Vol. 51, P. 7381.
2. *Tsoi M., Sun J.Z., Rooks M.J. et al.* // Phys. Rev. B. 2004. Vol. 69, 100406(R).
3. *Dinner R.B., Robinson A.P., Wimbush S.C. et al.* // Superconductor Science and Technology. 2011. Vol. 24. P. 055017.
4. *Zuxin Ye, Haidong Liu, Zhiping Luo et al.* // Nanotechnology. 2009. Vol. 20. P. 045704.
5. *Harras F.A., Sakka T., Ogata Y.H.* // Physica Status Solidi. 2003. Vol. 197. P. 51.
6. *Rumpf K., Granitzer P., Pölt P. et al.* // Thin Solid Films. 2006. Vol. 515. P. 716.
7. *Granitzer P., Rumpf K., Pölt P. et al.* // Journal of Magnetism and Magnetic Materials. 2007. Vol. 310. P. 838.
8. *Ogata Y.H., Kobayashi K., Motoyama M.* // Current Opinion in Solid State and Materials Science. 2006. Vol. 10. P. 163.
9. *Резнев А.А., Пустовалов А.А., Максимов Е.М. и др.* // Нано- и микросистемная техника. 2009. №3. С. 14.
10. *Русецкий М.С., Казючич Н.М., Баев В.Г. и др.* // Письма ЖТФ. 2011. Т. 37 (9). С. 1.

УДК 681.5

МОДЕЛИРОВАНИЕ ЭФФЕКТИВНОСТИ РОБАСТНОГО УПРАВЛЕНИЯ ПРИ НЕСТАЦИОНАРНЫХ ДЕТЕРМИНИРОВАННЫХ ВОЗМУЩЕНИЯХ

Н. Т. АХМЕД

Белорусский национальный технический университет
пр. Независимости, 65, Минск, 220013, Беларусь

Поступила в редакцию 20 сентября 2011

Математическое моделирование и анализ качества функционирования робастной системы при детерминированном обобщенном возмущении проведены на примере силовой следящей системы, состоящей из измерителя рассогласований, усилительно-преобразовательных элементов, исполнительного устройства и объекта управления. Представим передаточную функцию исполнительской части силовой системы в виде инерционного пропорционального интегрирующего регулятора (ПИ-регулятора).

Ключевые слова: детерминированное обобщенное возмущение, робастная система, пертурбация внешних возмущений.

Введение

В [1] приведены математические модели – структурные схемы силовых следящих систем и результаты оценки эффективности управления по критерию точности. Рассмотрена ситуация постоянного обобщенного возмущения применительно к внешнему стационарному воздействию для трех вариантов структурного построения следящей системы: из функционально-необходимых элементов, «штатной» с ПИД-регулятором на базе функционально – необходимых элементов с корректирующей обратной связью, робастной с фильтрами поглощения внутренних – пертурбации внешних возмущений.

В реальных помеховых ситуациях использования силовых следящих систем в составе систем автоматического слежения по направлению возможны условия нестационарного изменения составляющих обобщенного возмущения по детерминированным законам. В этой связи актуальной является задача сравнительной оценки эффективности управления при изменении по времени характеристик внешних возмущений и пертурбации по линейным и квадратичным законам.

Приведем оценки эффективности управления по результатам математического моделирования по величинам ошибок возмущений.

Теоретический анализ и результаты

При подаче на силовую систему возмущающего воздействия, изменяющегося по линейному или квадратичному законам, невязка в силовой системе также изменяется по линейному или квадратичному законам. Зависимости ошибок по возмущениям в силовых системах при линейном и квадратичном возмущающих воздействиях представлены на рис. 1 и 2.

Анализ ошибок по возмущениям в силовых системах показывает, что силовая система, состоящая из функционально-необходимых элементов, и «штатная» силовая система подвержены воздействиям внешних возмущений, которые ухудшают качество их работы. Использование фильтров поглощений в робастной силовой системе позволяет производить компенсацию внешних возмущений.

Исследуем влияние изменения коэффициента преобразования исполнительной части силовой следящей системы на ее качество. При этом положим: механическая постоянная времени исполнительного двигателя с течением времени не изменяется, возмущающее воздействие на систему отсутствует, в качестве задающего используется линейно изменяющееся по времени воздействие. Зависимости ошибок в силовых системах при изменениях коэффициента преобразования исполнительной части скачкообразны, по линейному и квадратичному законам представлены на рис. 3, 4 и 5 соответственно.

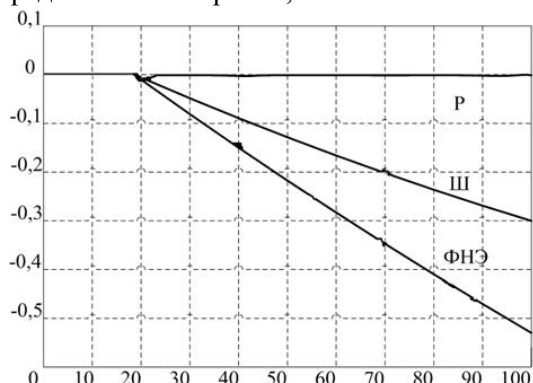


Рис. 1. Ошибки по возмущениям в силовых системах при линейно изменяющемся во времени возмущающем воздействии

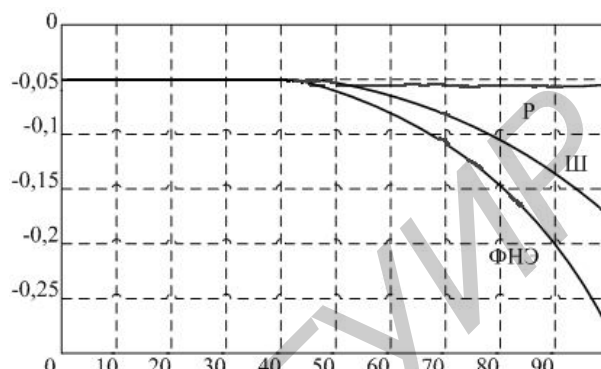


Рис. 2. Ошибки по возмущениям в силовых системах при квадратично изменяющемся во времени возмущающем воздействии

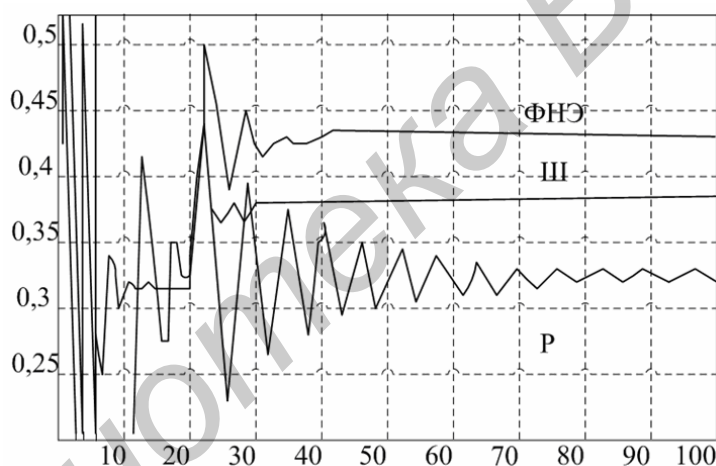


Рис. 3. Ошибки в силовых системах при скачкообразном изменении коэффициента преобразования исполнительной части системы

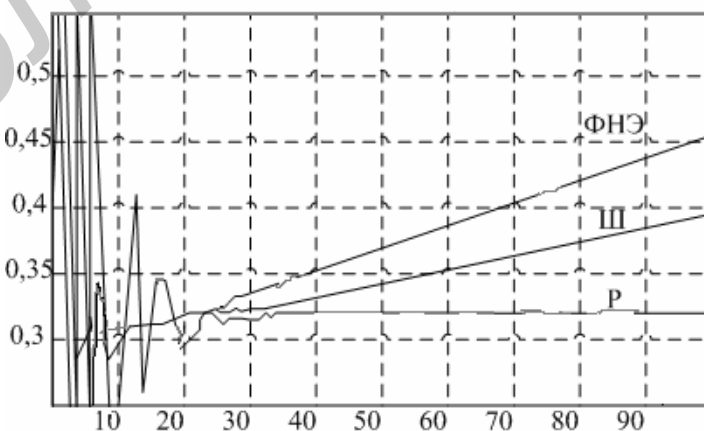


Рис. 4. Ошибки в силовых системах при изменении коэффициента преобразования исполнительной части системы по линейному закону

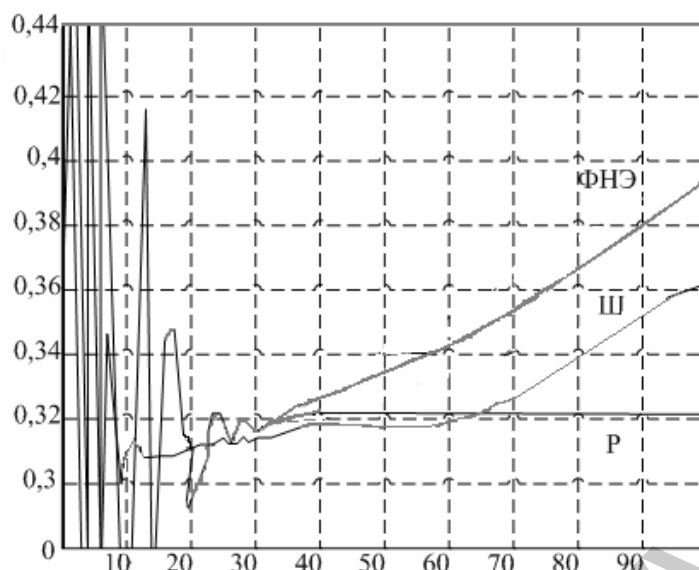


Рис. 5. Ошибки в силовых системах при изменении коэффициента преобразования исполнительской части системы по квадратичному закону

Заклучение

Анализ ошибок в силовых системах при детерминированных изменениях коэффициента преобразования исполнительской части показывает, что ошибка установившегося режима меньше в робастной силовой системе, чем в «штатной» системе и системе из функционально-необходимых элементов. Однако длительность переходных процессов в робастной системе больше, чем в «штатной» системе и системе из функционально-необходимых элементов. Силовая следящая система, состоящая из функционально-необходимых элементов, наиболее чувствительна к изменениям коэффициента преобразования исполнительской части. За счет стабилизирующей обратной связи ошибка в «штатной» силовой следящей системе менее чувствительна к изменениям коэффициента преобразования исполнительской части. Наилучшим качеством обладает робастная силовая следящая система, в которой за счет робастной обратной связи происходит полная компенсация вариаций преобразования при его скачкообразном изменении.

MODELING PERFORMANCE ROBUST CONTROL UNDER NONSTATIONARY DETERMINED PERTURBATION

N.T. AHMED

Mathematical modeling and analysis of quality of robust systems for deterministic generalized perturbation for the example of the power tracking system consisting of a measuring device mismatches, amplifying and converting elements, actuators and control object. Represent the transfer function of the executive power system in the form of inertia is proportional to the integrating controller (PI).

Список литературы

1. Ганэ В.А., Ахмед Н.Т. // Докл. БГУИР. 2011. №3 (57). С. 74–81.

УДК 621.391.14

МАЖОРИТАРНЫЙ ДЕКОДЕР ЦИКЛИЧЕСКОГО КОДА С ДВУХЭТАПНОЙ ОЦЕНКОЙ ДОСТОВЕРНОСТИ ИНФОРМАЦИОННЫХ СИМВОЛОВ

А.И. КОРОЛЕВ, В.К. КОНОПЕЛЬКО, Н.А. САЛАС, Е.Г. МАКЕЙЧИК, К.И. ПИРОГОВ

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

Поступила в редакцию 1 февраля 2012

Рассматривается эффективность двухэтапного (двухступенчатого) алгоритма мажоритарного декодирования циклических кодов при коррекции ошибок кратности $t > t_{г.исп} \leq \frac{\mu}{2}$ двоичных символов: μ – количество проверочных уравнений, необходимых для гарантированной коррекции $t_{г.исп}$ ошибочных символов. Проанализированы условия, при которых осуществляется коррекция ошибочных символов кратности $t = t_{г.исп} + i$, где $i = 1; 2$, а также определены нижние границы количества комбинаций корректируемых ошибок кратности $t_{ош.1} = t_{г.исп} + 2$ и $t_{ош.2} = t_{г.исп} + 1$ двоичных символов на примере использования БЧХ-кода, корректирующего двукратные ошибки ($t_{г.исп} = 2$) и вероятность ошибочного декодирования двухступенчатого мажоритарного декодера при передаче данных по каналу связи с аддитивным белым гауссовым шумом (АБГШ).

Ключевые слова: кодер, декодер, циклический код, мажоритарный элемент, вероятность ошибок, система отдельных проверок, кодовое расстояние, кратность ошибок.

Одноэтапное мажоритарное декодирование циклических кодов

Известно, что классический одноэтапный (одноступенчатый) мажоритарный алгоритм декодирования циклических кодов (ЦК) при формировании системы отдельных проверок (СПП) имеет (обеспечивает) минимальную сложность реализации и задержку данных при декодировании ($L_3 = n + k$ тактов при декодировании « k » информационных символов: $n = k + \ell$ – длина кодовой последовательности в двоичных символах, ℓ – количество проверочных символов), а также количество ошибочных кодовых (информационных) символов вне границ минимального кодового расстояния (d_0), т.е. $t_{корр} \geq t_{г.исп} \leq \frac{\mu}{2}$ двоичных символов (бит) [1–4, 6].

В [5] для одноступенчатого (одношагового) алгоритма мажоритарного декодирования определены условия и максимальное количество корректируемых комбинаций ошибок кратности $t_{г.и} \leq \frac{\mu}{2} + i$, $i = 1-8$ для циклических кодов с параметрами (7;3), (15;4), (15;7), (17;8) и (21;11) при передаче данных по каналам связи с аддитивным белым гауссовым шумом (АБГШ). Установлено, что общее количество корректируемых комбинаций ошибок кратности $t = 3$ и 4 двоичных символа для циклических кодов с параметрами (15;7) и (17;8) не превышает 20%. Следовательно, увеличение количества корректируемых комбинаций ошибок данной кратности на основе данного или модифицированного мажоритарного алгоритма декодирования обеспечит повышение достоверности передачи данных.

Далее анализируется корректирующая способность мажоритарного декодера с двухэтапной оценкой достоверности принятых информационных символов на примере использования циклического БЧХ-кода с параметрами $(n; k; d_0) = (15; 7; 5)$, $P(x) = x^8 + x^7 + x^6 + x^4 + 1$ и $h(x) = x^7 + x^6 + x^4 + 1$.

Двухэтапное мажоритарное декодирование циклических кодов

При анализе корректирующей способности мажоритарного декодера с двухэтапной оценкой достоверности принятых кодовых (информационных) символов принято следующее:

- между крайними ошибочными кодовыми символами может быть один (при $t_{\text{ош}} = 3$ двоичных символа) или два (при $t_{\text{ош}} = 4$ двоичных символа) безошибочных кодовых символов. Комбинации ошибок вида $t_1 = 1011$ или 1101 (при $t_{\text{ош}} = 3$) и $t_2 = 10111$, или 11011 и 11101 (при $t_{\text{ош}} = 4$) считаются четырех и пятикратными соответственно при $t_{\text{ош}} = 3$ и $t_{\text{ош}} = 4$ двоичных символа;

- трех- и четырехкратные ошибки распределены по всей длине ($n=15$) кодовых символов с безошибочным интервалом ($L_{\text{зош}}$) между соседними ошибочными символами не менее, чем $L_{\text{зош}} = t + 1$ кодовых символов: $t = t_{\text{ош}} = 3$ или 4 двоичных символов;

- каждое проверочное уравнение, число которых $\mu = 2 \cdot t_{\text{исп}} = 2 \cdot 2 = 4$ (кроме тривиального уравнения) содержит не менее $m = (n-1)/(d_0-1) = (15-1)/(5-1) = 3,5$ кодовых символа: принимаем $m = 3$. На рис. 1 представлена система отдельных проверочных уравнений (как один из вариантов) БЧХ-кода с параметрами $(n; k; d_0) = (15; 7; 5)$, которая далее будет использована при анализе корректирующей способности мажоритарного декодера с двухэтапной оценкой достоверности принятых кодовых (информационных) символов.

$$\mu = \begin{cases} \Pi_1 = a_1 = a_1' \\ \Pi_2 = a_2 \oplus a_4 \oplus a_{12} \\ \Pi_3 = a_3 \oplus a_7 \oplus a_{14} \\ \Pi_4 = a_5 \oplus a_9 \oplus a_{13} \\ \Pi_5 = a_{10} \oplus a_{12} \oplus a_{15} \end{cases}$$

Рис. 1. Система отдельных проверочных уравнений циклического кода $(n; k; d_0) = (15; 7; 5)$,

$$P(x) = x^8 + x^7 + x^6 + x^4 + 1 \text{ и } h(x) = x^7 + x^6 + x^4 + 1:$$

\oplus – знак суммирования по модулю два двоичных символов

На рис. 2 и 3 представлены соответственно функциональная схема одноступенчатого мажоритарного декодера циклического $(15; 7; d_0)$ кода и временные диаграммы сигналов управления ключами декодера.

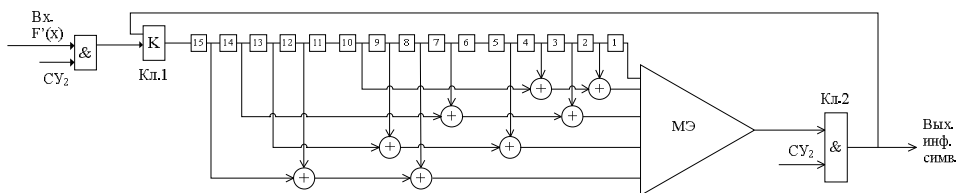


Рис. 2. Функциональная схема одноступенчатого мажоритарного декодера циклического $(15; 7; d_0)$ – кода: \oplus – сумматор по модулю два, $\square_{\text{к}}$ – ключ управления декодера; $\square_{\text{и}}$ – ячейка памяти регистра сдвига, $\square_{\text{к}}$ – коммутатор; МЭ – мажоритарный элемент

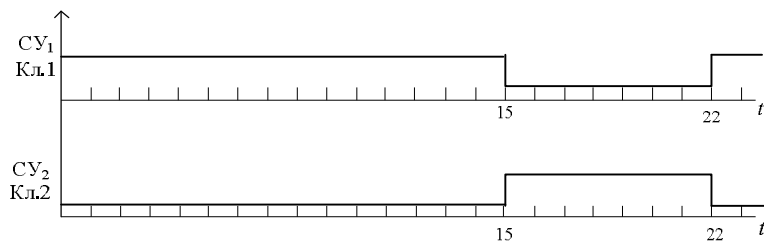


Рис. 3. Временные диаграммы сигналов управления ключами декодера

Обобщенная структурная схема мажоритарного декодера с двухэтапной оценкой достоверности принятых информационных символов приведена на рис. 4, а на рис. 5 – временные диаграммы сигналов управления ключами декодера.

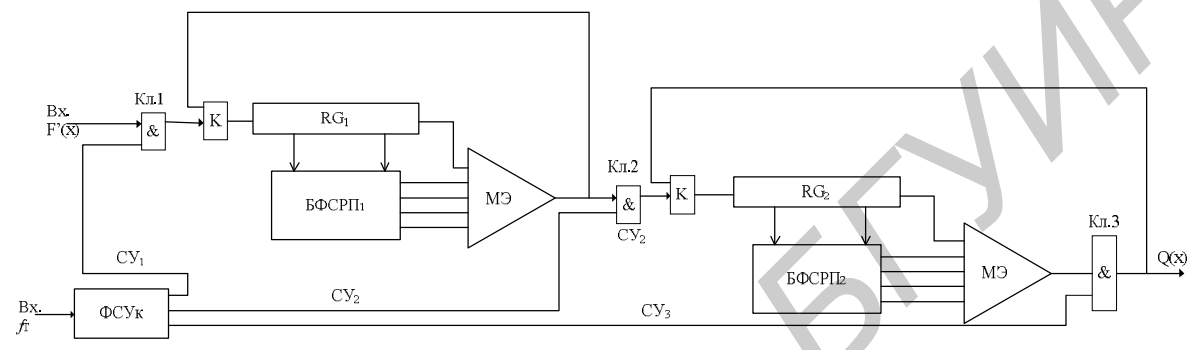


Рис. 4. Обобщенная структурная схема мажоритарного декодера с двухэтапной оценкой достоверности информационных символов: ФСУК – формирователь сигналов управления ключами; БФСРП – блок формирования системы отдельных проверок; МЭ – мажоритарный элемент, RG – регистр сдвига; $\square_{\text{к}}$ – коммутатор, $\square_{\text{к}}$ – ключ управления; CY_1-CY_3 – сигналы управления

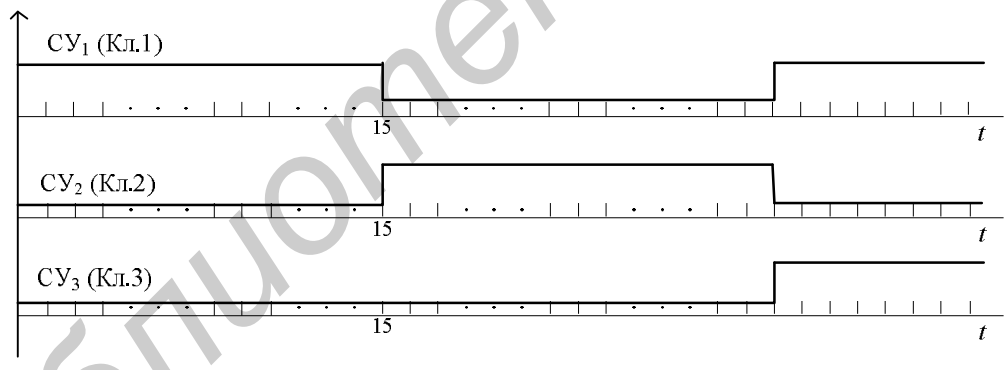


Рис. 5. Временные диаграммы сигналов управления ключами декодера

Так как при использовании ЦК система отдельных проверочных уравнений (проверок), сформированная относительно первого (информационного) символа, для всех остальных кодовых (информационных) символов кода формируется путем циклического сдвига кодовых символов на $(n-1)$ такт соответственно, то далее анализируется алгоритм мажоритарного декодирования только для первого информационного символа в каждой ступени декодера.

Структура ошибок кратности $t_{г.исп} \leq \frac{\mu}{2}$ или $t_{г.исп} \leq \frac{\mu-1}{2}$ соответственно при четном и нечетном значениях μ получили название исправимой, т.е. все комбинации ошибок $N_{01} = C_n^{t_{г.исп}}$ кратности $t_{г.исп} \geq 2$ двоичных символа будут исправлены [1-3].

В случае, если $t_{ош} = t_{г.исп} + i, i = 1; 2$, количество исправленных комбинаций ошибок данной кратности зависит как от структуры ошибок (четное или нечетное число ошибочных кодовых символов входит в $\mu - j (j \geq 1)$ проверочных уравнений), сформированной системы

проверочных уравнений, так и от реализуемого алгоритма мажоритарного декодирования. Если $t_{\text{ош}} > t_{\text{г.исп}} + i$, $i = 1; 2$, и осуществляется безошибочное декодирование одного или более кодовых (информационных) символов из комбинации ошибок данной кратности, то введение безошибочных символов в регистр сдвига по цепи обратной связи (ОС) приводит к уменьшению количества ошибочных кодовых (информационных) символов в регистре сдвига соответствующей ступени декодирования и, следовательно, к уменьшению вероятности принятия решения по следующим кодовым (в первой ступени декодирования) и информационным (во второй ступени декодирования) символам, а в противном случае – к увеличению (размножению) количества ошибок в регистрах сдвига и, соответственно, к увеличению вероятности ошибочного декодирования мажоритарного декодера.

Уменьшение вероятности ошибочного принятия решения и, следовательно, вероятности ошибочного декодирования данных в целом можно обеспечить выбором соответствующего количества ступеней (этапов) декодирования и значений порогов мажоритарных элементов: в первой(ых) ступени(ях) декодирования «целесообразно пропустить» (оставить без коррекции) один или более ошибочных кодовых символов, а «случайное» исправление одного или более ошибочных кодовых символов в данной (ых) ступенях декодирования обеспечивает уменьшение ошибок для коррекции ошибочных символов во второй или в последующих ступенях декодирования. Данный принцип коррекции ошибок кратности $t_{\text{ош}} = t_{\text{г.исп}} + i$, $i = 1; 2$ положен в основу работы двухступенчатого мажоритарного декодера циклического БЧХ-кода, приведенного на рис. 4. В первой ступени мажоритарного декодера порог принятия решения для первого мажоритарного элемента (МЭ1) принят равным $\Pi_1 = \mu - 1 = t_{\text{г.исп}} + 2 = 5 - 1 = 4$, а во второй ступени для второго мажоритарного элемента (МЭ2) порог принятия решения $\Pi_2 \geq \mu - 2 = t_{\text{г.исп}} + 1 = 2 + 1 = 3$, при этом в первой ступени, или на первом этапе декодирования, производится оценка достоверности всех n ($n = 15$) кодовых символов, а во второй ступени, или при реализации второго этапа декодирования, выполняется оценка только k ($k = 7$) информационных символов.

Вероятностные оценки эффективности двухэтапного мажоритарного алгоритма декодирования

На основании установленных ограничений на функционирование двухступенчатого мажоритарного декодера можно сделать следующие утверждения:

Утверждение 1: двухступенчатый мажоритарный декодер исправляет некоторые комбинации ошибок кратности $t_{\text{ош.1}} = t_{\text{г.исп}} + 2 = \frac{\mu}{2} + 2 = \frac{4}{2} + 2 = 4$ бита после первой ступени декодирования и $t_{\text{ош.2}} = \frac{\mu}{2} + 1 = \frac{4}{2} + 1 = 3$ бита после второй ступени декодирования, если только

ошибки данной кратности не нарушают ортогональности более, чем на $\frac{\mu}{2} + 1$ проверочных уравнений или в проверочные уравнения входит четное число ошибочных кодовых символов.

Доказательство данного утверждения определяется принципом работы декодера и системой сформированных отдельных проверочных уравнений (рис. 5).

Утверждение 2: с увеличением численных значений параметров ЦК, т.е. n и k при $t_{\text{ош}} = t_{\text{ош}} + i = \text{const}$ и $i = 1; 2$, для коррекции максимального количества комбинаций ошибок кратности $t_{\text{ош}}$ необходимо использовать более двух ступеней декодирования (двух этапов декодирования) с измененными (разными) порогами декодирования.

Доказательство данного утверждения вытекает из определения количества комбинаций заданной кратности, а именно $N = C_n^{t_{\text{ош}}}$; с увеличением n количество комбинаций ошибок кратности $t_{\text{ош}}$ увеличивается.

Утверждение 3: пусть N_{01} и N_{02} – число всех комбинаций ошибок кратности $t_{\text{ош.1}} = 4$ и $t_{\text{ош.2}} = 3$ бита, а вероятность посимвольной ошибки в канале связи $P_k \ll \frac{1}{n}$, тогда количество корректируемых комбинаций ошибок каждой кратности может быть приближенно определено с использованием выражения [7]:

$$N_{0i} \geq \binom{n-t_i}{t_i} - \binom{2t_i+1}{t_i} \binom{n-t_i}{2t_i+1}^{t_i}, \quad (1)$$

где $t_i = t_{\text{ош.1}}; t_{\text{ош.2}}$ – ошибки кратности 4 и 3 бита соответственно.

Вероятность ошибочного декодирования может быть приближенно определена с использованием выражения

$$P_{\text{ош.дек}} = C_n^{t_i+1} \cdot P_{\text{ош.1}}^{t_i+1} (1 - P_{\text{ош.1}})^{n-t_i-1}, \quad (2)$$

где $P_{\text{ош.1}} = \sum_{i=t_{\text{г.исп}}+1}^n C_n^i \cdot P_k^i (1 - P_k)^{n-i}$ – вероятность ошибочного декодирования первой ступени мажоритарного декодера.

Доля комбинаций ошибок кратности $t_{\text{ош}} = t_{\text{г.исп}} + i, i = 1; 2$, которые являются корректируемыми, определяется следующим неравенством:

$$Q \leq N_{0i} / C_{n-t_{\text{ош}}}^{t_{\text{ош}}} \quad (3)$$

На рис. 6 приведены кривые вероятности ошибочного декодирования мажоритарных декодеров циклического БЧХ-кода с одной (кривая 2) и двумя (кривая 3) ступенями декодирования. Моделирование корректирующей способности мажоритарных декодеров выполнялось для канала связи с АБГШ и ОФМ-4 с когерентным способом обработки ФМ-сигналов.

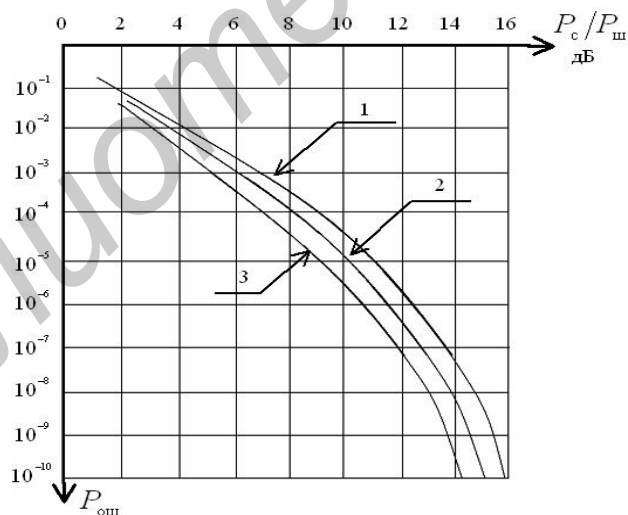


Рис. 6. Вероятности ошибочного приема данных при кодировании БЧХ-кодом с параметрами (15;7;5) с одной и двумя ступенями мажоритарного декодирования: 1 – помехоустойчивость когерентной ОФМ-4; 2 – вероятность ошибочного декодирования мажоритарного декодера с одной ступенью; 3 – вероятность ошибочного декодирования мажоритарного декодера с двумя ступенями.

Результаты моделирования показывают, что при использовании мажоритарного декодера с одной ступенью декодирования обеспечивается энергетический выигрыш кодирования (ЭВК) порядка 0,8–0,9 дБ при $P_k = 10^{-3} - 10^{-4}$ соответственно. Введение второй ступени декодирования, или второго этапа декодирования, обеспечит дополнительное увеличение ЭВК порядка 0,25–0,32 дБ соответственно при $P_k = 10^{-3} - 10^{-4}$. Следовательно, использование двух-

этапного алгоритма мажоритарного декодирования БЧХ-кода обеспечивает общий ЭВК порядка 1,05–1,22 дБ при $P_k = 10^{-3} - 10^{-4}$ соответственно или уменьшение вероятности ошибочного приема данных на два порядка, т.е. $P_{\text{ош.пр}} = 10^{-5} - 10^{-6}$, при использовании ОФМ-4 с когерентным способом обработки ФМ-сигналов.

Заключение

Предложен двухэтапный алгоритм мажоритарного декодирования циклических кодов с жестким принятием решения на выходе дискретного канала связи, обеспечивающий коррекцию ошибок в 1,5–2 раза больше гарантированной исправляющей способности одноэтапного алгоритма декодирования. Установлено, что введение второго этапа, или второй ступени декодирования позволяет увеличить на два порядка достоверность передачи данных. Разработано правило выбора порогов мажоритарных элементов ступеней декодирования.

В данной статье не рассматривался алгоритм мажоритарного декодирования с мягким принятием решения как на входе, так и выходе первой ступени мажоритарного декодера, а также вопросы цикловой синхронизации, которые требуют самостоятельных исследований.

MAJORITY DECODER OF CYCLIC CODE WITH TWO-STAGE ESTIMATION OF RELIABILITY OF INFORMATION

A.I. KOROLEV, V.K. KONOPELKO, N.A. SALAS, E.G. MAKEICHNIK, K.I. PIROGOV

Abstract

The efficiency two-stage majority decoding algorithm for cyclic codes in the correction of error of multiplicity $t > t_{\text{г.исп}} \leq \frac{\mu}{2}$ binary symbols where μ – the number of test equations, needed to guarantee the correction of $t_{\text{г.исп}}$ erroneous symbols is studied. The conditions under which correction of erroneous symbols of multiplicity $t = t_{\text{г.исп}} + i$ where $i = 1; 2$ is executed, are analyzed, and also the lower bound of the number of combinations of corrected errors of multiplicity $t_{\text{ош.1}} = t_{\text{г.исп}} + 2$ and $t_{\text{ош.2}} = t_{\text{г.исп}} + 1$ binary symbols is identified for the 2 bits correcting BCH-code. The erroneous decoding probability of the two-stage majority decoder in presence of a communication channel with the additive white Gaussian noise (AWGN) is defined.

Список литературы

1. Блейхут Р. Теория и практика кодов, контролирующих ошибки. М., 1986.
2. Кларк Дж. мл. Кодирование с исправлением ошибок в системах цифровой связи. М., 1987.
3. Портной С.Л. // Тр. НИИР. 1981. №4. С. 44–54.
4. Townsend R.L., Weldon E.J. // IEEE Trans. Inform. Theory. Vol. 1967. T-13. P 183–195.
5. Штарьков Ю.М. // Проблемы передачи информации. 1966. Вып. 3. С. 39–47.
6. Колесник В.Д. // Проблемы передачи информации. 1971. Вып. 3. С. 3–12.
7. Питерсон У. Коды, исправляющие ошибки. М, 1964.

УДК 004.932.2

МЕТОД ВЫДЕЛЕНИЯ ДВИЖУЩИХСЯ ОБЪЕКТОВ НА ВИДЕОИЗОБРАЖЕНИЯХ

К.А. ВОЛКОВ

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

Поступила в редакцию 30 января 2012

Произведен анализ методов выделения движущихся объектов на видеоизображении. Предложен оконный метод выделения ограничивающих прямоугольников для движущихся объектов, основанный на интегральной матрице бинарных флагов различий изображений. Произведено сравнительное тестирование предложенного метода.

Ключевые слова: обнаружение движущихся объектов, интегральная матрица.

Введение

Задача автоматического обнаружения подвижных объектов является важной при разработке видеокодеков, систем видеонаблюдения, оптических навигационных систем и др. В зависимости от области применения, целевой операцией может являться выделение собственно движущегося объекта, или же выделение области движения [1, 2]. Движущийся объект – это физический объект, находящийся в поле зрения камеры, совершивший за время между двумя последовательными кадрами перемещение в пространстве. Область движения – участок кадра, изображение которого отличается от изображения на одном или нескольких предыдущих кадрах. Для большинства практических задач проблема выделения движущихся объектов может быть сведена к задаче выделения их ограничивающих прямоугольников с непосредственным использованием результатов данной процедуры или с последующей сегментацией внутренних областей. В работе рассматриваются известные подходы к выделению движущихся объектов на видеоизображении, проводится анализ межкадровых различий для движущихся объектов. Предлагается и исследуется оконный метод выделения ограничивающих прямоугольников для движущихся объектов, обладающий лучшими по сравнению с аналогами функциональными характеристиками при сопоставимом быстродействии.

Методы выделения движущихся объектов на видеоизображении

Различают четыре основных подхода к выделению движущихся объектов в кадре.

1. Определение смещения областей пикселей между кадрами [3, 4]. Выделение движущихся объектов основано на сегментации текущего и предыдущего кадра, поиске соответствующих областей и оценке изменения их расположения и/или формы. Данный подход используется для задачи сопровождения движущихся объектов и основан на априорном предположении, что движущийся объект гомогенен по цвету или текстуре и является достаточно контрастным по отношению к фону. Недостатками данного подхода является низкая устойчивость в условиях низкой контрастности движущихся объектов относительно неподвижного фона (например, при использовании средств маскировки, в т.ч. искажающего и дробящего камуфляжа) и высокие вычислительные затраты на сегментацию изображений.

2. Попиксельное определение изменения кадров. Выделение движущихся объектов в кадре основано на попиксельном сравнении текущего кадра с предыдущими. Пиксели, цвет

или яркость которых различаются больше, чем на некоторую пороговую величину, считаются принадлежащими к области движения. Данный подход используется для определения факта движения объектов в кадре и нахождения их координат. Недостатком данного подхода является сложность непосредственного определения формы движущегося объекта, т.е. требуется последующий анализ областей движения.

3. Определение оптического потока [5]. Выделение движущихся объектов в кадре основано на нахождении векторов смещения каждого пиксела для пары кадров. Каждому пикселу одного изображения отыскивается соответствующий ему пиксел второго изображения, формируемое поле векторов смещения сегментируется по критерию направления и длины вектора. Области с ненулевой длиной векторов смещения считаются проекциями движущихся объектов. Данный подход позволяет одновременно выделять форму объектов и оценивать параметры их движения. Недостатками данного метода являются высокая вычислительная сложность и относительная нестабильность результата работы для однотонных объектов и при наличии помех.

4. Определение смещения прямоугольных блоков [6, 7]. Выделение движущихся объектов в кадре основано на нахождении векторов смещения прямоугольных блоков для пары кадров. Блоки с ненулевой длиной векторов смещения считаются содержащими движущиеся объекты. Недостатком данного метода является нестабильность результата работы для объектов с малым отношением площадь/периметр и для однотонных объектов и при наличии помех.

Для задачи контроля территории с низкой интенсивностью движения и относительно стабильными условиям видеосъемки эффективно применение попиксельного определения изменения кадров, поскольку этот подход требует малых вычислительных затрат, не имеет ограничения на число одновременно контролируемых объектов, обладает относительно малой чувствительностью к использованию средств маскировки подвижных объектов.

Результатом анализа полутонового изображения $\{I_{i,j}\}_{(i=0, \overline{w-1}, j=0, \overline{h-1})}$ ($\forall I_{i,j} \in \{0..255\}$) является матрица бинарных флагов различий (МБФР) $\{M_{i,j}\}_{(i=0, \overline{w-1}, j=0, \overline{h-1})}$ ($\forall M_{i,j} \in \{0,1\}$), где w, h – ширина и высота изображения, соответственно. Пикселы с координатами (i, j) , для которых $M_{i,j} = 1$, считаются принадлежащими областям движения, прочие – принадлежащими неподвижным объектам или фону.

Различают два основных метода попиксельного определения изменения кадра:

1. Определение непосредственного изменения яркости пикселов текущего $\{I_{i,j}\}$ и предыдущего $\{I'_{i,j}\}$ кадров:

$$M_{i,j} = \begin{cases} 0: |I_{i,j} - I'_{i,j}| \leq MT \\ 1: |I_{i,j} - I'_{i,j}| > MT \end{cases},$$

где MT – пороговая величина, определяющая чувствительность метода к межкадровым различиям ($MT \in \{1..255\}$).

Недостатком данного способа является невозможность обнаружения медленно движущихся объектов, скорость которых в проекции ниже, чем 1 пиксел за время межкадрового интервала. Данная проблема решается за счет использования для анализа нескольких предыдущих кадров ($\{I''_{i,j}\}, \{I'''_{i,j}\}$ и т.д.):

$$M_{i,j} = \begin{cases} 0: (|I_{i,j} - I'_{i,j}| \leq MT) \cap (|I_{i,j} - I''_{i,j}| \leq MT) \cap (|I_{i,j} - I'''_{i,j}| \leq MT) \cap \dots \\ 1: (|I_{i,j} - I'_{i,j}| > MT) \cap (|I_{i,j} - I''_{i,j}| > MT) \cap (|I_{i,j} - I'''_{i,j}| > MT) \cap \dots \end{cases}$$

Это влечет за собой затраты памяти на хранение и процессорного времени на анализ дополнительных кадров, а также появление в матрице флагов различий выделенного «следа» движения объекта.

2. Определение изменения яркости текущего кадра $\{I_{i,j}\}$ и сформированного фона $\{F_{i,j}\}_{(i=0, \overline{w-1}, j=0, \overline{h-1})}$:

$$M_{i,j} = \begin{cases} 0: |I_{i,j} - F_{i,j}| \leq MT \\ 1: |I_{i,j} - F_{i,j}| > MT \end{cases}.$$

После формирования матрицы флагов различий на каждом шаге производится преобразование фона по одному из следующих правил:

$$F_{i,j} = \begin{cases} F'_{i,j} + DF: I_{i,j} - F'_{i,j} > DF \\ F'_{i,j} - DF: I_{i,j} - F'_{i,j} < -DF \\ I_{i,j}, |I_{i,j} - F'_{i,j}| \leq DF \end{cases}$$

или

$$F_{i,j} = (1 - AF) \cdot F'_{i,j} + AF \cdot I_{i,j},$$

где $DF \in \{1..255\}$ – параметр, определяющий скорость преобразования фона, $AF \in (0,1]$. При $DF = 255$ или $AF = 1$ метод сводится к определению непосредственного изменения яркости пикселей текущего и предыдущего кадров.

Недостатком данного способа является значительное время восстановления корректного фона после случайного перекрытия поля зрения камеры посторонним предметом, занимающим значительную поверхность кадра (например, летящая рядом птица или близкорасположенный подвижный конструкционный элемент), или условий освещенности (например, включение света в помещении). Данная проблема решается при помощи принудительного преобразования фона, если количество найденных различий $|\{(i,j): M_{i,j} = 1\}|$ превышает некоторую пороговую величину MDF :

$$F_{i,j} = \begin{cases} F'_{i,j} + DF: (I_{i,j} - F'_{i,j} > DF) \cap (|\{(i,j): M_{i,j} = 1\}| \leq MDF) \\ F'_{i,j} - DF: (I_{i,j} - F'_{i,j} < -DF) \cap (|\{(i,j): M_{i,j} = 1\}| \leq MDF) \\ I_{i,j}, (|I_{i,j} - F'_{i,j}| \leq DF) \cup (|\{(i,j): M_{i,j} = 1\}| > MDF) \end{cases}$$

или

$$F_{i,j} = \begin{cases} (1 - AF) \cdot F'_{i,j} + AF \cdot I_{i,j}: |\{(i,j): M_{i,j} = 1\}| \leq MDF \\ I_{i,j}: |\{(i,j): M_{i,j} = 1\}| > MDF \end{cases}.$$

Важно отметить, что вместо яркости пиксела может использоваться также любая норма цветового пространства [8], либо производится оценка движения по каждой цветовой координате RGB с логическим суммированием результата:

$$M_{i,j} = (M_{i,j}^R > 0) \cup (M_{i,j}^G > 0) \cup (M_{i,j}^B > 0).$$

Экспериментально не было выявлено преимуществ какого-либо из способов преобразования цветного изображения в полутоновое, однако использование манхэттенской ($\|C\|_1 = C_R + C_G + C_B$) и супремум ($\|C\|_\infty = \max(C_R, C_G, C_B)$) норм цветового пространства RGB позволяет снизить вычислительные затраты на несколько единиц процентов.

Оба метода попиксельного определения изменения кадров имеют ряд модификаций, направленных на адаптивность пороговых величин.

Анализ межкадровых различий для подвижных объектов

Анализ работы процедур определения движущихся объектов (рис. 1, *a*) на изображении выявил следующие особенности.

1. При появлении объекта в поле зрения камеры вся проекция объекта идентифицируется как область движения.

2. При движении объекта вдоль оптической оси камеры область движения идентифицируется на всех границах объекта (рис. 1, *б*).

3. При движении объекта в поле зрения камеры область движения идентифицируется только на границах объекта, перпендикулярных направлению его движения. При этом одна область движения соответствует участку фона, который выходит из затенения объекта, а другая – части объекта, который затеняет очередной участок фона (рис. 1, *в, г*).

4. Движение идентифицируется на границах объекта, при этом внутреннее пространство объекта (при условии его гомогенной окраски) определяется как неподвижная область.

5. При быстром движении объекта области движения имеют значительный линейный размер вдоль направления его движения в кадре, при медленном – области движения имеют малую ширину либо вырождаются во множество несвязанных пикселей.

Из вышеуказанных особенностей следует, что непосредственное выделение контура движущегося объекта с использованием только информации об областях движения в общем случае невозможно.



Рис. 1. Межкадровая попиксельная разность $|I_{i,j} - I'_{i,j}|$ для движущегося объекта на однотонном контрастном фоне; *a* – исходный объект (колесный транспортер); *б* – приближение объекта; *в* – движение вверх; *г* – движение влево

Для решения данной задачи предлагается метод сегментации ограничивающего прямоугольника. Он основан на предположении, что близлежащие области движения считаются относящимися к одному объекту. Метод состоит из следующих шагов:

- 1) близлежащие области движения объединяются в группу;
- 2) для каждой группы областей движения определяется ограничивающий прямоугольник (зона интереса);
- 3) проводится сегментация изображения внутри каждого ограничивающего прямоугольника [1, 9];
- 4) сегмент с наибольшей площадью внутри ограничивающего прямоугольника считается проекцией движущегося объекта, т.е. искомым результатом.

Заметим, что для ряда практических применений, не требующих выделения объектов, можно ограничиться только формированием ограничивающих прямоугольников;

Для выделения ограничивающих прямоугольников можно применить следующие подходы.

1. Группировка элементов МБФР по ячейкам регулярной структуры. Ячейка, содержащая количество элементов больше порогового значения, считается содержащей область движения. Предполагается, что размер движущегося объекта не превышает размера ячейки. Поэтому все соответствующие ему области движения относятся к одной или нескольким сосед-

ним ячейкам. Достоинствами данного подхода являются высокое быстродействие, нечувствительность к разрывам в области движения; недостатками – необходимость параметризации метода (задания размера ячеек), возможный пропуск областей движения на границах ячеек, низкая точность позиционирования ограничивающего прямоугольника (совпадает с расположением ячейки).

2. Сегментация МБФР с формированием ограничивающих прямоугольников для сегментов. Пересекающиеся ограничивающие прямоугольники областей движения объединяются для формирования ограничивающего прямоугольника движущегося объекта. Достоинством данного подхода является непосредственное получение всей информации об области движения (в т.ч. ограничивающего прямоугольника), недостатками – сравнительно низкое быстродействие, высокая чувствительность к разрывам в областях движения.

Таким образом, актуальной является задача разработки метода выделения ограничивающих прямоугольников движущихся объектов, обладающего высоким быстродействием, нечувствительностью к разрывам в областях движения, возможностью непосредственного позиционирования движущихся объектов. Данный метод должен учитывать особенность расположения областей движения у границ объекта для минимизации площади ограничивающего прямоугольника.

Оконный метод выделения ограничивающих прямоугольников для движущихся объектов

Предлагается оконный метод выделения ограничивающих прямоугольников для движущихся объектов, основанный на интегральной матрице [1, 10] бинарных флагов различий (ИМБФР). Метод может применяться как для пары последовательных кадров, так и для текущего кадра и сформированного фона.

Метод состоит из следующих шагов.

1. Производится построение ИМБФР $\{IM_{i,j}\}_{(i=0, \overline{w-1}, j=0, \overline{h-1})}$ ($\forall IM_{i,j} \in \{0, w \times h\}$), для двух последовательных кадров.

2. С использованием скользящего окна на ИМБФР выделяется множество ограничивающих прямоугольников для областей движения. Окно, содержащее количество элементов больше порогового значения, считается содержащим область движения. Ввиду специфики расположение областей движения преимущественно по границам объекта, лучшие результаты достигаются при одновременном использовании двух окон с различным соотношением сторон (вертикальной и горизонтальной ориентацией).

3. Пересекающиеся ограничивающие прямоугольники объединяются, ограничивающие прямоугольники для пересечений формируют результат работы метода – ограничивающие прямоугольники для движущихся объектов.

Исходными данными для работы метода является $\{I_{i,j}\}_{(i=0, \overline{w-1}, j=0, \overline{h-1})}$ и $\{I'_{i,j}\}_{(i=0, \overline{w-1}, j=0, \overline{h-1})}$ – пара полутоновых изображений.

Параметрами метода являются:

- MT – пороговая величина, определяющая чувствительность метода к межкадровым различиям;

- $w_H \times h_H$ и $w_V \times h_V$ – размер окон с горизонтальной и вертикальной ориентацией, соответственно;

- BM_H и BM_V – пороговое значение числа бинарных флагов различий в окнах просмотра для области движения, соответственно.

Результатом работы метода является:

- $\{R_i\}$ – множество ограничивающих прямоугольников $R_i = (left, top, right, bottom)_i$ для движущихся объектов.

Для предложенного метода разработан алгоритм и программная модель на языке C++, обрабатывающая в режиме реального времени видеопоток с разрешением 640×480 или 768×576 пикселей и частотой 25 кадров в секунду.

Экспериментальные результаты работы метода

Для тестирования метода использовалась 4-часовая видеозапись с разрешением 640×480 пикселей участка автомобильной дороги с тротуаром в районе офисных и промышленных зданий. На видеозаписи было запечатлено движение 15 животных, 581 пешехода, 412 легковых и 25 грузовых автомобилей на расстоянии 50–100 м от камеры. Обработка видеопотока осуществлялась на компьютере с процессором Core Duo 1,8 ГГц, объемом ОЗУ 512 Мб и ОС Windows XP SP3, без использования GPU.

Для сравнения были использованы метод группировки элементов МБФР по ячейкам регулярной структуры (поле 32×24 ячейки) и метод сегментация МБФР с формированием ограничивающих прямоугольников для сегментов. Для всех методов использовались идентичные параметры формирования бинарных флагов различия (пороговая величина различия цвета пикселей, минимальная площадь области движения (в пикселах)). Для оценки качества работы каждого метода использованы следующие критерии: пропуск движущихся объектов, ложное обнаружение движущихся объектов, ложное разделение движущегося объекта на фрагменты, время обработки одного кадра. Результаты эксперимента приведены в таблице.

Сравнительные результаты тестирования методов выделения движущихся объектов на видеоизображении

Характеристика	Метод группировки элементов МБФР по ячейкам регулярной структуры		Метод сегментация МБФР с формированием ограничивающих прямоугольников для сегментов		Метод выделения ограничивающий прямоугольников для движущихся объектов, основанный на ИМБФР	
	единиц	%	единиц	%	единиц	%
Пропуск движущихся объектов	41	4%	53	5%	7	1%
Ложное обнаружение движущихся объектов	2	<1%	0	<1%	1	<1%
Ложное разделение движущегося объекта на фрагменты	18	2%	127	13%	2	<1%
Время обработки одного кадра	4 мс		12 мс		10 мс	

В процессе тестирования были выявлены следующие особенности работы методов.

1. Метод сегментация МБФР с формированием ограничивающих прямоугольников для сегментов допускает ложное разделение движущихся объектов из-за разрывов в областях движения на ближней дистанции и пропуск истинных объектов из-за множества разрывов в области движения на дальней.

2. Метод группировки элементов МБФР по ячейкам регулярной структуры допускает пропуск объектов при их прохождении через границу ячеек из-за малой площади объекта в каждой из ячеек.

3. Все методы допускали пропуски при попадании объектов на неконтрастный фон, что может быть частично исправлено за счет применением адаптивных пороговых величин.

4. Метод выделения ограничивающих прямоугольников для движущихся объектов, основанный на ИМБФР, формирует результат, наиболее точно соответствующий истинным границам движущихся объектов.

Дополнительно было проведено тестирование предложенного метода с одним скользящим окном квадратной формы. Время обработки одного кадра при этом составило 9 мс; площадь ограничивающих прямоугольников увеличилась на 10–200% (в среднем на 20%). Таким образом, использование двух окон позволяет получить более точные координаты ограничивающего прямоугольника для движущегося объекта за счет приемлемого увеличения времени обработки.

Заключение

В работе рассмотрены методы обнаружения движущихся объектов на видеоизображении. Проведен анализ расположения областей движения. Предложен новый метод, обладающий лучшим качеством результата работы за счет использования двух подвижных окон различного размера, сопоставимым быстродействием за счет использования интегральных матриц бинарных флагов различий. Проведено экспериментальное сравнение программной реализации предложенного метода с распространенными аналогами по критериям пропуска и ложного обнаружения движущихся объектов, а также ложного разделения движущегося объекта на фрагменты.

METHOD OF MOVING OBJECT DETECTION IN THE VIDEO

K.A. VOLKOV

Abstract

The analysis of methods of moving objects detection in video is done. The window method of bound rectangles allocation of moving objects, based on integral matrix of binary flags is proposed. A comparative test of the proposed method is done.

Список литературы

1. *Szeliski R.* Computer Vision: Algorithms and Applications Springer. New-York, 2010.
2. *Форсайт Д., Понс Ж.* Компьютерное зрение. Современный подход. М., 2004.
3. *Xu L., Chen J., Jia J.* // In Tenth European Conference on Computer Vision (ECCV 2008). 2008. P 671–684.
4. *Yongfang Liang, Ishfaq Ahmad, Jiancong Luo et al.* // IEEE Transactions on Circuits and Systems for Video Technology. 2005. Vol. 15, №12.
5. *Barron J.L., Fleet D.J., Beauchemin S.S.* // International Journal of Computer Vision. 1994. Vol. 12, №1. P. 43–77.
6. *Shih-Yu Huang, Chuan-Yu Cho, Jia-Shung Wang* // IEEE Transactions on Circuits and Systems for Video Technology. 2005. Vol. 15, №11.
7. *Путилин С.* // Труды конференции Graphicon – 2006. 2006. С. 407–410.
8. *Волков К.А.* // Докл. БГУИР. 2010. №5 (51). С. 47–53.
9. *Fakher M.M., Volkov K.A., Tsviatkou V.YU.* // Second Information Technology Conference. Under the title of Information Technology: Application & Horizons. 2010. P. 173–184.
10. *Bay H., Tuytelaars T., Luc Van Gool* // Proceedings of the 9th European Conference on Computer Vision, Springer LNCS. 2006. Vol. 3951, Part 1. P. 404–417.

УДК 621.385.6

ЭЛЕКТРОДИНАМИЧЕСКИЙ РАСЧЕТ НЕРЕГУЛЯРНЫХ ЛБВ НА ВОЛНООБРАЗНО ИЗОГНУТОМ ПРЯМОУГОЛЬНОМ ВОЛНОВОДЕ МИЛЛИМЕТРОВОГО И СУБМИЛЛИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНОВ ДЛИН ВОЛН

А.В. АКСЕНЧИК, И.Ф. КИРИНОВИЧ

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

Поступила в редакцию 5 декабря 2012

Сформулирован электродинамический метод расчета нерегулярной ЛБВ на волнообразно изогнутом прямоугольном волноводе. Рассчитаны частотные характеристики и проведена оценка влияния высших типов волн на частотные характеристики и процессы взаимодействия электронного пучка и ЭМ волны в миллиметровом и субмиллиметровом диапазонах длин волн.

Ключевые слова: лампа бегущей волны (ЛБВ), субмиллиметровый, типы волн, оптимизация, волновод.

Введение

В работах [1, 2] приведена математическая модель ЛБВ на волнообразно изогнутом прямоугольном волноводе (ВИПВ) с использованием эквивалентных четырехполюсников. Изогнутые отрезки волновода моделировались эквивалентными четырехполюсниками, для которых нетрудно найти матрицу передачи А. Проводился расчет возбуждения цепочки последовательно соединенных четырехполюсников наведенными в волноводе электронным пучком токами с учетом прямых и обратных волн. Описанная в [1, 2] математическая модель нерегулярной ЛБВ на ВИПВ позволяет проводить оптимизацию и рассчитывать амплитудные и частотные характеристики нерегулярных ЛБВ на ВИПВ с высоким КПД в различных диапазонах длин волн. В данной работе предложен новый подход к расчету ЛБВ на ВИПВ с привлечением математического аппарата электродинамики, без использования эквивалентных схем на четырехполюсниках. Приведенная ниже математическая модель, в которой сформулирован электродинамический метод расчета, позволяет учитывать потери в стенках и диэлектрическое заполнение волновода.

Математическая модель

Рассмотрим возбуждение и распространение в волноводе волны H_{10} . Поперечное поле E_y для волны H_{10} записывается в следующем виде:

$$\dot{E}_y = -j\dot{H}_0 \frac{2a}{\lambda} W_0 \sin \frac{\pi}{a} x e^{-\Gamma z} e^{j\omega t} = -j\dot{E}_0 \sin \frac{\pi}{a} x e^{-\Gamma z} e^{j\omega t}, \quad (1)$$

где $\dot{E}_0 = \dot{H}_0 \frac{2a}{\lambda} W_0$ – амплитуда напряженности поля волны H_{10} ; H_0 – амплитудный множитель;

$\Gamma = \Gamma' - j\Gamma''$ – постоянная распространения волны; $\Gamma' = K \sqrt{1 - \chi_{mn}^2 / K^2}$ – продольное волновое число; $K = \omega \sqrt{\epsilon \epsilon_0 \mu \mu_0}$; $\chi^2 = \chi_{mn}^2 = (m\pi / a)^2 + (n\pi / b)^2$ – поперечное волновое число, $m=1, n=0$;

$$\Gamma^n = \frac{R_S \left[1 + \frac{2b}{a} (\lambda / \lambda_{cr})^2 \right]}{Z_0 \cdot b \sqrt{1 - (\lambda / \lambda_{cr})^2}} - \text{коэффициент затухания для волны } TE_{10} \text{ в прямоугольном волноводе;}$$

$\lambda = \lambda_0 / \sqrt{\epsilon \mu}$ – длина волны в среде с параметрами ϵ , μ ; λ_0 – длина волны входного сигнала, f – его частота; $W_0 = \sqrt{\mu_0 / \epsilon_0}$; a , b – размер соответственно широкой и узкой стенок волновода.

Задавая мощность P_{in} волны на входе в волновод (сечение z_0) найдем амплитуду напряженности поля \dot{E}_0 волны H_{10} :

$$\dot{E}_0 = \sqrt{\frac{4P_{in}W^H}{ab}}, \quad (2)$$

где $W^H = W_0 / \sqrt{1 - (\lambda / 2a)^2}$ – волновое сопротивление.

Учитывая, что электронный луч в волноводе проходит посередине широкой стенки ($x=a/2$), используя (1), (2) можно найти поля в зазорах волновода, где происходит взаимодействие электронного луча и электромагнитной (ЭМ) волны волновода (считаем, что зазоры находятся в сечениях z_k , $k=1, \dots, n$, n – число зазоров волновода):

$$\dot{E}_k^{in} = -jE_0 e^{-j\Gamma z_k} e^{j(\omega t + \psi_0)}, \quad (3)$$

где ψ_0 – фаза напряженности поля источника СВЧ-сигнала.

После этого рассчитываем возбуждение ЛБВ на ВИПВ входным сигналом P_{in} , решая уравнения движения электрона (учитывая, что электроны в волноводе движутся вдоль координаты Y) и вычисляя мощность взаимодействия \dot{P}_w , отдаваемую сгруппированным электронным пучком ЭМ полю волны H_{10} :

$$\dot{P}_w = - \int_V \bar{J} \bar{E} dV, \quad (4)$$

здесь $\bar{J} = J_\omega i_y$ – плотность тока; \bar{E} – напряженность поля в зазоре.

Уравнения движения электронов, методы расчета полей в зазорах волновода, полей пространственного заряда и расчет наведенных токов описаны в работе [2]. Амплитуда 1-й гармоники плотности тока \dot{J}_ω определяется так:

$$\dot{J}_\omega = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} \dot{J}_m e^{-j\omega t} d\omega t. \quad (5)$$

С учетом (5) выражение (4) принимает вид:

$$\dot{P}_w = - \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} \int_V \bar{E} \dot{J}_m e^{-j\omega t} dV d\omega t. \quad (6)$$

С учетом закона сохранения заряда ($\dot{J}_m(y) d\omega t = \dot{J}_m(0) d\omega t_0$) в одномерном приближении (не учитывая поперечное движение электронов), применяя метод крупных частиц для моделирования электронного потока и вычисляя интеграл в (6) численно, получим:

$$\dot{P}_w = \frac{-1}{\pi} \int_V \bar{E} \frac{2I_0}{N_e} \sum_{i=1}^{N_e} e^{-j\omega t_i} dV. \quad (7)$$

Интегрируя (7) по объему V электронного луча и разделив \dot{P}_w на мощность луча $P_0 = I_0 V_0$, получим относительную мощность взаимодействия или волновой КПД $\eta_w = \dot{P}_w / P_0$ и конвекционный ток электронного луча \dot{I}_m .

Считаем, что возмущенный электронный луч с плотностью тока \dot{J} возбуждает в волноводе поля, удовлетворяющих неоднородным уравнениям Максвелла (временная зависимость $e^{j\omega t}$):

$$\text{rot}\dot{\vec{H}} = j\omega\epsilon_0\dot{\vec{E}} + \dot{J},$$

$$\text{rot}\dot{\vec{E}} = -j\omega\mu_0\dot{\vec{H}},$$

при граничных условиях $\dot{E}_{\text{тн}} / \dot{H}_{\text{тн}}|_{s\dot{a}} = \dot{W}_{ij}(z)$.

Эти волны распространяются в волноводе в направлении координаты $+z$ – прямые, и в направлении координаты $-z$ – обратные. Представим возбужденные ЭМ поля в виде суперпозиции свободных волн:

$$\begin{aligned}\dot{\vec{H}} &= \sum_s (\dot{C}_s H_s + \dot{C}_{-s} H_{-s}), \\ \dot{\vec{E}} &= \sum_s (\dot{C}_s E_s + \dot{C}_{-s} E_{-s}).\end{aligned}\quad (8)$$

Здесь под индексом s понимаем два индекса, которые определяют тип поля в волноводе. Используя уравнения Максвелла, применяя лемму Лоренца, можно получить уравнение возбуждения волновода [3]:

$$\frac{d\dot{C}_{\pm s}}{dz} = \frac{1}{N_s} \int_{S_s} j\dot{\vec{E}}_{\mp s} dS. \quad (9)$$

В нашем случае, когда волновод возбуждается поперечным током \dot{J}_y в небольшом объеме V (тонкий луч), коэффициенты $\dot{C}_{\pm s}$ вне этого объема от z не зависят, постоянны. Их приращение $\Delta\dot{C}_{\pm s}$ находится при интегрировании (9) в области зазора (в объеме V):

$$\Delta\dot{C}_{\pm s} = \frac{1}{N_s} \int_V j\dot{\vec{E}}_{\mp s} dV, \quad (10)$$

где $N_s = \int_s \left\{ [\dot{\vec{E}}_s, \dot{\vec{H}}_{-s}] - [\dot{\vec{E}}_{-s}, \dot{\vec{H}}_s] \right\} \vec{i}_z dS$.

Учтем, что в области электронного пучка в волноводе могут возбуждаться, кроме волны H_{10} , и другие типы волн, в частности, закритические типы H_{m0} (индекс $m=3,5,\dots$). Они, складываясь с полем основной волны H_{10} в области взаимодействия (в области зазора в волноводе), могут изменить процессы взаимодействия электронного пучка и ЭМ-волны в зазоре. Норма волны H_{m0} вычисляется так:

$$N_{m0} = (\lambda_{cr} / \lambda)^2 W_0 ab \sqrt{1 - (\lambda / \lambda_{cr})^2} \quad (11)$$

где $\lambda_{cr} = 2a / m$ – критическая длина волны H_{m0} в волноводе, $m=1,3,5, \dots$.

Подставляя в $\Delta\dot{C}_{\pm s}$ (10) поле \dot{E}_y собственной волны H_{m0} и значения (11) получим:

$$\Delta\dot{C}_{m0} = 2 \sin(m\pi x_1 / a) \dot{I}_m / [(\lambda_{cr} / \lambda)^2 \sqrt{1 - (\lambda / \lambda_{cr})^2} \lambda m]. \quad (12)$$

Выражение под знаком квадратного корня в (12) может быть и отрицательным, учтем это при расчете амплитуды возбужденных волн:

$$\dot{E}_{0m0} = \Delta\dot{C}_{\pm m0} \dot{E}_{m0} = \frac{2 \sin(m\pi x_1 / a) \dot{I}_m 2a W_0}{K_1 (\lambda_{cr})^2 m^2}, \quad (13)$$

$$\text{где } K_1 = \begin{cases} 1 / \sqrt{1 - (\lambda / \lambda_{cr})^2} & \text{при } \lambda < \lambda_{cr} \\ -j / \sqrt{(\lambda / \lambda_{cr})^2 - 1} & \text{при } \lambda > \lambda_{cr} \end{cases}, \quad x_1 = a / 2 .$$

Поперечное поле волны H_{10} в k -ом зазоре, возбужденное электронным потоком из m -ого зазора, записывается в следующем виде:

$$\dot{E}_k^{m\pm} = \dot{E}_{010} \exp(\mp j\Gamma(z_k - z_m) + j\omega t),$$

в показателе экспоненты знак « \rightarrow » если $z_k > z_m$ – прямая волна \dot{E}_k^{m+} , знак « \leftarrow » если $z_k < z_m$ – обратная волна \dot{E}_k^{m-} , возбужденные ток \dot{I}_m в k -ом зазоре.

Амплитуды $\dot{E}_k^{m\pm}$ этих волн будут суммироваться в зазорах с соответствующими амплитудами \dot{E}_k^{in} (3) от входного сигнала:

$$\dot{E}_k^+ = \dot{E}_k^{in} + \sum_{m=1}^k \dot{E}_k^{m+}, \quad k = \overline{1, n}, \quad \dot{E}_k^- = \dot{E}_k^{in} + \sum_{m=1}^k \dot{E}_k^{m-}, \quad k = \overline{1, n}.$$

После этого необходимо, для обеспечения сходимости процесса суммирования полей прямых и обратных волн в каждом зазоре по методу последовательной нижней релаксации пересчитать распределение обратной волны:

$$\bar{\dot{E}}_{k,s}^- = \omega_r \dot{E}_{k,s}^- + (1 - \omega_r) \dot{E}_{k,s-1}^-$$

где s – номер итерации, ω_r – параметр релаксации.

Далее необходимо определить результирующее поле \dot{E}_k в k -ом зазоре:

$$\dot{E}_{k,s} = \dot{E}_{k,s}^+ + \dot{E}_{k,s}^- = \left| \dot{E}_{k,s} \right| e^{j(\omega t + \theta_k)}$$

Для организации итерационного процесса необходимо повторить вычисления по формуле (7), подставляя вместо \bar{E} новое поле $\dot{E}_{k,s}$. Заканчивается итерационный процесс, когда:

$$\varepsilon_s = \sum_{k=1}^n \left| \dot{E}_{k,s} - \dot{E}_{k,s-1} \right| / (V_0 / d) < \varepsilon_T$$

где ε_T – заданная точность согласования; d – ширина зазора в волноводе.

Результаты расчетов

По описанной математической модели составлена программа оптимизации нерегулярных ЛБВ на волнообразно изогнутых прямоугольных волноводах. Проведены расчеты частотных характеристик (ЧХ) вариантов приборов, полученных по модели с использованием эквивалентных четырехполосников и с применением электродинамического метода расчета. Отметим, что в модели с использованием эквивалентных четырехполосников в качестве эквивалентного сопротивления волновода для волны H_{10} необходимо использовать следующую формулу:

$$Z_{\text{эKB}} = (2b / a) W_0 / \sqrt{1 - (\lambda / 2a)^2}.$$

Проведены расчеты односекционной регулярной ЛБВ миллиметрового диапазона для работы на длине волны $\lambda = 0,8$ см (вариант А1). Ускоряющее напряжение $U_0 = 30$ кВ, ток электронного луча $I_0 = 2$ А, число лучей 6. Размеры волновода $a = 0,5$ см, $b = 0,1$ см, волновое сопротивление $W^H = 628,32$ Ом, радиус трубки дрейфа $R = 0,02$ см, радиус электронного луча $r = 0,015$ см, длина зазора $d = b$. Волновод изготовлен из меди с проводимостью $\sigma = 57 \times 10^6$ см/м. В результате оптимизации параметров ЛБВ получен коэффициент усиления по мощности $K_p = 14,8$ дБ, электронный КПД $\eta_e = 0,153$, выходная мощность ЛБВ $P_{\text{out}} = 9$ кВт, входная

мощность $P_{in}=300$ Вт. Число зазоров (изогнутых отрезков волновода) $N=42$. На рис. 1 приведены частотные характеристики этого варианта, рассчитанные с учетом влияния различных типов волн.

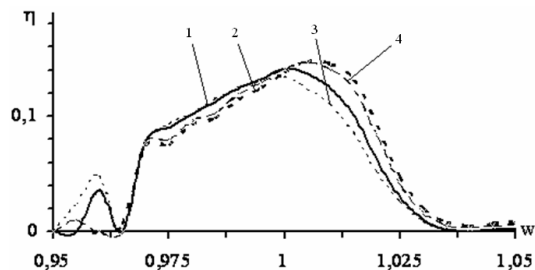


Рис. 1. Зависимость электронного КПД от относительной частоты $w = f / f_0$ регулярной ЛБВ (вариант А1), длина волны $\lambda_0=0,8$ см, с учетом влияния различных типов волн: кривая 1 – волна H_{10} , 2 – волна H_{30} , 3 – волна H_{50} , 4 – сумма волн $\sum H_{m0}$

Кривая 1 получена с учетом только волны H_{10} : отметим, что такой же вид имеет ЧХ рассчитанная для этого варианта ЛБВ, но по модели с использованием эквивалентных четырехполюсников. Кривые 2, 3, 4 получены с учетом влияния высших типов волн, соответственно H_{30} , H_{50} , и $\sum H_{m0}$ – в последнем выражении учтено влияние суммы четырех волн (H_{30} , H_{50} , H_{70} , H_{90}).

Проведены расчеты односекционной нерегулярной ЛБВ субмиллиметрового диапазона для работы на длине волны $\lambda=0,01$ см (вариант А2). Ускоряющее напряжение $U_0=12$ кВ, ток электронного луча $I_0=0,15$ А. Размеры волновода $a=0,006$ см, $b=0,0005$ см, волновое сопротивление $W^H=682$ Ом, радиус трубки дрейфа $R=0,0002$ см, радиус электронного луча $r=0,00016$ см, длина зазора $d=b$. Волновод изготовлен из меди с проводимостью $\sigma=57 \times 10^6$ см/м. В результате оптимизации параметров ЛБВ получен коэффициент усиления по мощности $K_p=15,9$ дБ, электронный КПД $\eta_e=0,0006$, выходная мощность ЛБВ $P_{out}=1,04$ Вт, входная мощность $P_{in}=0,027$ Вт. Число зазоров (изогнутых отрезков волновода) $N=42$. На рис. 2 приведены частотные характеристики этого варианта с учетом влияния различных типов волн.

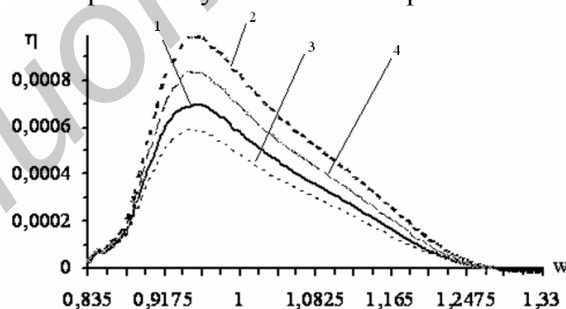


Рис. 2. Зависимость электронного КПД от относительной частоты $w = f / f_0$ нерегулярной ЛБВ (вариант А2), длина волны $\lambda_0=0,01$ см, с учетом влияния различных типов волн: кривая 1 – волна H_{10} , 2 – волна H_{30} , 3 – волна H_{50} , 4 – сумма волн $\sum H_{m0}$

Кривая 1 получена с учетом только волны H_{10} , такой же вид имеет ЧХ рассчитанная для этого варианта ЛБВ, но по модели с использованием эквивалентных четырехполюсников. Кривые 2, 3, 4 получены с учетом влияния высших типов волн, соответственно: H_{30} , H_{50} , и $\sum H_{m0}$ – в последнем выражении учтено влияние суммы четырех волн (H_{30} , H_{50} , H_{70} , H_{90}).

На рис. 3 приведена зависимость коэффициента усиления по мощности K_p от относительной частоты $w = f / f_0$ нерегулярной ЛБВ (вариант А2 – кривая 1).

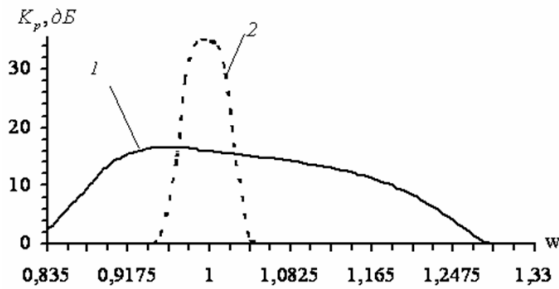


Рис. 3. Зависимость коэффициента усиления по мощности K_p от относительной частоты $w = f / f_0$: кривая 1 – нерегулярная ЛБВ (вариант А2), кривая 2 – двухсекционная ЛБВ (вариант А3)

Как видно из рис. 3 полоса частот усиления варианта А2 составляет $\approx 40\%$.

Анализ графиков на рис. 1, 2 показывает, что наибольшее влияние на процессы взаимодействия электронного пучка и ЭМ-волны в области зазора оказывает волна H_{30} . Она является закритической (не распространяющейся), однако возбуждается в зазоре волновода электронным пучком и, как видно из графиков, оказывает влияние на группировку электронного пучка и эффективность взаимодействия. Как следует из выражения (13) амплитуда возбужденной волны H_{30} совпадает по фазе с амплитудой основной волны H_{10} , напряженность поля в зазоре увеличивается, эффективность взаимодействия улучшается, КПД прибора увеличивается. В то же время амплитуда волны H_{50} , как следует из выражения (13), противофазна с амплитудой основной волны H_{10} , напряженность поля в зазоре уменьшается, эффективность взаимодействия ухудшается, КПД прибора падает, что и отражают графики на рис. 2. Как видно из графиков на рис. 2, относительная погрешность в определении КПД с учетом различных типов волн может достигать 10–30%.

Проведены расчеты двухсекционной регулярной ЛБВ для работы на длине волны $\lambda_0 = 0,05$ см (вариант А3). Ускоряющее напряжение $U_0 = 12$ кВ, ток электронного луча $I_0 = 0,1$ А. Размеры волновода $a = 0,03$ см, $b = 0,003$ см, волновое сопротивление $W^H = 682$ Ом, радиус трубки дрейфа $R = 0,001$ см, радиус электронного луча $r = 0,0008$ см, длина зазора $d = b$. Волновод изготовлен из меди с проводимостью $\sigma = 57 \times 10^6$ см/м. В результате оптимизации параметров ЛБВ получен коэффициент усиления по мощности $K_p = 10 \lg(P_{out} / P_{in}) = 34,5$ дБ, электронный КПД $\eta_e = 0,0146$, выходная мощность ЛБВ $P_{out} = 17,1$ Вт, входная мощность $P_{in} = 0,006$ Вт. Число зазоров (изогнутых отрезков волновода) в каждой секции одинаково – $N = 42$. На рис. 3 приведена ЧХ этого варианта – зависимость коэффициента усиления по мощности K_p от относительной частоты $w = f / f_0$ – кривая 2. Зависимости K_p от относительной частоты на рис. 3 рассчитаны для волны H_{10} .

Учет влияния высших типов волн в двухсекционной ЛБВ дает следующие результаты (на частоте f_0): волна H_{30} – электронный КПД $\eta = 0,02$, коэффициента усиления по мощности $K_p = 36$ дБ, выходная мощность ЛБВ $P_{out} = 24$ Вт; волна H_{50} – $\eta = 0,013$, $K_p = 34$ дБ, $P_{out} = 15,3$ Вт; сумма волн $\sum H_{m0}$ – $\eta = 0,017$, $K_p = 35,2$ дБ, $P_{out} = 20,1$ Вт. Здесь так же заметно влияние высших типов волн на процессы взаимодействия и выходные характеристики прибора.

Заключение

Приведенный электродинамический метод расчета ЛБВ на волнообразно изогнутом прямоугольном волноводе позволяет в расчетах учитывать влияние высших типов волн на процессы взаимодействия электронного пучка и ЭМ волны. На основании анализа частотных характеристик, рассчитанных с учетом высших типов волн, следует вывод, что для качественной оценки полосовых свойств ЛБВ на волнообразно изогнутых прямоугольных волноводах можно проводить расчеты по модели с использованием эквивалентных четырехполюсников. Однако для количественных оценок характеристик приборов (выходной мощности, КПД) в миллиметровом и субмиллиметровом диапазонах длин волн необходимо в расчетах учитывать

высшие типы волн, так как относительная погрешность в определении КПД и выходной мощности может достигать 10–30%.

Результаты оптимизации показывают, что ЛБВ на ВИПВ в миллиметровом и субмиллиметровом диапазонах длин волн могут иметь расчетный коэффициент усиления по мощности $K_p = 15\text{--}35$ дБ, полосу частот усиления 10–40%, выходную мощность 1–20 Вт (с учетом влияния высших типов волн на процессы взаимодействия электронного пучка и ЭМ-волны).

ELECTRODYNAMIC CALCULATION IRREGULAR TWT ON THE WAVY BENT RECTANGULAR WAVEGUIDE OF MILLIMETER AND SUBMILLIMETER RANGES OF WAVES LENGTHS

A. V. AKSENCHYK, I. F. KIRINOVICH

Abstract

The electrodynamic method of calculation irregular TWT on the wavy bent rectangular waveguide is formulated. Frequency characteristics are calculated and the estimation of influence of the higher types of waves on frequency characteristics and processes of interaction of electron beam and electromagnetic waves in a millimeter and submillimeter ranges of waves lengths is spent.

Список литературы

1. Аксенчик А.В., Кураев А.А. Мощные приборы СВЧ с дискретным взаимодействием (теория и оптимизация). Минск, 2003.
2. Аксенчик А.В., Киринович И.Ф. // Докл. БГУИР. 2010, №6 (52). С. 47–54.
3. Вайнштейн Л.А., Солнцев В.А. Лекции по сверхвысокочастотной электронике. М., 1973.

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, радиофизика, 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 2 страниц и 2 иллюстраций.

4. При наборе текста используются шрифты – Times New Roman и Symbol, размер 11 pt. Установливаемый 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.