
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. БОДНАРЬ, 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. КУРМАСHEВ, С.В. ЛУКЪЯНЕЦ, 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

Давыдова Н.С. Техническая система комплексной структурно-функциональной диагностики движений человека	5
Волков К.А., Конопелько В.К. Кодек для обработки и передачи панорамных видеоданных	12
Ратобылльская Д.В. Оценка изменения надежности системы с использованием вероятностно-алгебраического подхода.....	17
Фархат Али Саад Исследования электромагнитных экранов ограниченных размеров.....	23

Ходыко Д.Л., Саломатин С.Б. Адаптивная фильтрация нестационарного структурного сигнала.....	30
Омер Джамаль Саад, Цикман И.М., Беляев Ю.В. Угловое распределение спектрально-поляризационных параметров отраженного излучения.....	37
Меженная М.М. Оценка эффективности сигналов электромиостимуляции на основе частотно-временного анализа суммарной электромиограммы стимулируемой мышцы.....	42
Быков Р.В., Гейстер С.Р. Пространственная структура баллистической волны при линейной аппроксимации траектории пули.....	49
Хижняк А.В., Белоус А.А., Бельий А.С. Идентификация траекторной информации на основе применения методов нечеткой автоматической классификации в задаче объединения трассовой информации.....	56
Сержанов М.В., Байдаков И.В. Сервер проблемно-независимой компоненты системы управления документами.....	62
Парахневич А.В., Солонар А.С., Горшков С.А. Подходы к выбору значимой плотности вероятности в фильтрах частиц (Particle Filters).....	68
Власенко М.В. Методики расчета и оптимизации однополосных цифровых систем передачи по технологиям xDSL с учетом шумов эхо-компенсации.....	75
Ильинков В.А., Беленкевич Н.И. Генерирование стабильных модулированных сигналов в широком диапазоне несущих частот.....	82
Лисовский Д.Н., Махмуд М.Ш., Власова Г.А., Пулко Т.А. Поглотители электромагнитного излучения на основе огнестойких красок с порошкообразным наполнителем.....	89
Абдулькабер Хамза Абдулькадер, Борботько Т.В. Методика оценки эффективности средств защиты информации от утечки по тепловым каналам.....	94
Давыдов Г.В., Каван Д.М., Шамгин Ю.В. Оценка разборчивости речи в зашумленном помещении.....	99
Дворников О.В., Чеховский В.А., Дятлов В.Л., Богатырев Ю.В., Ластовский С.Б. Обеспечение радиационной стойкости аналоговых интегральных схем.....	105
Листопад Н.И., Величкевич И.О. Оптимальная маршрутизация информационных потоков с учетом параметров QoS.....	111
Гриднев Ю.В., Пальцев В.А. Синтез устройства обработки пространственно-временного когерентно-импульсного флуктуирующего сигнала на фоне коррелированных пассивных помех.....	117

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

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

Подписано в печать 21.06.2012. Формат 60×84 1/8. Гарнитура "Таймс". Бумага офсетная.
Отпечатано на ризографе. Усл. печ. л. 14,65. Уч.-изд. л. 13,6. Тираж 125 экз. Заказ 309.
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», 2012

DOKLADY BGUIR

PUBLISHED TWICE QUARTERLY

THE JOURNAL HAS BEEN PUBLISHED SINCE JANUARY, 2003

EDITOR-IN-CHIEF M. P. BATURA

ADDRESS OF EDITORIAL OFFICE

220013, MINSK, P. BROVKA STR., 6, ROOM 325

293-88-41

doklady@bsuir.by

www.doklady.bsuir.by

Contents

ELECTRONICS, RADIOPHYSICS, RADIO ENGINEERING, INFORMATICS

Davydova N.S. The technical system of the complex structure functional diagnostics of the person motions.....	5
Volkov K.A., Konopelko V.K. Codec for the processing and transfer of panoramic video data	12
Ratobylskaya D.V. Evaluation of the change of system reliability by using the probability-algebraic approach.....	17
Farhat Ali Saad Researches of electromagnetic screens.....	23
Khodyko D.L., Salomatin S.B. Adaptive filtering a non-stationary structural signal	30
Omer Jamal Saad, Tsykman I.M., Belyaev Y.V. Angular distribution of spectral-polarization parameters of radiation reflected.....	37
Mezhennaya M.M. Efficiency assessment of electrical stimulation signals on the base of time-frequency analysis of stimulated muscle global electromyogram.....	42
Bykov R.V., Heister S.R. Spatial structure of ballistic wave in case of linear approximation of bullet flight path.....	49
Khizhniak A.V., Belous A.A., Bely A.S. Identification of trajectory information by applying fuzzy automatic classification in the information association problem.....	56
Sterjanov M.V., Baidakov I.V. Domain independent server for document management system	62
Parakhnevich A.V., Solonar A.S., Gorshkov S.A. Approaches to the importance density choice in Particle Filters	68

Vlasenko M.V. The methods of calculation and optimization digital transmission systems by the technologies xDSL in view of noise echo cancellation.....	75
Ilyinkov V.A., Belenkevich N.I. Generating of the stable modulated signals in a wide range of carrying frequencies	82
Lisovskiy D.N., Mahmud M.Sh., Vlasova G.A., Pulko T.A. Absorbents of electromagnetic radiation based on the fire-proof paints with powder-like filler	89
Abdulkaber Hamza Abdulkader, Borbotko T.V. Procedure of an estimate of efficiency of protection means of the information from leakage on thermal channels.....	94
Davydau H.V., Kavan D.M., Shamgin Y.V. Evaluation of speech intelligibility in the premises protected by acoustic noise generator	99
Dvornikov O.V., Tchekhovski V.A., Diatlov V.L., Bogatyrev Yu.V., Lastovski S.B. Radiation hardness ensuring of analog integrated circuits.....	105
Listopad N.I., Velichkevich I.O. Optimal routing information flows within the parameters of QOS ..	111
Gridnev Y.V., Paltsev V.A. Synthesis of the processing device of the space-time coherently-pulse fluctuating signal against the correlated passive hindrances	117

ЭЛЕКТРОНИКА, РАДИОФИЗИКА, РАДИОТЕХНИКА, ИНФОРМАТИКА

УДК 51-76; 612.741.1; 612.76

ТЕХНИЧЕСКАЯ СИСТЕМА КОМПЛЕКСНОЙ СТРУКТУРНО-ФУНКЦИОНАЛЬНОЙ ДИАГНОСТИКИ ДВИЖЕНИЙ ЧЕЛОВЕКА

Н.С. ДАВЫДОВА

*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
П. Бровка, 6, Минск, 220013, Беларусь**Поступила в редакцию 7 мая 2012*

Работа посвящена разработке алгоритма функционирования технической системы комплексной структурно-функциональной диагностики движений человека, реализующей одновременную регистрацию в реальном масштабе времени и совместный анализ электрофизиологических и биомеханических параметров движения. В соответствии с разработанным алгоритмом предложены способы технической реализации данной системы.

Ключевые слова: двигательный навык человека, структурно-функциональная диагностика, биомеханика, электрофизиология, электромиографический портрет движения.

Введение

Задача комплексной структурной и функциональной диагностики движений человека является актуальной для медицины (двигательная реабилитация, клиническая биомеханика, протезирование), спорта (спортивная медицина, эффективное обучение, прогнозирование двигательной одаренности у детей) и профессионально-трудовой деятельности (эффективные профессиональные навыки) [1–3]. Несмотря на развитие большого числа методов биомеханического (подография, стабилметрия и т.д.) и электрофизиологического (электромиография, электрокардиография и т.д.) исследования движений человека, комплексное применение данных методов наблюдается, прежде всего, в клинической практике для диагностики функционального состояния и нарушений опорно-двигательного аппарата человека. При этом перечень выполняемых движений в клинической практике ограничивается простыми бытовыми и рабочими движениями (ходьба, стояние, хватание, циклические двигательные акты) [4–5]. В области спорта и профессионально-трудовой деятельности преобладает использование биомеханических методов анализа движений человека [6]. Это связано с конструктивными особенностями технических средств электрофизиологических исследований и сложной структурно-функциональной организацией исследуемых движений. Биомеханические методы исследования позволяют оценить технику выполнения спортивного упражнения, но не дают информации о физиологических механизмах двигательного акта [7].

Таким образом, необходимо разработать алгоритмы функционирования и способы технической реализации систем комплексной структурно-функциональной диагностики двигательных способностей человека, применение которых возможно как в клинической, так и в спортивной практике вне зависимости от сложности исследуемого движения и реализующие быстрые методики анализа получаемых данных.

Основная часть

Проведенные в работах [8–10] исследования показали результативность комплексного подхода к анализу двигательных навыков человека, сущность которого сводится к совместному

рассмотрению электрофизиологических и биомеханических параметров движения, а также построению электромиографического портрета движения, который представляет собой совокупность пространственно-временных и амплитудных электромиографических характеристик движения [11].

Разработка алгоритма функционирования технической системы комплексной структурно-функциональной диагностики движений человека осуществлялась на базе предложенной автором методики построения и анализа электромиографического портрета движения, основанной на методах многоканальной электромиографии, подографии и видеосъемки [8, 9, 12, 13]. Методика включает: 1) синхронную регистрацию в реальном масштабе времени заданного количества каналов электромиограммы (выбираются мышцы, преимущественно обеспечивающие исследуемую двигательную деятельность), четырех каналов подограммы (регистрируются моменты отрыва и касания отдельно пятки и носка каждой ноги) и видеодорожки; 2) цифровую обработку полученных сигналов многоканальных электромиограмм и подограмм 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 вычислению общих динамических характеристик движения.

На рис. 1,а показан пример электромиографического (ЭМГ) портрета движения «прыжок вперед с места». На рисунке представлены нормированные электромиограммы мышц Rectus Femoris, Biceps Femoris, Gastrocnemius и Soleus правой ноги, а также показаны маркеры границ фаз движения, соответствующих временным моментам: «начало движения», «отрыв пятки», «отрыв носка», «касание пятки», «касание носка» 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 пятки, фаза приземления (4) – от момента касания пятки до момента касания носка, фаза подъема (5) – от момента касания носка до конца движения. На рис. 1,б представлены кадры синхронной видеосъемки, соответствующие выделенным фазам движения.

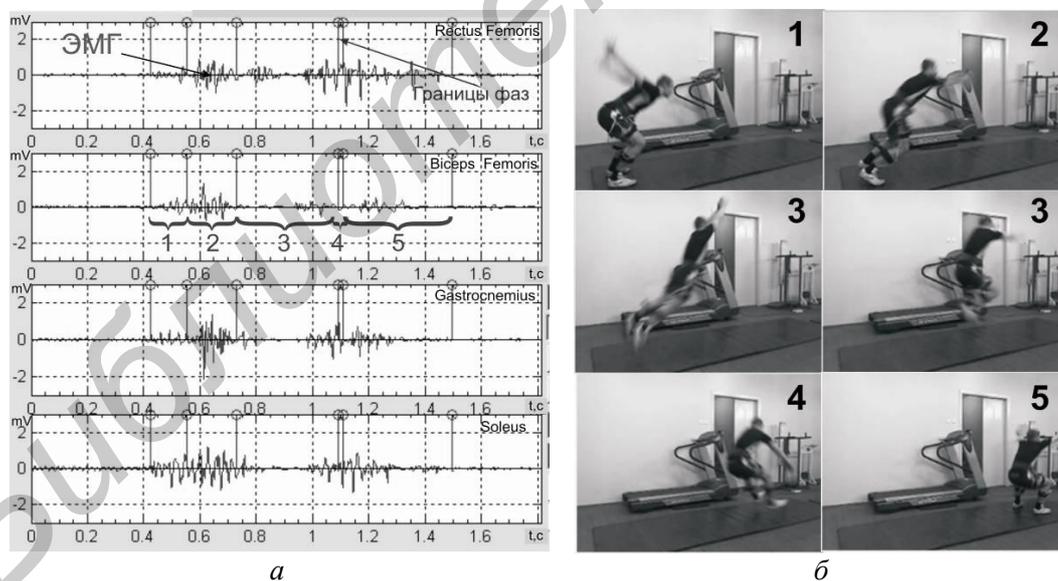


Рис. 1. Пример ЭМГ портрета движения «прыжок вперед с места» (а); кадры синхронной видеосъемки, соответствующие выделенным фазам движения (б): 1 – фаза подседа, 2 – фаза толчка, 3 – фаза полета, 4 – фаза приземления, 5 – фаза подъема

Алгоритм функционирования технической системы структурно-функциональной диагностики движений человека представлен на рис. 2. Согласно алгоритму процедура структурно-функциональной диагностики движений человека происходит в три этапа: этап задания исходных параметров; этап регистрации электрофизиологических и биомеханических сигналов в режиме реального времени; этап последующей структурно-функциональной диагностики движения.

На этапе задания исходных параметров пользователь вносит в базу данных необходимую информацию о пациенте (рост, вес, диагноз, спортивная подготовка и т.д.), выбирает необходимое количество каналов электромиограммы (ЭМГ) и производит назначение исследуемых мышц, выбирает биомеханические датчики для построения пространственно-временной структуры движения, а также указывает тип исследуемого движения.

После разрешения пользователем начала диагностической процедуры наступает этап регистрации электрофизиологических и биомеханических сигналов в режиме реального времени. На данном этапе осуществляются регистрация и графическое построение электрофизиологических и биомеханических сигналов в реальном масштабе времени.

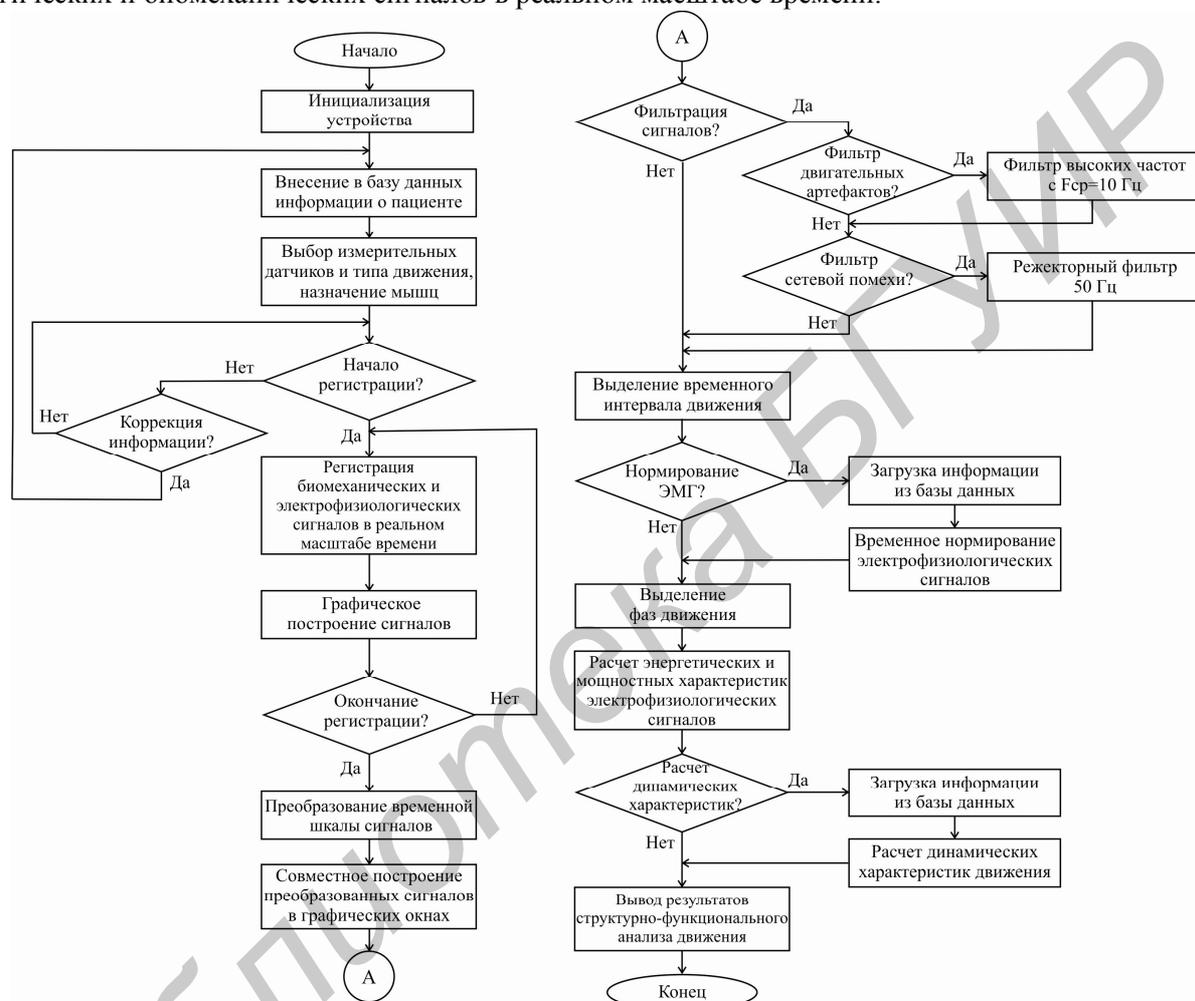


Рис. 2. Алгоритм функционирования технической системы структурно-функциональной диагностики движений человека

После разрешения пользователем окончания диагностической процедуры наступает этап структурно-функциональной диагностики движения по следующему алгоритму:

1. Совмещение электрофизиологических и биомеханических сигналов с целью совместного рассмотрения иннервационной и пространственно-временной структуры движения. При этом происходит преобразование временных шкал сигналов с учетом их частот дискретизации к общему базису и последующее построение сигналов в одних графических окнах.

2. Фильтрация сигналов многоканальных электромиограмм с целью удаления двигательных артефактов и сетевой помехи из спектра полезного сигнала. Для фильтрации двигательных артефактов используется фильтр высоких частот с частотой среза 10 Гц, для сетевой помехи – режекторный фильтр 50 Гц. При конструировании названных фильтров необходимо обеспечить минимизацию амплитудных и фазовых искажений в полосе пропускания и заданное подавление сигнала в полосе задерживания [14].

Применение фильтров необходимо ограничить случаями реального зашумления полезного сигнала, т.к. любой фильтр вносит дополнительные фазовые и/или амплитудные искажения в исходный сигнал.

3. Временное нормирование сигналов многоканальных электромиограмм для корректного сравнения электромиографического портрета одного и того же движения у разных людей. При этом пользователь интерактивно выделяет временной интервал движения, далее в зависимости от типа движения, из базы данных загружается информация о временной норме и происходит приведение сигналов многоканальных ЭМГ к выбранной норме.

Нормирование электрофизиологических сигналов не является обязательной процедурой, однако рекомендуется для унификации электромиографических портретов одного и того же движения у разных людей.

4. Выделение временных интервалов фаз движения. Фазы движения выделяются на основании пространственно-временной структуры движения (биомеханические сигналы). При этом определяются время начала и время конца каждой фазы движения.

В последствии пространственно-временная структура движения представляется в виде временных интервалов фаз движения, для которых характерно определенное положение тела человека в пространстве.

5. Расчет энергетических и мощностных характеристик ЭМГ - сигналов для определения энергетического вклада каждой мышцы в формирование движения и оценки распределения усилий работающих мышц по фазам движения. При этом рассчитываются суммарная энергия ЭМГ каждой мышцы, абсолютная и процентная доля энергии ЭМГ исследуемых мышц для каждой фазы движения, а также мощность сигнала ЭМГ работающих мышц во всех фазах движения.

6. Расчет динамических характеристик движения. При этом в зависимости от типа движения из базы данных загружается необходимая информация об испытуемом (рост, вес и т.д.) и расчетные соотношения, далее вычисляются общие динамические характеристики движения, такие как работа и мощность.

Вывод результатов структурно-функциональной диагностики движения осуществляется в заданном пользователем виде (графические карточки, табличная информация и т.д.).

В соответствии с разработанным алгоритмом предложена структурная схема технической системы структурно-функциональной диагностики движений человека (рис. 3). Согласно разработанной схеме, техническая система структурно-функциональной диагностики движений человека работает следующим образом. При выполнении человеком какого-либо двигательного действия производится регистрация электрофизиологических и биомеханических параметров движения с помощью блока регистрации иннервационной структуры движения и блока регистрации пространственно-временной структуры движения (совместно – блок регистрации данных). При этом блок регистрации иннервационной структуры движения осуществляет отведение посредством блока электродов заданного количества каналов интерференционной электромиограммы выбранных мышц. В свою очередь, блок регистрации пространственно-временной структуры движения осуществляет запись внешних двигательных проявлений. Выбор датчиков для блока регистрации пространственно-временной структуры движения зависит от типа исследуемого движения. Для исследования локомоций, связанных с перемещением тела относительно опоры (ходьба, бег, прыжки) могут использоваться подографические датчики, для исследования циклических движений (ходьба, бег, велоспорт) – гониометрические датчики, для двигательных актов, выполняемых с ускорением, предпочтительно применение акселерометрических датчиков и т.д. В зависимости от сложности структуры исследуемого движения и необходимой степени детализации возможно совместное применение датчиков различных типов.

Многоканальные аналоговые сигналы с блоков регистрации иннервационной и пространственно-временной структуры движения поступают на аналогово-цифровые преобразователи (АЦП). При этом с целью синхронизации регистрируемых электрофизиологических и биомеханических данных предусмотрен блок синхронизации, который обеспечивает запуск и тактирование АЦП с учетом необходимой частоты дискретизации для каждого блока.

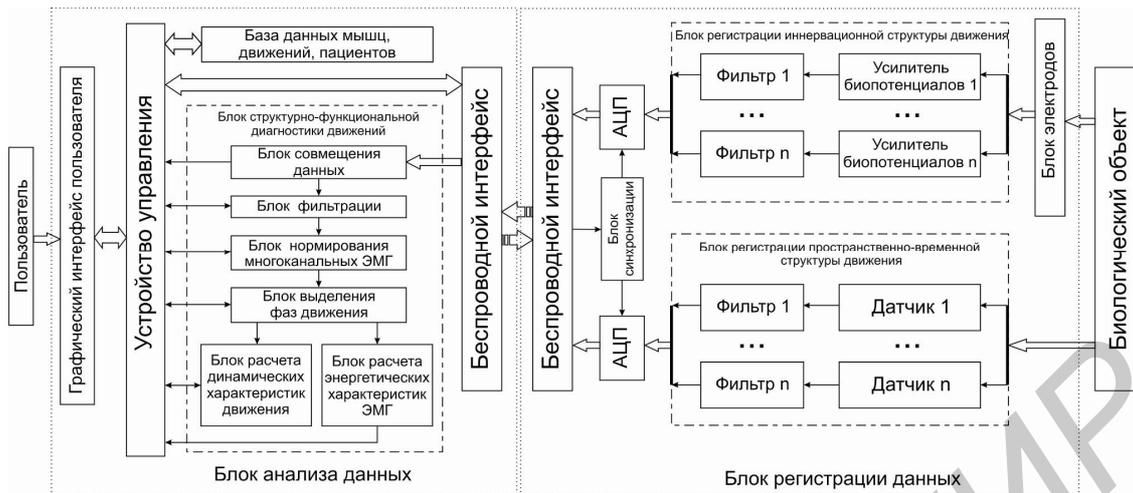


Рис. 3. Структурная схема технической системы структурно-функциональной диагностики движений человека

Конструктивно блок регистрации данных в целом и каждый измерительный датчик в отдельности должны быть выполнены с минимальными размерами и весом, а крепление последних не должно мешать естественному выполнению человеком заданного движения. Кроме того, необходимо предусмотреть автономное питание блока регистрации данных с возможностью подзарядки по требованию.

Блок регистрации данных осуществляет передачу оцифрованных электрофизиологических и биомеханических сигналов в блок анализа данных в реальном масштабе времени по беспроводному интерфейсу. Стандарт беспроводного интерфейса необходимо выбирать с позиции обеспечения максимального расстояния и максимальной скорости передачи данных при минимальном энергопотреблении.

Для корректного обмена данными между функциональными частями технической системы структурно-функциональной диагностики движений человека необходима разработка стека протоколов, который должен включать транспортные протоколы передачи данных (с учетом выбранного стандарта беспроводного интерфейса), а также программные протоколы обмена данными, регламентирующие форматы управляющих и информационных посылок данных.

В режиме реального времени в блоке анализа данных принимаемые электрофизиологические и биомеханические сигналы через устройство управления поступают на графический интерфейс пользователя с целью контроля процесса регистрации данных. При этом частота обновления графических окон зависит, во-первых, от частоты дискретизации принимаемых сигналов, а во-вторых, от размера принимаемой посылки данных. Кроме того, устройство управления служит для организации работы технической системы в целом.

Последующий анализ сигналов многоканальных электромиограмм и биомеханических параметров двигательного действия осуществляется в блоке структурно-функциональной диагностики движений в диалоге с пользователем и с привлечением информации из базы данных посредством устройства управления. База данных содержит не только внесенную пользователем информацию о пациенте (рост, вес, диагноз, спортивная подготовка и т.д.), выбранные для исследования мышцы и вид движения, но и расчетные соотношения динамических характеристик для различных движений.

Блок структурно-функциональной диагностики движений осуществляет обработку полученных электрофизиологических и биомеханических сигналов в соответствии с алгоритмом, описанным выше.

Рассмотренные алгоритм функционирования и структурная схема технической системы структурно-функциональной диагностики двигательных действий человека использованы при создании аппаратно-программного комплекса для исследования движений человека «МиоСпорт» (рис. 4).



Рис. 4. Аппаратно-программный комплекс для исследования движений человека «МиоСпорт»

Комплекс «МиоСпорт» разработан в Белорусском государственном университете информатики и радиоэлектроники и предназначен для совместного исследования иннервационной и пространственно-временной структуры движений человека путем многоканальной электромиографии и подографии с возможностью синхронной видеосъемки. Основные области применения – диагностическая медицина, реабилитационная медицина, спортивная медицина, клиническая биомеханика и биомеханика спорта.

Заключение

Разработаны алгоритм функционирования и структурная схема технической системы комплексной структурно-функциональной диагностики движений человека на основе совместного анализа электрофизиологических и биомеханических параметров двигательных действий, а также построения электромиографического портрета движения. Особенности предложенной системы являются одновременная регистрация в реальном масштабе времени электрофизиологических и биомеханических параметров движения, комплексный анализ получаемых данных, возможность исследования движений со сложной структурно-функциональной организацией.

Предложенная техническая система предназначена для изучения двигательных способностей человека в клинической и спортивной медицине (двигательная реабилитация, клиническая и спортивная биомеханика, протезирование), тренировочном процессе (контроль двигательного стереотипа спортсмена, прогнозирование двигательной одаренности у детей) и профессионально-трудовой деятельности (эффективное обучение профессиональным навыкам, профотбор).

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».

Автор выражает слова благодарности научному руководителю к.т.н., доценту Осипову А.Н. за определение целей и задач исследований, помощь в интерпретации и обобщении научных результатов; мужу и коллеге Давыдову М.В. за огромное терпение и всестороннюю поддержку, а также другу – компаньону Меженной М.М. за помощь в проведении исследований.

THE TECHNICAL SYSTEM OF THE COMPLEX STRUCTURE FUNCTIONAL DIAGNOSTICS OF THE PERSON MOTIONS

N.S. DAVYDOVA

Abstract

The article is devoted to development of the work algorithm of technical system of complex structure functional diagnostics of the person motions. The system allows synchronously recording and simultaneously analysing of the electrophysiological and biomechanical parameters of the person motions. According to the developed algorithm ways of technical realization of the system are offered.

Список литературы

1. Уилмор Дж. Х., Костилл Д.Л. Физиология спорта и двигательной активности. Киев, 1997.
2. Лукьяненко В.П. Физическая культура. Основы знаний. М., 2003.
3. Moore J. Biomedical Technology and Devices Handbook. CRC, 2004.
4. Konrad P. The ABC of EMG. A Practical Introduction to Kinesiological Electromyography. Noraxon, 2005.
5. Миронов Е.М., Витензон А.С. // Вестник травматологии и ортопедии им. Н.Н. Приорова. 2005, №1. С. 55–61.
6. Payton C.J., Bartlett R.M. Biomechanical Evaluation of Movement in Sport and Exercise: The British Association of Sport and Exercise Sciences Guide. Routledge, 2007.
7. Levy J.H. Biomechanics: Principles, Trends and Applications. Nova Science Publishers, 2009.
8. Давыдова Н.С., Осипов А.Н., Меженная М.М. и др. // Инженерный вестник. 2010. №2(30). С. 86–91.
9. Давыдова Н.С. // Новости медико-биологических наук. 2011. Т. 4, №4. С. 178–186.
10. Давыдова Н.С., Осипов А.Н., Давыдов М.В. и др. // Докл. БГУИР. 2012. №1(63). С. 40–46.
11. Алев Л.С. «Миотон» в управлении движениями. Киев, 1980.
12. Давыдова Н.С., Осипов А.Н., Меженная М.М. и др. // Материалы республиканской научно-практической конференции «Современные проблемы курортной терапии». Гродно: ГрГМУ, 2010. С. 170–174.
13. Давыдова Н.С., Осипов А.Н., Меженная М.М. и др. // Медэлектроника 2008. Средства медицинской электроники и новые медицинские технологии. 2008. С. 312–316.
14. Сергиенко А.Б. Цифровая обработка сигналов. СПб., 2003.

УДК 004.932.2

КОДЕК ДЛЯ ОБРАБОТКИ И ПЕРЕДАЧИ ПАНОРАМНЫХ ВИДЕОДАНЫХ

К. А. ВОЛКОВ, В. К. КОНОПЕЛЬКО

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

Поступила в редакцию 30 января 2012

Произведен анализ требуемой скорости передачи панорамных видеоданных для стационарных и мобильных сетей видеонаблюдения. Предложен кодек, учитывающий информацию о подвижных объектах, расположенных вне поля зрения оператора.

Ключевые слова: панорамные видеоданные, видеокодек, оператор.

Введение

Для уменьшения объема передаваемой информации в сетях видеонаблюдения используется эффективное кодирование. Существующие методы эффективного кодирования используют для сжатия видеоданных пространственную, статистическую и временную избыточность, а также особенности зрительной системы человека при восприятии цветных и полутоновых изображений [1, 2]. Дополнительно уменьшить объем передаваемой информации позволяет использование того факта, что не вся передаваемая информация может быть воспринята оператором и, следовательно, не требует передачи, что особенно актуально для панорамного видеонаблюдения. В работе проведен анализ требуемой скорости канала передачи данных для полноразмерных панорамных видеоизображений. Предлагается и исследуется метод эффективного кодирования панорамного видеоизображения с использованием обратной связи от оператора.

Анализ требований при передаче панорамного видеоизображения

Проведен натурный эксперимент по оценке требуемой пропускной способности канала для передачи панорамного видеоизображения. В ходе эксперимента осуществлялось измерение скорости передачи видеоданных от фасеточной сборки шести видеокамер [3] в формате MotionJPEG с частотой 25 кадров/с, разрешением камеры 768×576 пикселей и качеством сжатия 70%. Условия эксперимента соответствуют стандартным параметрам цифровых систем видеонаблюдения. Результаты измерений представлены на рис. 1. На графике центр круга соответствует средней скорости, радиус – колебаниям скорости передачи данных. Полученные значения сопоставлены с максимальной декларируемой скоростью различных технологий передачи данных, которые используются в стационарных и мобильных сетях видеонаблюдения (МСВН). Выявлено, что для передачи видеоданных по беспроводным сетям в реальных условиях (не выше 50-70% от максимальной декларируемой скорости передачи) могут быть использованы только данные от одиночных видеокамер или полноразмерное панорамное изображение с низким разрешением 384×288×6.

Проведен анализ условий работы оператора МСВН. Установлено, что для осуществления наблюдения оператором достаточно передавать только фрагмент панорамного изображения. Это связано с ограниченностью поля зрения человека, что позволяет значительно сократить требования к пропускной способности каналов для передачи видеоинформации.

Для проведения наблюдения в условиях ограниченного пространства широкое применение нашли нашлемные системы индикации (НСИ) [1, 2, 4]. При этом видеоизображение НСИ должно согласовываться с изменением направления взгляда оператора при повороте головы,

что помогает увеличить эффективность работы оператора в условиях стресса и снижения концентрации внимания.

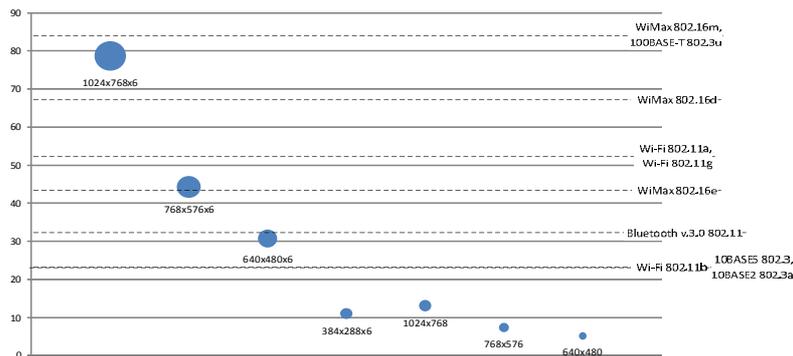


Рис. 1. Требуемая скорость передачи панорамных видеоданных

Проведен анализ существующих программных и аппаратных решений для панорамных видеокодеков компаний Spherical Panorama, Inc., Remotereality, EGG Solution Inc., Google Inc. и др. Установлено, что представленные видеокодеки специализируются на выделении и передаче отдельного участка панорамного изображения, выбор которого пользователем производится вручную. Данный подход оправдан для использования в кинематографии, образовательном видео, виртуальном туризме. Однако он не эффективен для задач видеонаблюдения, поскольку не позволяет оперативно выбирать требуемую область пространства для отображения, а также не предоставляет информации о подвижных объектах, расположенных вне ее.

Для осуществления эффективной передачи панорамных видеоизображений предлагается модифицировать классическую схему системы видеокодирования [5–7], включив в ее состав управляющую обратную связь между оператором и видеокодером, по которой передается информация о направлении взгляда оператора (рис. 2).

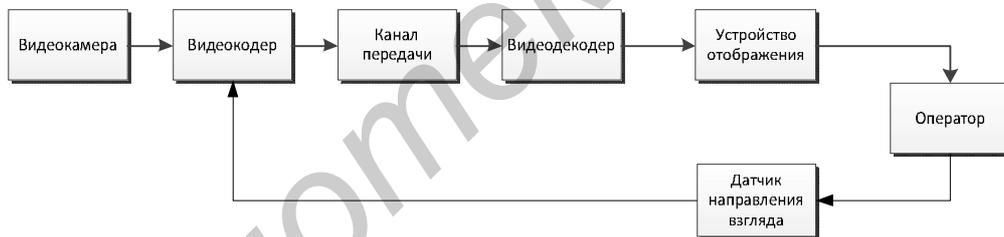


Рис. 2. Структура видеокодека с обратной связью для передачи панорамных видеоданных

Видеокодер осуществляет формирование панорамного видеоизображения из видеосигналов фасеточной сборки видеокамер или подвижной сканирующей видеокамеры [3, 8], выделяет движущиеся объекты на сформированном панорамном видеоизображении [9] и соответствующий полю зрения оператора фрагмент панорамного видеоизображения, производит интеграцию в выделенный фрагмент видеоизображения информации (в виде пиктограмм) о подвижных объектах, расположенных вне поля зрения оператора, и выполняет эффективное кодирование сформированного видеоизображения.

Видеодекодер выполняет декодирование видеоизображения для отображения в НСИ. Для предлагаемого видеокодека может применяться любая существующая программная или аппаратная реализация видеодекодера, поддерживающая используемый видеокодером формат эффективного кодирования.

Датчик направления взгляда оператора осуществляет определение угловой ориентации головы оператора в двух плоскостях. Это можно реализовать на основе оптического принципа определения положения головы оператора в двух плоскостях [10, 11]. Данное решение не требует специальной модификации шлема, пригодно для работы оператора в условиях стесненного рабочего пространства с множеством металлических поверхностей и наличием вибраций, обеспечивает достаточную точность детектирования угла перемещения [1, 12].

Видеокод с обратной связью

Для представления информации о подвижных объектах, расположенных вне поля зрения оператора, возможно использование стрелочных индикаторов с указанием относительной позиции и индикаторов в виде азимутальной диаграммы (рис. 2). В мобильных системах видеонаблюдения в качестве эффективного кодирования можно использовать протокол MotionJPEG. Данное решение предъявляет минимальные требования к кодирующему и декодирующему оборудованию (по сравнению с MPEG-4, H.264 и др.) и позволяет применить недорогие компьютеры с малой вычислительной мощностью, габаритами, энергопотреблением и использовать программные библиотеки с открытым кодом.



Рис. 2. Образец синтезированного изображения для НСИ: *а* – фрагмент исходного панорамного видеоизображения; *б* – стрелочная индикация подвижных объектов; *в* – азимутная индикация подвижных объектов

Согласно предложенной структурной схеме выполнена программно-аппаратная реализация видеокодека (рис. 3), которая предполагает выполнение следующих операций.

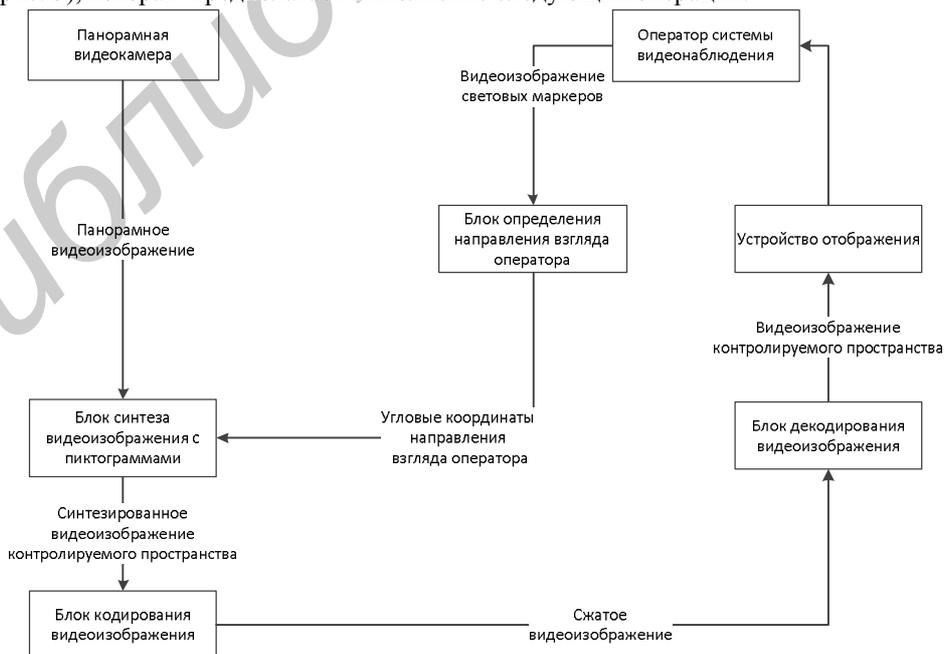


Рис. 3. Функциональная схема видеокодека с обратной связью

1. Формирование множества областей движения $A(t) = \|a(i, t)\|_{(i=0, N-1)}$ [9]. Исходный кадр $M(t) = \|m(w, h, t)\|_{(w=0, W-1, h=0, H-1)}$ видеоданных ($t \in [0, T-1]$) размером $W \times H$ попиксельно сравнивается с фоновым изображением $M_{BG}(t)$, найденные замкнутые области различий соответствуют областям движения.

2. Коррекцию фонового изображения $M_{BG}(t)$ с учетом кадра $M(t)$.

3. Выделение ограничивающих прямоугольников областей движения $R_{In}(t)$ и $R_{Out}(t)$ с учетом углов направления взгляда оператора (α, β) в двух плоскостях. Определяются ограничивающие прямоугольники $R(t) = \|r(i, t)\|_{(i=0, N-1)}$ для выделенных областей движения $A(t)$. Множество ограничивающих прямоугольников разделяется на множество $R_{In}(t)$ прямоугольников, расположенных в поле зрения оператора и множество $R_{Out}(t)$ прямоугольников, расположенных вне поля зрения.

4. Синтез изображения $\hat{M}(t) = \|m(w, h, t)\|_{(w=0, W-1, h=0, H-1)}$ на основе исходного кадра $M(t)$ и информации об ограничивающих прямоугольниках $R_{In}(t)$ и $R_{Out}(t)$.

5. Формирование сжатого изображения $\hat{M}_C(t)$ на основе синтезированного изображения $\hat{M}(t)$.

6. Передачу сжатого изображения $\hat{M}_C(t)$ по сети от кодера к декодеру.

7. Восстановление изображения $\hat{M}(t)$ из сжатого изображения $\hat{M}_C(t)$ и отображение его оператору.

8. Определение углов (α, β) направления взгляда оператора [10] и передача данной информации по сети к декодеру.

Произведен натурный эксперимент для определения быстродействия отдельных программных блоков. В эксперименте тестирования кодера и декодера использовались идентичные компьютеры со следующей конфигурацией: чипсет Zotac IONITX-G-E Nvidia ION, процессор Intel Atom N330 dual-core 1,6 GHz, ОЗУ 2xDDR2-800 1Гб. Результаты эксперимента приведены в таблице.

Время обработки одного кадра программными блоками видеокodeка

Программный блок	Время обработки, мс
Блок выделения областей с движущимися объектами	10
Блок синтеза видеоизображения (с наложением пиктограмм)	2
Блок кодирования видеоизображения	22
Блок декодирования видеоизображения	8
Блок определения положения головы оператора	12

Анализ данных таблицы показывает, что задержка на обработку одного видеокadра кодером составляет 34 мс, т.е. система может работать в режиме реального времени для видеопотока с частотой 25 кадров/с.

Заключение

В работе проведен анализ требуемой скорости и показана возможность отказа от передачи полноразмерного панорамного видеоизображения. Предложен видеокodeк с обратной связью, осуществляющий передачу фрагмента панорамного видеоизображения с учетом направления взгляда и поля зрения оператора. Проведен натурный эксперимент для определения быстродействия программных блоков, подтвердивший работоспособность предложенного видеокodeка для систем видеонаблюдения реального времени. Видеокodeк может использоваться в стационарных и мобильных сетях видеонаблюдения для контроля технологических процессов на предприятиях, охраны объектов, проведения исследований в различных областях науки и техники.

CODEC FOR THE PROCESSING AND TRANSFER OF PANORAMIC VIDEO DATA

K.A. VOLKOV, V.K. KONOPELKO

Abstract

An analysis of the required transfer rate of panoramic video data for stationary and mobile surveillance networks is done. A codec which takes into account information about moving objects located out of sight of the operator is proposed.

Список литературы

1. *Кучерявый А.А.* Бортовые информационные системы. Ульяновск, 2004.
2. *King P.* // SID 95 digest. 1995. P. 663.
3. *Волков К.А., Сиротко И.И.* // Телекоммуникации: сети и технологии, алгебраическое кодирование и безопасность данных: материалы международного научно-технического семинара. 2011. С. 57–61.
4. *Sherman R.* // Avionics Magazine. 2001. Vol. 25, №3. P. 25–27.
5. *Chen T.* // IEEE Transactions of circuits and systems for video technology. 1993. Vol. 3, №2. P. 116–137.
6. *Ghanbari M.* Standard Codecs-Image Compression to Advanced Video Coding. UK., 2003.
7. *Iain R.* // The Robert Gordon University. UK., 2003.
8. *Волков К.А., Конопелько В.К.* // 5-я Международная научная конференция по военно-техническим проблемам, проблемам обороны и безопасности, использованию технологий двойного применения. 2011. С. 101–103.
9. *Волков К.А.* // Докл. БГУИР. 2010. №5. С. 92–98.
10. *Волков К.А.* // Телекоммуникации: сети и технологии, алгебраическое кодирование и безопасность данных : материалы международного научно-технического семинара. 2011. С. 61–65.
11. *Mulder A.* Human Movement Tracking Technology. Technical Report 94-1, Simon Fraser University School of Kinesiology, 1994.
12. *Warwick G.* // Flight International. 2000. Vol. 158, №4748. P. 38–39.

УДК 519.873+519.688

ОЦЕНКА ИЗМЕНЕНИЯ НАДЕЖНОСТИ СИСТЕМЫ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ВЕРОЯТНОСТНО-АЛГЕБРАИЧЕСКОГО ПОДХОДА

Д.В. РАТОБЫЛЬСКАЯ

Гомельский государственный университет им. Франциска Скорины
Советская, 104, Гомель, 246019, Беларусь

Поступила в редакцию 7 марта 2012

Дано краткое описание вероятностно-алгебраического моделирования и алгоритма исключения как методов исследования сложных систем. Приведены описание расчета и трактовка показателей надежности для систем с более чем двумя выделенными несовместными состояниями составных элементов. Рассмотрен пример оценки изменения надежности сети с помощью программы вероятностно-алгебраического моделирования PALS.

Ключевые слова: вероятностно-алгебраическое моделирование, метод исключения, надежность системы, вклад элемента.

Введение

В последние годы для расчета вероятностных показателей надежности функционирования сложных систем используются несколько классов методов структурного анализа. Наибольшее распространение получили методы деревьев событий и отказов, логико-вероятностного моделирования (ЛВМ), топологические, логико-графические и др. [1]. Указанные методы имеют общую методологическую основу, которую можно охарактеризовать следующими положениями.

1. Для представления элементов в указанных методах моделирования систем используются бинарные случайные события с двумя несовместными исходами (работоспособность – отказ элемента).

2. Основной способ постановки задачи для исследования надежности – построение структурной схемы надежности функционирования сложной системы.

3. Математическая база моделирования – алгебра логики, форма представления детерминированной модели надежности – логическая функция.

4. На базе структурных логических и расчетных вероятностных моделей определяются значения показателей надежности функционирования системы и обосновываются различные эксплуатационные, управленческие и прочие решения.

Метод вероятностно-алгебраического моделирования (ВАЛМ) представляет собой расширение ЛВМ для случая многозначной логики, когда возможных исходов событий более двух [2]. Метод ВАЛМ реализует процесс формирования вектора вероятностей состояний системы по векторам вероятностей состояний, составляющих систему компонентов с учетом установленных между ними связей. Средства аппарата ВАЛМ совместно с оригинальным алгоритмом исключения [3] позволяют проводить исследование параметров надежности сложных систем с сетевой структурой, не сводимой к последовательно-параллельным взаимодействиям. Задачи исследования надежности таких структур связаны с анализом работы электрических сетей, транспортных систем, архитектуры отказоустойчивых компьютеров и коммуникационных сетей.

Метод вероятностно-алгебраического моделирования, алгоритм исключения

Метод ВАЛМ включает последовательность итераций, позволяющую оценить временную эволюцию вероятностных характеристик износа, влияющих на надежность как отдельных компонентов, так и всей системы в целом. На каждой итерации реализуется статическое моделирование, отображающее процессы взаимодействия выделенных компонентов системы для текущего интервала времени функционирования исследуемой системы.

Исследуемая система формализуется в виде структурной схемы функционирования системы, состоящей из множества компонентов $K = \{K_i\}$ ($i = 1 \dots m$) и связей. Выделенные компоненты системы могут находиться в одном из множества несовместных состояний $S = \{S_j\}$ ($j = 1 \dots n$), характеризующих исследуемое свойство – уровень надежности, причем уровень надежности убывает с увеличением индекса состояния. Вероятности нахождения компонентов системы в каждом из выделенных состояний задаются векторами вероятностей:

$$P^i = (p_1^i, \dots, p_n^i), \sum_{j=1}^n p_j^i = 1, i = 1 \dots m.$$

Предполагается, что компоненты системы независимы, связи между ними устанавливаются с учетом целей исследования. Элементы результирующего вектора вероятности надежности P^P , полученного в результате вероятностно-алгебраического умножения векторов взаимодействующих компонентов системы P^1 и P^2 , определяются по формуле:

$$p_k^P = \sum_{j=1}^n \sum_{i=1}^n a_{ij}^k p_i^1 p_j^2, \quad i, j, k = \overline{1, n}, \quad (1)$$

где коэффициенты a_{ij}^k называются коэффициентами ВАЛМ и зависят от порядка связи элементов системы (последовательной или параллельной) [3].

Для оценки параметров надежности сложных сетевых структур используется сочетание метода ВАЛМ и алгоритма исключения. Структурная схема функционирования системы представляется в форме неориентированного графа. Вершины графа содержат описание всех возможных состояний компонентов системы с соответствующими вероятностными характеристиками, ребра – связи компонентов между собой. Для задания направления движения в сетевой структуре выделяют начальную и целевую вершины.

Метод исключения состоит в поиске набора родительских путей графа, расчете параметров исключения и последующем определении надежности системы [4]. Путь на графе называется родительским, если любой другой путь, соединяющий те же начальный и целевой узлы, либо содержит в себе данный путь, либо содержит замещение одного из узлов данного пути.

Пусть имеем граф, состоящий из m уникально упорядоченных узлов $X = \{x_i | i = 1 \dots m\}$ (индекс i однозначно определяет узел x_i) и содержащий r минимальных путей $W = \{N_k | k = 1 \dots r\}$, где $N_k = \{x_j | j \in J\}$, $J = \{1, \dots, m\}$ – k -й минимальный путь. Каждый узел графа x_i характеризуется некоторой вероятностной величиной надежности $p^i \in [0, 1]$, определяемой для каждого из выделенных состояний элемента системы согласно правилам метода ВАЛМ (1).

Надежность k -ого пути $N_k \in W$ определяется формулой:

$$P^k = \prod_{j \in B} p^j, B = \{j \in J | x_j \in N_k\}.$$

Надежность исследуемой системы:

$$R = \sum_{k=1}^r P^k \cdot L_k, \quad (2)$$

где $L_k = \overline{\bigwedge_{l=1}^{k-1} T_l}$ – коэффициент исключения, $T_l = \{x_q \mid x_q \in N_l, x_q \notin N_i\}$ – набор замещенных узлов l -ого пути. Формула для коэффициентов исключения раскрывается согласно правилам исключения [4].

Показатели надежности функционирования системы

Рассчитываемые показатели оценки надежности функционирования системы составляют: обобщенный показатель надежности, отказоустойчивость и период наработки до отказа для невозстанавливаемой системы [5].

Надежность системы (R) – вектор вероятностей нахождения системы в выделенных состояниях. Значения вектора надежности исследуемой системы определяется согласно формуле (2). Он может быть интерпретирован как вектор вероятности безотказной работы системы в текущий момент моделирования при подходящей структуре функциональной схемы.

Отказоустойчивость системы (P_{oc}) – вероятность сохранения системой работоспособного состояния при заданных вероятностях отказов составных элементов системы в заданный период моделирования.

При выделении более двух возможных несовместных состояний работоспособности компонентов системы $\{S_j\}$ ($j=1..n, n > 2$) показатель отказоустойчивости определяется как вероятность нахождения системы в состоянии, противоположном отказу при заданных параметрах возникновения отказов или износа составных компонентов системы:

$$P_{oc} = 1 - p_{n|f},$$

где $p_{n|f}$ – n -ый компонент результирующего вектора вероятностей системы для заданных законов изменения состояний элементов системы (f – вектор или функция распределения отказов или износа компонентов).

Наработка до отказа (T) – время, в течение которого вероятность отказа объекта превысит заданный уровень $1 - \gamma$, при условии работоспособности системы в начальный момент времени моделирования. В программе PALS модельное время наработки до отказа определяется количеством циклов работы системы l до превышения вероятностью для последнего выделенного состояния величины $1 - \gamma$:

$$T = \{\max l : p_{nl} \leq 1 - \gamma, l = 1, 2, \dots\},$$

где p_{nl} – значение n -го компонента результирующего вектора вероятностей системы для l -ой реализации.

Математическая модель работоспособности системы в виде логической функции надежности системы и полученная на ее основе по правилам ВАЛМ вероятностная функция позволяют оценить степень участия каждого из элементов в работе всей системы. Для элементов системы при оценке показателей надежности используются понятия «веса», «значимости» и «вклада» [6].

«Вес» элемента системы. Показатель не зависит от вероятностей. «Вес» i -го элемента системы g_i , состоящей из m элементов, есть отношение веса булевой разности по аргументу x_i к числу всех наборов m -мерного логического пространства [7].

При переходе согласно правилам ВАЛМ и метода исключения к алгоритмической форме определения «веса» элемента в системе получим формулу вида:

$$g_i = \sum_{k=1}^r h(N_k | i) / (r - h(L_k | i)),$$

где r – количество родительских путей, $h(F | i) = \begin{cases} \text{количество узлов в наборе } F, x_i \in F \\ 0, x_i \notin F \end{cases}$.

При расчете «значимости» и «вклада» элементов можно работать с вектором надежности системы и получать вектора значимости и вкладов, либо использовать показатель надежности \bar{R} и получать соответственно показатели значимости и вкладов. Показатель надежности рассчитывается как произведение вектора надежности системы R и вектора уровня надежности $V = (v_1, \dots, v_n)$: $\bar{R} = R \times V$.

Показатель *значимости* элемента позволяет оценить величину влияния отдельных элементов на безотказность системы в целом и базируется на знании вероятностей исходных событий. В случае, когда вероятности безотказной работы компонентов системы не известны, возникает понятие структурной значимости (Бирнбаум), рассчитываемой при предположении нахождения элементов системы в работоспособном состоянии с вероятностью $p^i = 0,5$.

При исследовании системы со многими состояниями уровень значимости i -го элемента ξ_i определяется соотношением:

$$\xi_i = \bar{R} |_{p_i^i=1} - \bar{R} |_{p_n^i=1},$$

где $\bar{R} |_{p_i^i=1}$, $\bar{R} |_{p_n^i=1}$ – показатели надежности системы при пребывании i -го компонента в l -ом и n -ом состояниях соответственно.

Показатель «вклада» элемента в надежность системы – произведение вероятности безотказной работы элемента на его «значимость». При оценке вклада текущего состояния элемента x_i в показатель надежности системы используются понятия положительного b_i^+ и отрицательного b_i^- вклада как разностей между текущим значением параметра надежности системы и параметрами надежности, получаемыми при наилучшем и наихудшем состояниях элемента соответственно. Вероятностная форма расчета показателей вкладов имеет вид

$$b_i^+ = \bar{R} |_{p_i^i=1} - \bar{R} |_{p^i}, \quad b_i^- = \bar{R} |_{p^i} - \bar{R} |_{p_n^i=1}.$$

Показатели вклада позволяют определить меру значимости элемента при организации резервирования и для систем с восстановлением.

Пример оценки изменения надежности системы

В качестве примера исследуемой системы рассмотрим модель сети сообщения, представляющую собой простейший вариант мостиковой структуры. Структурную схему функционирования образует неориентированный граф, состоящий из четырех вершин (6-9, начальная вершина 6, целевая – 9) и пяти ребер (1-5) (рис. 1).

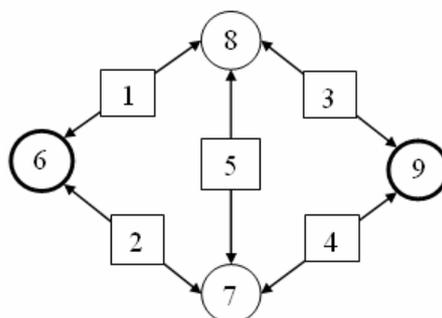


Рис. 1. Схема модели сети сообщения

Построение логического выражения функционирования системы, переход к соответствующим вероятностным функциям и расчет показателей надежности проведены с помощью программы PALS, являющейся средством автоматизации метода ВАЛМ и метода ис-

ключения [3]. Исходные данные и рассчитанные параметры надежности сети представлены в таблице. Из данных которой можно заключить, что: по «весу» элементы x_1, x_2, x_3, x_4 одинаковы, а x_5 самый легковесный; по «значимости» элементы расположились в следующем порядке $x_2 > x_3 > x_4 > x_1 > x_5$; по положительному «вкладу» приоритеты элементов оказались аналогичны предыдущей ранжировке; по отрицательному вкладу (ущербу) на первом месте элемент x_2 , на последнем – x_5 .

Таким образом, наиболее важным при оценке изменения надежности системы является второй элемент системы, наименьшую нагрузку несет пятый элемент.

Характеристики элементов модели сети сообщения

x_i	p^i	g_i	ξ_i	b_i^+	b_i^-
1	(0,75 0,15 0,10)	0,375	0,18099	0,034727	0,146264
2	(0,65 0,15 0,20)	0,375	0,410233	0,116959	0,293274
3	(0,60 0,10 0,30)	0,375	0,303793	0,110519	0,193274
4	(0,80 0,15 0,05)	0,375	0,257593	0,033477	0,224116
5	(0,85 0,14 0,01)	0,125	0,01115	0,001476	0,009674
R	(0,75 0,16 0,09)				
V	(1 0,5 0)				

Синхронность ранжировки по «значимости» и по «вкладу», значения показателей весов элементов согласовываются с данными результатов исследования надежности системы с помощью логико-вероятностных методов [7]. Для случая рассмотрения системы с двумя выделенными несовместными состояниями данные расчетов методами ЛВМ и методом ВАЛМ совпадают [1, 3, 5].

Заключение

Использование вероятностно-алгебраического подхода и метода исключения позволяет проводить исследования надежности сложных технических систем с сетевой структурой, не сводимой к структурам с последовательно-параллельными соединениями, при выделении более двух несовместных состояний компонентов системы. Рассчитываемые при этом классические показатели надежности требуют дополнительных определений. В статье приведены модификации реализованных в системе моделирования PALS показателей надежности системы, полученных в результате сочетания метода ВАЛМ и метода исключения. На примере демонстрируется расчет указанных характеристик для мостиковой структуры. Объективность полученных результатов подтверждена сравнением с результатами исследований аналогичных структур при логико-вероятностном подходе.

EVALUATION OF THE CHANGE OF SYSTEM RELIABILITY BY USING THE PROBABILITY-ALGEBRAIC APPROACH

D.V. RATOBYLSKAYA

Abstract

A brief overview of the probability-algebraic modeling and of algorithm exception as methods of investigation of complex systems is presented. It contains description of the calculation and interpretation of reliability indices for systems with more than two selected incompatible states of components. The article describes an example of evaluation of the changes in network reliability by using the program of the probability-algebraic simulation PALS.

Список литературы

1. Можяев А.С., Демидов Ю.Ф. // Труды междунар. научн. школы МА БР. 2002. С. 106.
2. Сукач Е.И., Ратобильская Д.В., Каморникова Т.Я. // Труды междунар. научн. школы МА БР. 2010. С. 495.
3. Сукач Е.И., Демуськов А.Б., Ратобильская Д.В. // Математические машины и системы. 2011. №3. С. 32–39.
4. Ратобильская Д.В. // Шестая научн.-практ. конф. Математическое и имитационное моделирование систем. МОДС'2011. С. 386.
5. Ушаков И.А. Надежность технических систем. М., 1985.
6. Можяев А.С., Громов В.Н. Теоретические основы общего логико-вероятностного метода автоматизированного моделирования систем. СПб., 2000.
7. Рябинин И.А. Надежность и безопасность структурно-сложных систем. СПб., 2000.

УДК 538.56

ИССЛЕДОВАНИЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ЭКРАНОВ ОГРАНИЧЕННЫХ РАЗМЕРОВ

АЛИ СААД ФАРХАТ

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

Поступила в редакцию 30 мая 2012

Рассмотрены экраны, образованные искусственными электромагнитными средами в предположении наличия краевых эффектов, вызванных ограниченностью их размеров. Показано, что краевые эффекты могут существенно сказываться на энергии и поляризации поля рассеяния и, следовательно, на радиолокационной заметности экрана, а также на степени экранирования радиоэлектронных устройств оболочками и экранами. В работе рассмотрена возможность представления экрана из метаматериала не имеющей толщины импедансной поверхностью, вдоль которой распространяются волны. Такой подход позволит создать упрощенную аналитическую модель экрана ограниченных размеров, позволяющую оценить влияние краев посредством введения поверхностных волн возникающих на краях. Показано, что вклад в общее поле рассеяния поверхностных волн существенен даже для больших размеров экрана. Проведены результаты расчетов и измерений амплитуды и постоянных распространения краевых волн в зависимости от геометрии структуры.

Ключевые слова: защита информации, экранирование, радиолокационная заметность, открытый резонатор, краевые волны.

Введение

Электромагнитное излучение и радиолокационная заметность являются существенными демаскирующими факторами, влияющими на функциональное состояние радиотехнических систем в целом. Поскольку в ряде случаев использование сплошных экранирующих поверхностей бывает невозможным или нецелесообразным, в настоящее время активно разрабатываются искусственные среды, т.н. метаматериалы, представляющие собой периодическую двухмерную либо трехмерную структуру, образованную идентичными элементами произвольной формы, состоящими из естественных материалов. Исследования волновых свойств метаматериалов в виде различных периодических структур показало возможность реализации как резонансного отражения электромагнитных волн [1], так и резонансного прохождения и поглощения [2, 3]. Эти результаты послужили основой для формирования нового взгляда на использование экранов из метаматериалов в задачах экранирования, излучения и поглощения электромагнитных волн.

Исследования показали, что метаматериалы могут рассматриваться как среды, имеющие диэлектрическую и магнитную постоянные произвольной величины, в том числе менее единицы и даже быть отрицательными. Однако при представлении таких материалов параметрами проницаемости необходимо помнить, что метаматериал может иметь нулевую в смысле d/λ толщину и, следовательно, понятие диэлектрической и магнитной проницаемости должно применяться с большой осторожностью. В таком случае целесообразным является представление метаматериального экрана в виде импедансной поверхности [4, 1].

Здесь возникает проблема взаимодействия поверхностных волн, существующих на поверхности, с краями экрана. Вместе с тем практически все исследования метаматериалов про-

водятся численными методами в предположении того, что метаматериал представляет собой строго периодическую структуру, не имеющую краев.

В данной работе сделана попытка восполнить этот пробел и рассмотреть свойства экранов ограниченных размеров.

Объект и метод исследования

В качестве объектов теоретических и экспериментальных исследований экранов были выбраны экраны, образованные периодически расположенными элементами в виде металлических колец и рамок, а также кольцевых и рамочных щелей на металлической плоскости. Цель исследования состояла в определении влияния нерегулярности экрана в смысле наличия краев поверхности на экранирующие свойства. Геометрия образцов показана на рис. 1. Теоретические исследования проводились методами частичных областей и интегрального уравнения.

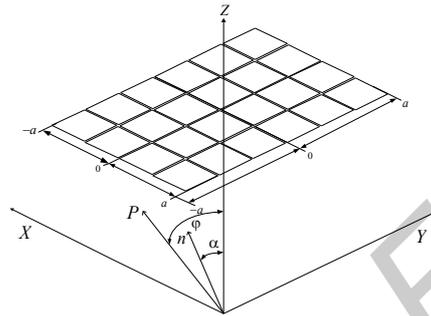


Рис. 1. Геометрия образца экрана

Метод частичных областей применялся для расчета параметров в предположении отсутствия краев и кривизны. Метод интегрального уравнения и экспериментальные исследования проводились на образцах ограниченных размеров и наличии кривизны поверхности. Экспериментальные образцы экранов изготавливались из фольгированного материала методом фотолитографии, подложка имеет толщину 0,15–0,2 мм ($0,005\lambda$), что позволяет считать ее влияние пренебрежительно малой. Применялись две методики исследования: расчет и измерение распределения полей в волновой зоне; расчет и измерения характеристик рассеяния в дальней зоне. Экспериментальные измерения в волновой зоне осуществлялись методами пробного тела, а в дальней зоне – путем измерения коэффициента усиления отверстия в системе из 2-х поглощающих поверхностей, между которыми размещен экран.

Основные положения метода исследования

Рассмотрим экран, образованный периодической структурой идентичных элементов, расположенных в пространстве согласно рис. 1. Известно, что в приближении физической теории дифракции поле рассеяния структуры можно представить в следующем виде:

$$U(P) = U_0(P, Q) - \frac{1}{4\pi} \int_S \left\{ U \frac{\partial}{\partial n_e} \left[\frac{e^{ik\rho}}{\rho} \right] - \frac{e^{ik\rho}}{\rho} \frac{\partial U}{\partial n_e} \right\} ds, \quad (1)$$

где $U_0(P, Q)$ – поле источника излучения в точке наблюдения; ρ – расстояние между точкой на поверхности S и точкой наблюдения; n_e – внешняя нормаль к поверхности S ; U – поле на поверхности экрана; S – поверхность экрана.

Выражение (1) показывает, что для определения поля рассеяния экраном необходимо знать U и $\partial U / \partial n_e$ на поверхности экрана. Представим, что экран представляет собой поверхность с известным коэффициентом отражения R и прохождения T в бесконечно плоском приближении. При этом R и T как функции угла и поляризации могут быть получены при решении задач рассеяния на бесконечно плоском экране и формализованы в виде тензора и соответствующей ему матрицы рассеяния. При этом следует иметь в виду принцип двойственности [5],

в соответствии с которым задача дифракции на произвольной проводящей поверхности соответствует задаче дифракции на дополнительной поверхности, образованной путем замены металла на диэлектрик. При этом R и T меняются местами.

Определение R и T аналитическими методами, как правило, невозможно, и для их решения используются численные методы, основанные на предположении строгой периодичности единичных элементов экрана. В этом случае задача дифракции на конечном экране сводится к задаче дифракции на периоде, что делает возможным проведение численных расчетов.

R , T и соответствующий им тензор проницаемости, полученный в предположении того, что структура экрана строго периодична и он бесконечен, будем в соответствии с [6] в дальнейшем называть «равномерным» решением, а отличие между «равномерным» решением и действительным будем в дальнейшем называть «неравномерным». При определении неравномерной части поля будем следовать следующей методике [4].

Представим поле, рассеянное экраном чисто реактивным, т.е. удовлетворяющим граничному условию

$$\frac{1}{H} \frac{\partial H}{\partial y} \Big|_{x=0} = -k \frac{Z_m}{Z_0}, \quad (2)$$

где $\frac{Z_m}{Z_0} = -iZ / Z_0$ – вещественная величина; $Z_0 = \sqrt{\mu_0 / \epsilon_0} = 120\pi$ (Ом) – импеданс свободного пространства.

Пусть на экран падает плоская волна

$$\bar{E} = (e^{ikr \cos(\theta-\alpha)} + \Gamma_0 e^{ikr \cos(\theta+\alpha)}) \bar{e}_x \quad (3)$$

Подставляя (3) в (2), находим величину коэффициента отражения от экрана

$$R_0 = \frac{\sin \alpha - i \frac{Z_m}{Z_0}}{\sin \alpha + i \frac{Z_m}{Z_0}} \quad (4)$$

Таким образом, поле рассеяния может быть получено, используя (1) и (3).

$$U_0(P, Q) U = T_0 e^{ikz \cos(\theta-\alpha)} + R_0 e^{ikr \cos(\theta+\alpha)}, \text{ считая } (R_0^2 + T_0^2) = 1. \quad (5)$$

Очевидно, что при этом не учтены поверхностные и краевые волны. Если рассматривать задачу нахождения поверхностных волн и задачу приближения однократной дифракции, то она становится эквивалентной задаче дифракции на бесконечной плоскости, возбуждаемой щелью, которая изложена в работе [4]. В силу граничного условия, которому должны удовлетворять поверхностные волны и возбуждающего поля

$$\frac{E_x}{H_y} = \frac{-\gamma}{\omega \epsilon} \frac{i}{|\bar{H}_s|} |\bar{H}_s|; \quad \bar{H}_s = e^{-\gamma z} e^{i\beta z} \bar{e}_y; \quad \bar{E}_s = -\frac{i\gamma}{\omega \epsilon} H_{S1} \bar{e}_x - \frac{\beta}{\omega \epsilon} H_{S1} \bar{e}_z.$$

Могут быть получены постоянные распространения поверхностных волн $\gamma_Z = \frac{Z_m}{Z_0} k$,

$$\beta = k \sqrt{1 + \left(\frac{Z_m}{Z_0} \right)^2}. \quad (6)$$

С учетом этого в одномерном приближении поле на поверхности экрана может быть записано как

$$E^{\Sigma} = E_0 - \frac{Z_m}{\sqrt{Z_0^2 + Z_m^2}} \exp \left(ik \sqrt{1 + \left(\frac{Z_m}{Z_0} \right)^2} |x| \right), \quad (7)$$

где E_0 – регулярная часть поля.

При этом $\frac{Z_m^2}{Z_0^2 + Z_m^2} + \frac{Z_0^2}{Z_0^2 + Z_m^2} = T_0^2$, где первое слагаемое – мощность, излучаемая поверхностными волнами.

В соответствии с (2), при $Z_m = 0$ мощность поверхностных волн становится равной нулю. Это не совсем соответствует действительности, поскольку известно, что так называемая «нерегулярная» часть тока [6] имеет место и на поверхности идеально проводящих экранов, но, в отличие от рассматриваемых экранов фазовый множитель у «нерегулярной» части тока такой же, как и в свободном пространстве и равен $kr + \pi/4$. Представляет интерес, в какой степени вычисленный в соответствии с (4) коэффициент отражения экрана в «регулярном» приближении может быть использован для определения «нерегулярной» части поля, а также сопоставление распределения поля в плоскости экрана из метаматериала и его поля рассеяния с соответствующими полями сплошного металлического и сетчатого экранов

Для этого определим распределение поля в плоскости экрана для случая φ и $\alpha = 0$, т.е. когда регулярная часть поля $U_0(P, Q)$, имеет постоянную фазу в плоскости экрана, то в этом случае, определив период осцилляций и их амплитуду, могут быть определены амплитуды возбуждения и фазовые скорости волн, определяющих «нерегулярную» часть поля.

Для случаев сплошного и сетчатого экранов, следуя (4), также может быть определено эквивалентное значение поверхностного импеданса. Заметим, что в случае сплошного металлического экрана $\frac{Z_m}{Z_0} = -iZ / Z_0 = 0$, и поверхностная волна отсутствует, но при этом присутствуют краевые волны, которые могут быть определены в соответствии с методикой [6]. Как показано в [7], поле на поверхности сетчатого экрана может быть представлено в следующем виде:

$$\vec{E}_{\tau} = -\vec{E}_{\tau}^{cm} + i120\pi \frac{b}{\lambda} 1n \frac{b}{2\pi r_0} \left[\vec{j}_{\tau} + \frac{1}{2k^2} \text{grad div } \vec{j}_{\tau} \right] \quad (8)$$

где r_0 – радиус провода; b – размер ячейки (период); λ – длина волны.

Результаты и их обсуждение

Эксперименты по определению поля рассеяния экраном в пространстве проводились как на фиксированных частотах, так и в частотной области при фиксированных углах возбуждения экрана плоской волной.

Численные исследования проводились методом решения интегрального уравнения и частичных областей, варьируя размеры элементарной ячейки, размеры экрана, рабочую частоту, толщину или периметр одиночного элемента. Результаты расчетов сравнивались с характеристиками металлического экрана таких же размеров, а также с характеристиками сетчатого экрана имеющего такую же суммарную длину проводников.

В результате численных расчетов и эксперимента получено около 120000 одномерных сечений трех компонент распределений поля в волновой и дальней зонах. Приведем некоторые типичные из них и рассмотрим пригодность изложенного метода к задаче по определению поля на поверхности нерезонансного сетчатого экрана.

На рис. 2 и 3 приведены распределения \vec{X} и \vec{Z} компонент поля в плоскости сетчатого нерезонансного экрана конечных размеров.

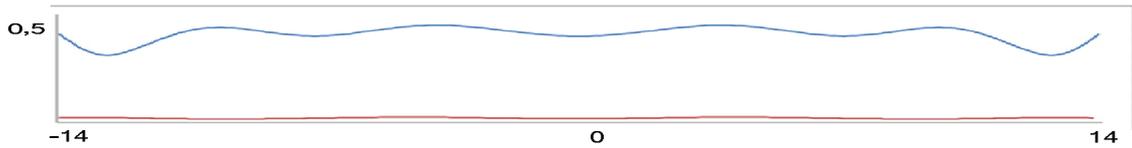


Рис. 2. Распределение поля по оси Y в плоскости сетчатого экран при $k_a = 14$, $\frac{b}{\lambda} = 0,128$, $\frac{b}{r_0} = 10$

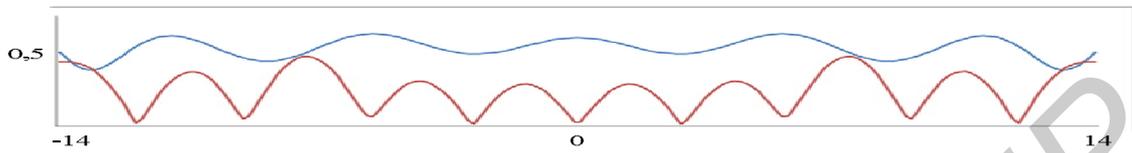


Рис. 3. Распределение поля по оси X в плоскости сетчатого экрана при $k_a = 14$, $\frac{b}{\lambda} = 0,128$, $\frac{b}{r_0} = 10$

\vec{Y} компонента поля имеет амплитуду на несколько порядков меньшую, чем \vec{X} и \vec{Z} компоненты и поэтому не приводится. \vec{X} и \vec{Z} компоненты имеют сравнимые амплитуды, что свидетельствует о значительной энергии поверхностных волн. Сравнив с ними результаты, полученные по формулам 8, 4, 6, 7, можно сделать вывод, что амплитуды и фазовые скорости поверхностных волн находятся в полном соответствии с результатами численных расчетов.

На рис. 4 и 5 приведены аналогичные распределения для метаматериального экрана с геометрией, показанной на рис. 1, которые проведены на частоте, расположенной справа от резонансной частоты метаматериала. Частота выбрана так, что коэффициент прохождения близок к коэффициенту прохождения сетчатого экрана.

На рис. 6 и 7 приведены распределения поля на резонансной частоте экрана.

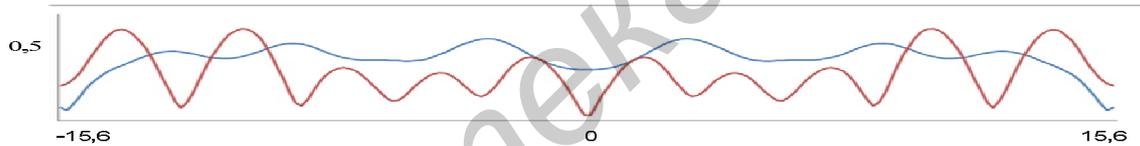


Рис. 4. Распределение поля по оси Y при $k_a = 15,6$, $\frac{b}{\lambda} = 0,35$, $\frac{b}{r_0} = 20$

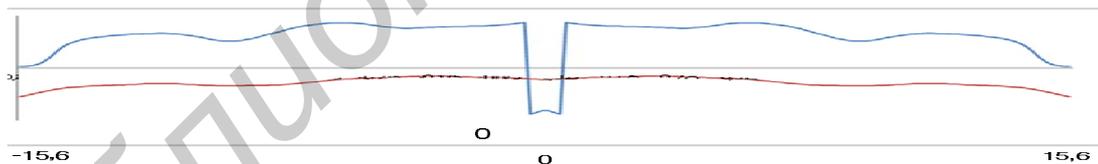


Рис. 5. Распределение поля по оси X экрана при $k_a = 15,6$, $\frac{b}{\lambda} = 0,35$, $\frac{b}{r_0} = 20$

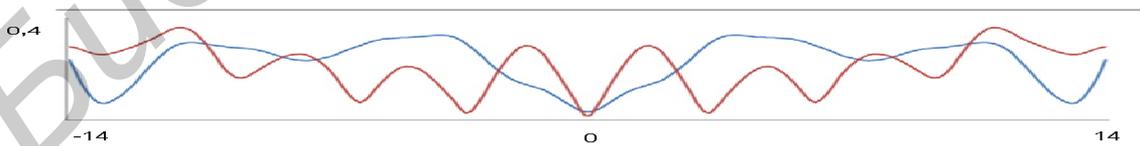


Рис. 6. Распределение поля по оси Y на резонансной частоте при $k_a = 14$, $\frac{b}{\lambda} = 0,4$, $\frac{b}{r_0} = 20$

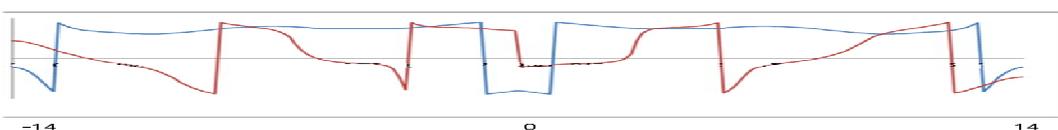


Рис. 7. Распределение фазы поля по оси X на резонансной частоте при $k_a = 14$, $\frac{b}{\lambda} = 0,4$, $\frac{b}{r_0} = 20$

Видно, что вдали от резонансной частоты энергия поверхностных волн невысока, но при приближении к резонансной частоте метаматериала сильно возрастает, что полностью соответствует модели краевого возбуждения поверхностных волн в импедансной структуре. Это приводит к тому, что определяющими становятся краевые эффекты, которые обеспечивают большую энергию поверхностных волн. Это приводит к тому, что экранирующие свойства уменьшаются, в том числе и при экранах больших размеров. Так, для экрана с бесконечными размерами коэффициент прохождения равен нулю, а для экрана с размерами $k_a = 14 - 15$ коэффициент прохождения близок к 0,25, потому что при росте поверхностного импеданса доля поверхностных волн в общем поле увеличивается. Поскольку это замедленные поверхностные волны, то они приводят к возникновению экстремумов излучения, в данном случае фазовая характеристика распределения поля на рис. 7 показывает, что главный экстремум совпадает с направлением падающей на экран волны и уменьшает экранирующие свойства, а также радиозаметность экрана в дальней зоне. Данное явление продемонстрировано на рис. 8, где приведена ДН экрана из метаматериала облучаемого сферической волной. Сплошной сетчатый экран аналогичных размеров не имеет такого большого излучения в направлении Z .

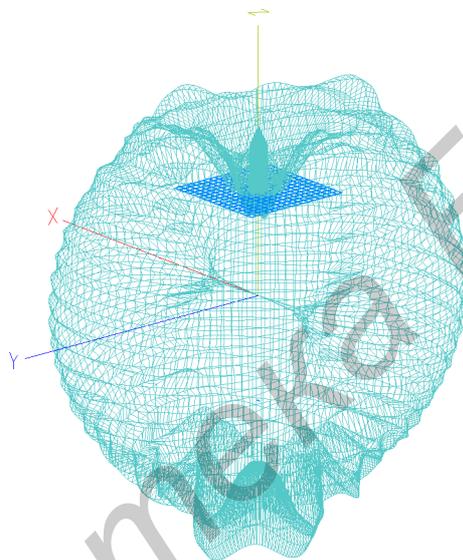


Рис. 8. Пространственная диаграмма рассеяния экрана $k_a = 14$ в поле сферической волны с радиусом $177 k_a$

Приведенный анализ возможности представления плоского слоя метаматериала импедансной поверхностью показывает, что при определении параметров ограниченного экрана из метаматериала нужно учитывать взаимодействия краев и поверхностных волн, которые не учитываются при рассмотрении экрана как безграничной структуры. Предложенный метод может служить ориентиром для выбора исходных данных для более строгого анализа устройств с экранами на основе метаматериалов.

Заключение

Проведены численные и экспериментальные исследования экранов, образованных периодическими рамочными и кольцевыми структурами в виде проводящих элементов и щелей в проводящих экранах.

Сделана попытка создания аналитической модели для определения амплитуды и постоянных распространения волн вдоль поверхности экрана, имеющего конечные размеры путем введения эффективного поверхностных импеданса.

Показано, что в первом приближении амплитуды и постоянные распространения поверхностных волн могут быть выражены через значения поверхностного импеданса и амплитуды возбуждения краевых волн, вычисляемых через коэффициенты матрицы рассеяния метаматериального слоя бесконечных размеров. Показано также, что вклад поверхностных волн может быть определяющим при оценке экранирующих свойств экранов.

RESEARCHES OF ELECTROMAGNETIC SCREENS

ALI SAAD FARHAT

Abstract

The screens formed by artificial electromagnetic environments in the assumption of presence of regional effects, their sizes caused by limitation are considered. Results of calculations and measurements of amplitude and constants of distribution of regional waves depending on structure geometry are spent.

Список литературы

1. *Симовский К.Р., Сочава А.А., Мельчакова И.В.* // Радиотехника и электроника. 2008. Т. 53, №5. С. 527–536.
2. *Brovenko A., Velezhik P., Poyedinchuk A.* // Progress in Electromagnetics Research. 2006. PIER 63. P. 209–222.
3. *Слюсар В.* // Электроника: НТБ. 2009. №7. С. 70–79.
4. *Захарьев Л.Н., Леманский А.А., Щеглов К.С.* Теория излучения поверхностных антенн. М., 1969.
5. *Вайнштейн Л.А.* Электромагнитные волны. М., 1957.
6. *Уфимцев П.Я.* Метод краевых волн в физической теории дифракции. М., 1962.
7. *Конторович М.И.* // Радиотехника и электроника. 1963. Т. 8, №9. С. 1506–1515.

УДК 621.391

АДАПТИВНАЯ ФИЛЬТРАЦИЯ НЕСТАЦИОНАРНОГО СТРУКТУРНОГО СИГНАЛА

Д.Л. ХОДЬКО, С.Б. САЛОМАТИН

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

Поступила в редакцию 20 марта 2012

Рассматривается алгоритм формирования нестационарного структурного сигнала из составных сигналов на основе функциональных преобразований корреляционной матрицы. Приводятся результаты моделирования адаптивной фильтрации нестационарного структурного сигнала.

Ключевые слова: адаптивная фильтрация, нестационарный структурный сигнал, корреляционная матрица.

Введение

В нестационарной сигнально-помеховой обстановке воздействие помех приводит к снижению количественных показателей радиоэлектронной системы со сложными сигналами. Одним из методов снижения влияния помеховых сигналов является частотно-временная адаптивная фильтрация. На этапе проектирования к адаптивным фильтрам (АФ) предъявляются требования ко времени адаптации и дисперсии ошибки фильтрации при воздействии нестационарных сигналов. Известно, что постоянная времени адаптации АФ зависит от разброса собственных значений корреляционной матрицы [1] процесса. Это свойство может быть использовано при формировании сигналов для исследования характеристик АФ и проверки сходимости.

Предлагаемый алгоритм исследования АФ основан на формировании нестационарных сигналов из функционально преобразованных корреляционных матриц помехового сигнала.

Алгоритм формирования нестационарного сигнала

Алгоритм является многошаговым и включает следующие действия.

1. Определяется оценка корреляционной матрицы (КМ) $\hat{\mathbf{R}}$ исходного сигнала.
2. Полученная матрица $\hat{\mathbf{R}}$ подвергается функциональному преобразованию.
3. Формирование сигнала из преобразованной матрицы осуществляется на основании дискретного преобразования Карунена-Лоэва.
4. Нестационарный сигнал строится из исходного и сформированных сигналов, упорядоченных определенным образом.

Алгоритмы преобразования корреляционных матриц

Пусть исходная корреляционная матрица размерности L является действительной симметричной матрицей, тогда для нее существует ортогональная матрица \mathbf{V} , такая что

$$\mathbf{V}^H \hat{\mathbf{R}} \mathbf{V} = \mathbf{\Lambda},$$

где $\mathbf{\Lambda}$ – диагональная матрица собственных значений, $()^H$ – транспонирование и комплексное сопряжение. Преобразование КМ выполним на основе ортогональной трансформации мат-

рицы собственных векторов \mathbf{V} , используя QR-декомпозицию [2]: $\tilde{\mathbf{V}} = \mathbf{Q}^H \mathbf{V} \mathbf{Q}$, где \mathbf{Q} – ортогональная матрица, состоящая из произведения матриц отражения. Изменение разброса собственных значений $\lambda_{\max}/\lambda_{\min}$ КМ достигается отражением Хаусхолдера [2] вектора собственных значений. Полученная КМ имеет вид

$$\mathbf{R}_1 = \tilde{\mathbf{V}}^H \tilde{\mathbf{\Lambda}} \tilde{\mathbf{V}}, \quad (1)$$

где $\tilde{\mathbf{\Lambda}}$ – матрица собственных значений после преобразования Хаусхолдера. Вычислительные затраты приведения КМ к диагональному сдвигу по итерационному алгоритму метода вращений Якоби пропорциональны $4L^2k$, где k – число итераций, затраты на QR разложения пропорциональны L^3 .

Другой алгоритм преобразования КМ основан на перераспределении энергии корреляционной функции (КФ) в спектральной области. В качестве корреляционной функции \mathbf{r} используется первый столбец КМ $\hat{\mathbf{R}}$. Выражение параметрического спектрального преобразования имеет вид [3]:

$$\mathbf{F}_T^{(q,i)} = \mathbf{D}^i \mathbf{W} (\mathbf{D}^i \mathbf{U}^{(q)}) \mathbf{r}, \quad \mathbf{r}' = L^{-1} (\mathbf{D}^m \mathbf{U}^{(q)})^H \mathbf{W}^{-1} \mathbf{F}_T^{(q,i)}, \quad (2)$$

где \mathbf{W} – матрица преобразования Фурье размерности L , \mathbf{D} – матрица циклического сдвига, $\mathbf{U}^{(q)}$ – диагональная матрица элементов $\exp\left(\frac{-j2\pi qn}{L\tilde{Q}}\right)$ размерности L , $n = 0..L-1$, \tilde{Q} – число смежных классов, $q = 0..\tilde{Q}-1$.

Изменяя параметры преобразования i, m и q можно циклически сдвигать спектр КФ и вносить в КФ фазовые искажения, что приводит к изменению локализации энергии корреляционной функции в частотной области. Преобразованная КФ \mathbf{r}' используется для построения тепловой КМ \mathbf{R}_2 . Параметр i можно выбрать таким, чтобы обеспечивался максимум частотного расстояния между максимумами спектров КФ \mathbf{r} и \mathbf{r}' .

Вычислительные затраты пропорциональны $\log_2(L)$ при использовании алгоритма быстрого преобразования Фурье степени 2.

Непосредственным преобразованием КМ, например, является использование обратной КМ:

$$\mathbf{R}_3 = \hat{\mathbf{R}}^{-1} \quad (3)$$

или матрицы с обратной главной диагональю:

$$r_4(m, p) = \left\{ \sum_{\substack{i, j=0 \\ i \neq j}}^{N-1} r(i, j) \delta(i-m, j-p) \cup (-diag(\hat{\mathbf{R}})) \right\}, \quad r(i, j) \in \hat{\mathbf{R}}, \quad r_4(m, p) \in \mathbf{R}_4, \quad (4)$$

где $r_1(i, j)$ – элементы корреляционной матрицы; $i, j = 0..N-1$, N – размерность матрицы $\hat{\mathbf{R}}$; $\delta(i, j)$ – двумерная дельта-функция; $diag(\hat{\mathbf{R}})$ – главная диагональ матрицы $\hat{\mathbf{R}}$; $m, p = 0..N-1$; \cup – символ объединения.

Вычислительные затраты обращения симметричной матрицы пропорциональны L^2 .

Сигнал из КМ \mathbf{R}_p , $p = 1..4$ восстанавливается согласно дискретному преобразованию Карунена-Лоэва:

$$\tilde{\mathbf{J}} = \sum_i \mathbf{q}_i c_i,$$

где \mathbf{q}_i – i -собственные вектора корреляционной матрицы \mathbf{R}_p ; c_i – коэффициенты разложения, $M \{c_i^2\} = \lambda_i$, M – оператор математического ожидания; λ_i – собственные значения \mathbf{R}_p .

Модель бинарного сигнала

Зададим модель исходного сигнала в виде нелинейно уплотненной (объединенной) кодовой последовательности

$$J(t_n) = \text{sign} \left(\prod_{i=1}^M k_i d_{J_i}(nT_{PNi}) \right), \quad d_{J_i}(nT_{PNi}) \in \{\pm 1\}, \quad (5)$$

где t_n – дискретное время, $t_n = T_{PN} n$; n – дискретный индекс времени; sign – операция жесткого ограничения k_i – амплитудный коэффициент, такой что $k_i \in \mathbf{k}^M$; $\mathbf{k}^M \in \mathbf{K}$, \mathbf{k}^M – M -мерный вектор коэффициентов усиления, \mathbf{K} – некоторое заданное множество значений k_i , T_{PNi} – длительность дискрета каждой псевдослучайной последовательности (ПСП), причем $T_{PNi} \in \mathbf{T}_{PN}^M$; $\mathbf{T}_{PN}^M \in \mathbf{T}$, \mathbf{T}_{PN}^M – M -мерный вектор длительностей дискретов ПСП, \mathbf{T} – множество допустимых значений длительностей дискретов ПСП, причем $f_i = 1/T_{PNi}$, $\mathbf{f}^M = 1/\mathbf{T}_{PN}^M$; d_{J_i} – i -ая уплотняемая ПСП.

Управляя параметрами \mathbf{T}_{PN}^M и \mathbf{k}^M можно формировать сигнал с заданной спектрально-корреляционной характеристикой.

Пример моделирования сигналов. Выберем в качестве исходной ПСП d_j комплиментарную последовательность [4]. Сформируем два исходных бинарных сигнала $J_1(t_n)$ и $J_2(t_n)$ по модели (5) со следующими параметрами: $T_{PN1} = 1/(1 \cdot 10^6)$ с, $T_{PN2} = 1/(0,5 \cdot 10^6)$ с, $k_1 = k_2 = 0,5$ и $T_{PN1} = 1/(1 \cdot 10^6)$ с, $T_{PN2} = 1/(0,14 \cdot 10^6)$ с, $k_1 = k_2 = 1$.

На рис. 1 представлены модули нормированных корреляционных функций сигналов $J_1(t_n)$ и $J_2(t_n)$. Отношение максимального и минимального собственных значений $\lambda_{\max}/\lambda_{\min}$ для $J_1(t_n)$ и $J_2(t_n)$ составляет 740 и 115 соответственно.

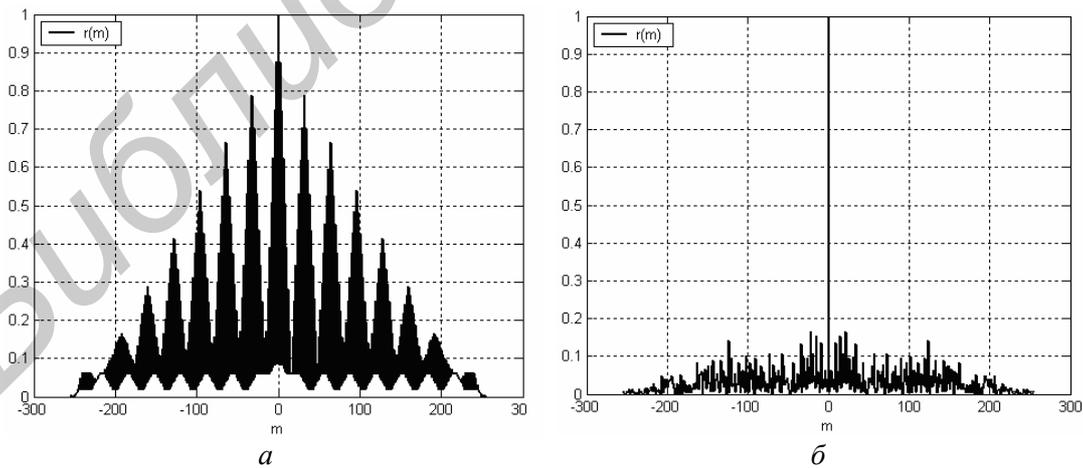


Рис. 1. Модуль нормированной автокорреляционной функции сигналов $J_1(t_n)$ – (а) и $J_2(t_n)$ – (б)

Из рис. 1 видно, что интервал корреляции у сигнала $J_2(t_n)$ с игольчатой корреляционной функцией будет меньше по сравнению с сигналом $J_1(t_n)$. На рис. 2 показан модуль корреляционной функции сформированных сигналов $\tilde{J}_p(t_n)$, $p=1..4$ из $J_1(t_n)$ по алгоритмам (1)–(4)

соответственно. Размер выборки сигнала для КФ составляет 256. Отношение $\lambda_{\max}/\lambda_{\min}$ для $\tilde{J}_p(t_n)$, $p = 1..4$ составляет 41, 89, 740 и 56 соответственно.

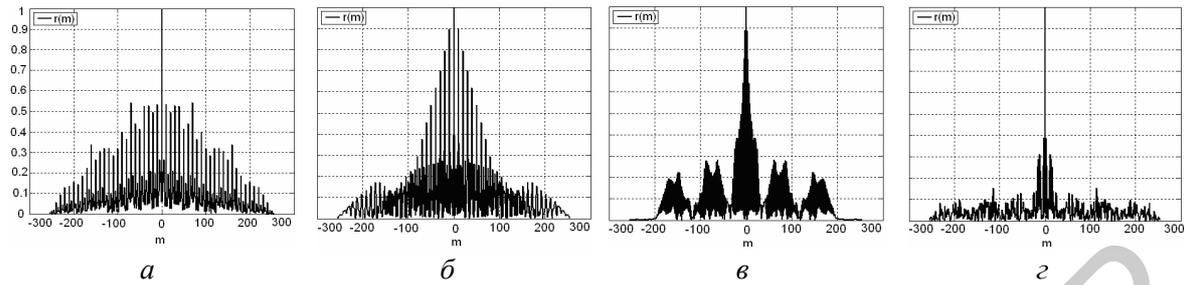


Рис. 2. Автокорреляционная функция сигналов $\tilde{J}_p(t_n)$, $p=1..4$, полученных по алгоритмам ортогональной трансформации (а), спектрального преобразования (б), обратной матрицы (в) и обратной диагонали (г)

На рис. 3 показаны модуль корреляционной функции сформированных сигналов $\tilde{J}_p(t_n)$, $p = 5..8$ из $J_2(t_n)$ по алгоритмам (1)–(4) соответственно. Отношение $\lambda_{\max}/\lambda_{\min}$ для этих помех равно 53, 16, 115 и 80 соответственно.

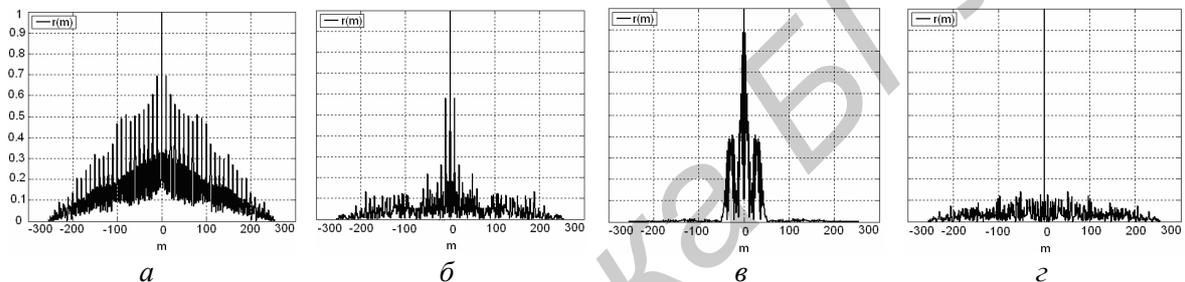


Рис. 3. Автокорреляционная функция сигналов $\tilde{J}_p(t_n)$, $p = 5..8$, полученных по алгоритмам ортогональной трансформации (а), спектрального преобразования (б), обратной матрицы (в) и обратной диагонали (г)

Преобразование (3) не изменяет обусловленности корреляционной матрицы, преобразование (2, 4) является нелинейным с понижением разброса собственных значений КМ. Снижение разброса собственных значений корреляционной матрицы обусловлено повышением randomness отсчетов помехового сигнала. Составные сигналы $J_i(t_n)$, $\tilde{J}_j(t_n) \in \mathbf{S}$, $i=1,2$; $j=1..8$ используются для построения реализаций нестационарного во времени сигнала:

$$\mathbf{s}_m \{J_i(t_n), \tilde{J}_j(t_n)\} := G \{ \mathbf{S} \}, \quad m = 1, 2, \dots$$

где $\mathbf{s}_m(t_n)$ – подмножество реализаций нестационарного сигнала из составных сигналов; G – оператор выбора и упорядочивания составных сигналов.

Адаптивная фильтрация структурного сигнала

Выберем адаптивный фильтр по критерию минимума наименьших квадратов (МНК), который содержит два канала. На каждый вход подается сигнал и белый гауссовский шум. Отношение помеховый сигнал/шум – 30 дБ. Размер корреляционной матрицы $\hat{\mathbf{R}}$ равен 50. Число смежных классов в алгоритме спектрального преобразования равнялось 4.

Проведенные исследования показали, что дисперсия ошибки на выходе АФ возрастает только при переключении помехи с большим отношением $\lambda_{\max}/\lambda_{\min}$ на меньшее. При обратной очередности следования дисперсия ошибки не изменяется. На основании описанного свойства упорядочивание G формализуется как последовательное упорядочивание по значениям

$\lambda_{\max}/\lambda_{\min}$ в сторону их уменьшения. Следующая реализация $s_{m+1}(t_n)$ начинается с временной паузы, необходимой для включения сигнала с большим $\lambda_{\max}/\lambda_{\min}$.

На рис. 4,а показана дисперсия ошибки фильтрации АФ с порядком 50 при воздействии сформированной последовательности сигналов из $J_i(t_n)$, $i = 1, 2$ и $\tilde{J}_j(t_n)$, $j = 3, 4, 7$. Длительность каждого сигнала составляет 0,05 с. Мощность шума по 1 мВт в каждом канале.

В установившемся режиме дисперсия шума на выходе адаптивного фильтра равна удвоенной мощности шума [1, 5] – 2 мВт. Из рис. 4,а видно, что минимальная дисперсия ошибки адаптивного фильтра составляет 10 мВт, что в 5 раз превышает требуемое значение. Максимальное значение дисперсии ошибки составляет 50 мВт, что в 25 раз превышает значение в установившемся режиме. На рис. 4,б показаны дисперсии ошибки фильтрации адаптивных фильтров по методам МНК и рекурсивного МНК (РМНК) с неравномерным временным воздействием структурных помех. Шаг сходимости $\mu = 0,3$ и выбирался из критерия близости по времени сходимости алгоритмов МНК и РМНК. Видно, что РМНК обладает устойчивостью к структурной нестационарной помехе. Максимальное значение дисперсии ошибки составляет 52 мВт и приходится на сигналы по алгоритму (2). Необходимо отметить, что сформированные помеховые сигналы нормировались и подавались на вход АФ с постоянным коэффициентом усиления, в отличие от сигналов для рис. 4,а, здесь сигналы были не нормированы. Управление коэффициентом усиления помеховых сигналов повышает дисперсию ошибки фильтрации АФ в момент смены структуры помеховых сигналов на 30–50%.

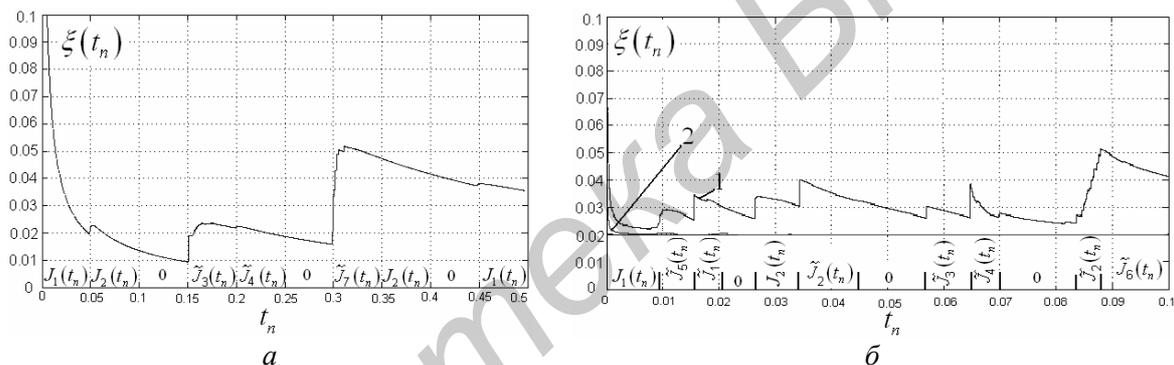


Рис. 4. Дисперсия ошибки адаптивного фильтра при мощности шума 1 мВт, порядке фильтра 50 (а) и мощности шума 10 мВт, порядке фильтра и КМ 10 (б); алгоритмы: 1 – МНК, 2 – РМНК

Для снижения дисперсии ошибки в режиме обучения дополнительно используется второй АФ. В [6] используется каскадное включение одноканальных адаптивных фильтров для подавления узкополосных и гармонических помех. Недостатком является предварительная настройка полосовых фильтров на помехи для получения эталонных сигналов. В [7] рассмотрен двухкаскадный пропорционально нормализующий АФ для подавления мешающих отражений. Коэффициенты второго АФ зависят от сглаженных абсолютных коэффициентов первого, что может привести к ухудшению качества фильтрации в переходном процессе. Предлагается использовать параллельное включение независимых АФ, как показано на рис. 5.

Шумы $v_1(t_n)$ и $v_2(t_n)$ статистически независимы. Сигнал ошибки $\varepsilon_i(t_n)$ подается на устройство вычитания следующего $i + 1$ адаптивного фильтра.

На рис. 6 показаны зависимости дисперсии ошибки от количества параллельно включенных АФ длиной 50. Видно, что при смене сигналов с $J_1(t_n)$ на $J_2(t_n)$ дисперсия ошибки фильтрации в два раза меньше для двух параллельно включенных АФ по сравнению с одним АФ.

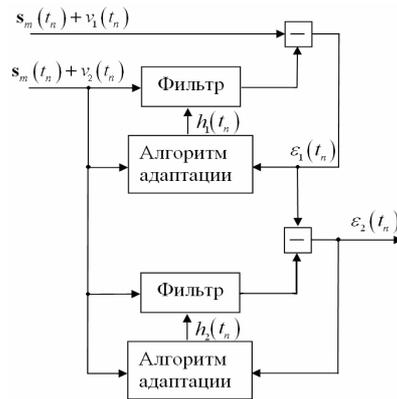


Рис. 5. Параллельное включение адаптивных фильтров

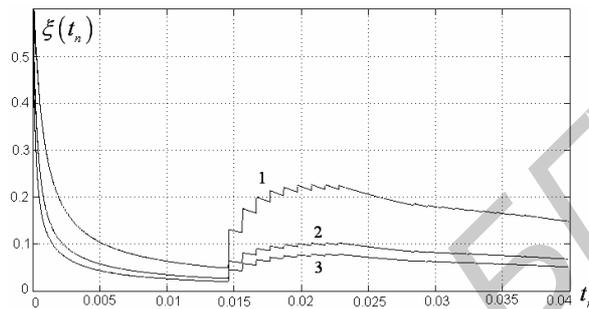


Рис. 6. Дисперсия ошибки фильтрации параллельно включенных адаптивных фильтров: 1 – один фильтр, 2 – два фильтра, 3 – три фильтра

Включение третьего АФ уменьшает дисперсию незначительно.

Выводы

Рассмотрен алгоритм формирования нестационарного структурного сигнала на основе функциональных преобразований корреляционной матрицы исходного сигнала. Алгоритмы функционального преобразования КМ позволяют формировать многообразие составных тестовых сигналов. Спектральное параметрическое преобразование для КМ обладает минимальной вычислительной сложностью, что делает его удобным в практической реализации. Воздействие составных сигналов на адаптивную фильтрацию, упорядоченных по уменьшению значения обусловленности корреляционной матрицы, приводит к эффекту увеличения дисперсии ошибки и, следовательно, к увеличению времени сходимости. Величина дисперсии ошибки в 25 раз превышает значение дисперсии в установившемся режиме. Параллельное включение двух АФ снижает дисперсию ошибки в 2 раза. Исследование воздействия составных сигналов с заданным упорядочиванием может быть перенесено с частотно-временной на пространственно-временную адаптивную обработку. Структурные сигналы могут найти применение в радиоэлектронной борьбе для подавления работы АФ.

ADAPTIVE FILTERING A NON-STATIONARY STRUCTURAL SIGNAL

D.L. KHODYKO, S.B. SALOMATIN

Abstract

The algorithm of formation of a non-stationary structural signal from composite signals is considered. The composite signals have combined through functional transformation of the correlation matrixes. The results of modeling of influence of a non-stationary signal on an adaptive filtration are resulted.

Список литературы

1. Уидроу Б., Стирнз С.Д. Адаптивная обработка сигналов. М., 1989.
2. Деммель Дж. Вычислительная линейная алгебра. Теория и приложения. М., 2001.
3. Ходыко Д.Л., Саломатин С.Б. // Докл. БГУИР. 2008. №1(31). С. 16–21.
4. Sivaswamy R. // IEEE Trans. on Information Theory. 1978. Vol. IT-24, №5. P. 546–552.
5. Ширман Я.Д., Манжос В.Н. Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех. М., 1981.
6. Richard W. Harris Channelized serial adaptive filter processor: пат. 4480236 США, МПК H03H 7/01, H03H 7/46. New York; заявл. 01.06.1982. опубл. 30.10.1984.
7. Гантмахер В.Е., Быстров Н.Е., Чеботарев Д.В. Шумоподобные сигналы. Анализ, синтез, обработка СПб., 2005.

УДК 535.24

УГЛОВОЕ РАСПРЕДЕЛЕНИЕ СПЕКТРАЛЬНО-ПОЛЯРИЗАЦИОННЫХ ПАРАМЕТРОВ ОТРАЖЕННОГО ИЗЛУЧЕНИЯ

ДЖАМАЛЬ СААД ОМЕР*, И.М. ЦИКМАН, Ю.В. БЕЛЯЕВ

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

Институт прикладных физических проблем им. А.Н. Севченко
Курчатова, 7, Минск, 220108, Беларусь

Поступила в редакцию 16 мая 2012

Описаны методы проведения экспериментальных исследований спектрально-поляризационных параметров отраженного от поверхности различных материалов излучения от видимого до среднего инфракрасного (ИК) диапазона. Представлены методы обработки полученных данных. Приведены результаты определения степени линейной поляризации отраженного материалами излучения.

Ключевые слова: спектр отражения, степень линейной поляризации, спектрорадиометр, углы визирования, гониометр.

Введение

Снижение заметности различных объектов и скрытие информации об их свойствах и местоположении является важной задачей противодействия технической разведке (ограничения информационных утечек). Дальнейшее развитие средств и методов оптической диагностики требует учета различных параметров оптического поля объекта и окружающего его фона в широкой (от видимой до средней ИК) области спектра. Одной из важнейших характеристик, наряду со спектрально-энергетическими, является спектральная зависимость степени линейной поляризации отраженного солнечного излучения различных образцов и фона. В современных условиях наружного наблюдения большое значение имеет угловая зависимость параметров излучения, т.е. значения параметров оптического поля для разных фазовых углов, измеряемых между потоком падающего излучения и направлением визирования.

В целях снижения заметности объектов в видимой области спектра широко применяются различные маскировочные сети. Однако влияние сеток на поляризационные характеристики отраженного объектом излучения и их спектрально-угловые зависимости слабо изучены. В данной работе исследовалось влияние сеток различного состава с различным шагом ячейки на спектрально-поляризационные параметры оптического поля некоторых материалов подложки.

Методика эксперимента и обработки данных

Экспериментальные образцы, параметры оптического поля отражения которых исследовались, изготавливались следующим образом. Слой сетки укладывался поверх подложки, образуя двухслойный комбинированный материал. В качестве подложки использовались окрашенная металлическая пластина и поверхность, образованная хаотично расположенными кусочками измельченного лаврового листа, скрепленными связующим компонентом на прямоугольном основании. Отдельно проводились измерения образца из пластика, гладкая поверхность которого окрашена в зеленый цвет, а также – идентично окрашенного пластика, расчерченного в виде сетки с шагом 2–3 мм.

Использовались сетки четырех видов: 1) матерчатая маскировочная сеть темно-зеленого цвета с размером ячейки 2,5 мм и отверстиями порядка 1мм (две третьих площади ячейки – ткань); 2) сеть со структурой, что в первом случае, но цвета хаки с комбинацией трех цветов (светлого и темного зеленого, коричневого); 3) капроновая сеть зеленого цвета с размером ячейки 2–2,5 мм; 4) металлическая сетка с размером ячейки 2,5–3 мм.

Регистрация спектрально-поляризационных параметров оптического поля, отраженного от поверхности комбинированных материалов, проводилась с помощью спектрорадиометра ПСР-02. Спектрорадиометр ПСР-02 [1] имеет общий проекционный объектив и два полихроматора с детекторами, регистрирующими спектры излучения соответственно в диапазонах 0,35–1,05 мкм и 1,05–2,5 мкм. При измерении яркости спектрорадиометр регистрирует темновые спектры при закрытой крышке объектива, а затем полезные (за вычетом темновых) сигналы V_λ по нескольким (10–100) спектрам в серии. Спектрорадиометр ПСР-02 регистрирует сигналы V_λ каждого спектрального канала линейных приемников излучения в единицах аналого-цифрового преобразователя (АЦП). Приемник полихроматора диапазона 0,35–1,05 мкм имеет 3648 каналов, приемник полихроматора ИК-диапазона 1,05–2,5 мкм – 256 каналов. С помощью собственного программного обеспечения зарегистрированные спектры усредняются по количеству спектров в серии измерениям и пересчитываются в единицы спектральной плотности энергетической яркости $I(\lambda)$. Пересчет в энергетические единицы осуществляется по ранее проведенной калибровке спектрорадиометра на аккредитованном органе Госстандарта РБ метрологическом комплексе «Камелия-М».

При определении степени линейной поляризации излучения перед проекционным объективом спектрорадиометра с помощью специального крепления устанавливается поляризационная насадка на основе призмы Глана-Тэйлора [2]. Призма Глана-Тейлора из кальцита (исландский шпат) работает как поляризатор до 3 мкм, что позволяет использовать ее во всем рабочем спектральном диапазоне спектрорадиометра 0,35–2,5 мкм. Поляризационная насадка имеет возможность поворота вокруг оптической оси прибора.

Для изучения спектрально-поляризационных параметров оптического поля, отраженного от поверхности комбинированных материалов, спектрорадиометр устанавливался на вращающейся вокруг образца платформе гониометрической установки [3] таким образом, что его объектив располагался в плоскости падающего и отраженного от образца излучения. Образец освещался галогенной лампой КГМ-250. Коллимированный пучок света галогенной лампы направлялся под углом 45° к нормали поверхности образца таким образом, чтобы освещаемая поверхность превышала пространственное (геометрическое) поле зрения спектрорадиометра. Направление визирования, измеряемое от нормали к поверхности образца менялось от 0° до 55° , при этом регистрировались спектры для углов визирования $0^\circ, 30^\circ, 45^\circ, 55^\circ$.

Спектральный поток отраженного от образцов излучения для каждого угла визирования измерялся при трех положениях поляризационной насадки – $0^\circ, 45^\circ, 90^\circ$ по отношению к начальной плоскости поляризации призмы, соответственно яркости этих потоков – $I_0(\lambda), I_{45}(\lambda)$ и $I_{90}(\lambda)$. Измеренная степень поляризации $P_{изм}(\lambda)$ отраженного от образца излучения вычислялась по формуле

$$P_{изм}(\lambda) = \frac{\sqrt{(I_{90}(\lambda) - I_0(\lambda))^2 + (I_0(\lambda) + I_{90}(\lambda) - 2I_{45}(\lambda))^2}}{(I_0(\lambda) + I_{90}(\lambda))} \quad (1)$$

Данная формула позволяет не учитывать ориентацию оси поляроида относительно плоскости максимальной поляризации отраженного излучения и, таким образом, исключить погрешности определения степени поляризации, связанные с неточностью совмещения плоскости поляризации призмы (насадки) и плоскости максимальной поляризации отраженного излучения.

При определении спектрополяризационных характеристик образцов необходимо учитывать поляризующую способность спектрорадиометра ПСР-02 (рис. 1). Поляризующая способность определялась с помощью источника деполаризованного излучения – фотометрической сферы. При этом спектрорадиометром регистрировался спектральный поток излучения сферы $I(\lambda)$ при двух положениях поляризационной насадки – 0° и 90° по отношению к оптиче-

ской оси призмы. Поляризующая способность полихроматоров спектро радиометра $P_{\text{ПСР}}(\lambda)$ во всем рабочем спектральном диапазоне определялась по формуле:

$$P_{\text{ПСР}}(\lambda) = (I_0(\lambda) - I_{90}(\lambda)) / (I_0(\lambda) + I_{90}(\lambda)). \quad (2)$$

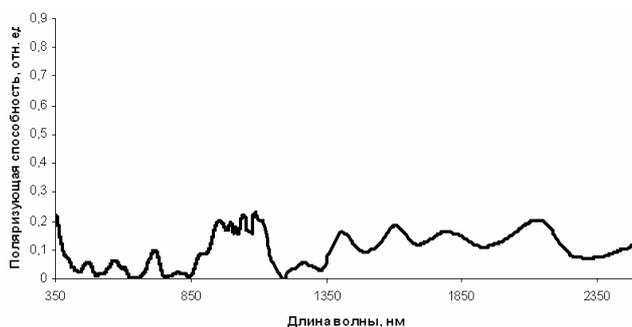


Рис. 1. Поляризующая способность спектро радиометра ПСР-02

Спектральная зависимость степени линейной поляризации $P_{\text{образец}}(\lambda)$ отраженного от исследуемых образцов излучения находилась вычитанием поляризующей способности спектро радиометра:

$$P_{\text{образец}}(\lambda) = P_{\text{изм}}(\lambda) - P_{\text{ПСР}}(\lambda). \quad (3)$$

По полученным значениям $P_{\text{образец}}(\lambda)$ для различных углов визирования строились и анализировались спектральные зависимости степени линейной поляризации отраженного излучения.

Анализ погрешностей показал, что относительная расширенная неопределенность измерения яркости излучения $U_{\text{отн}}(I_\lambda)$ и не превышает 5% (без поляризационной насадки в оптической системе полихроматора видимого диапазона) и 10% для ИК-полихроматора. Относительная расширенная неопределенность измерения степени поляризации в видимой области $U_{\text{отн}}(P_\lambda) \leq 6\%$ и для среднего ИК-диапазона $U_{\text{отн}}(P_\lambda) \leq 12\%$. Спектральные данные приведены для диапазона 0,38–2,3 мкм, так как на границах спектрального диапазона приемников спектро радиометра погрешность измерений превышает указанные значения.

Обсуждение результатов

Значения степени линейной поляризации излучения, отраженного от образцов; окрашенной металлической пластины, и растительной подложки для различных углов визирования представлены на рис. 2.

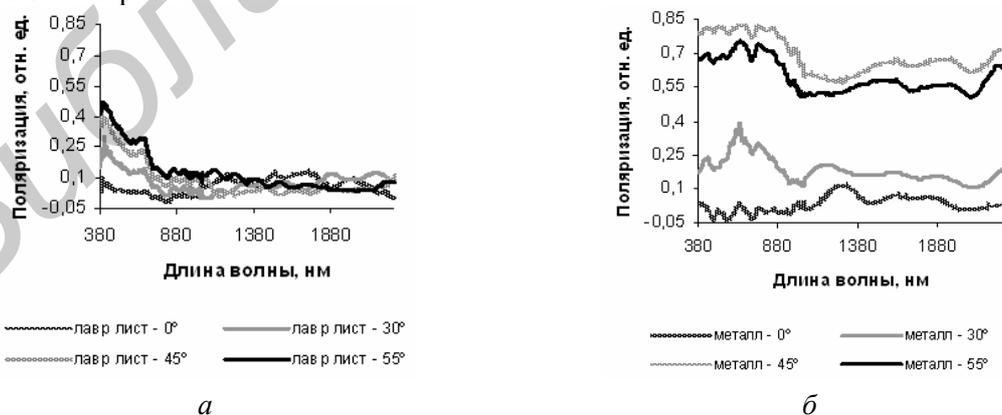


Рис. 2. Степень линейной поляризации отраженного излучения образцов для различных углов визирования: а – подложка 1 (лавровый лист); б – подложка 2 (металлическая пластина)

Как видно из рис. 2, при маскировке объектов с окрашенной металлической поверхностью на фоне растительности необходимы дополнительные меры для снижения степени поляризации отраженного излучения, особенно в красной и ИК-областях спектра. При анализе спек-

тральных зависимостей поляризации отраженного излучения образцов на основе подложки 1 (с кусочками лаврового листа) и различным сеточным покрытием (сеть 1 – сеть 4) было установлено: 1) отсутствие поляризации отраженного излучения в диапазоне 1,0–2,3 мкм для всех рассматриваемых углов наблюдения (полученные значения находятся в границах неопределенности измерения степени поляризации); 2) в видимом и ближнем ИК диапазонах (0,38–1,0 мкм) с ростом угла наблюдения растет и степень линейной поляризации даже при переходе через «зеркальный» угол, что характерно для образцов на основе растительности и также объясняется некоторой хаотичностью расположения в поле зрения спектрорадиометра различных пластинок – фрагментов лаврового листа; 3) сетки 1, 2, 3 меняют спектральную зависимость степени линейной поляризации исходной подложки, при этом сетки 1 и 2 (на основе синтетической ткани) значительно снижают степень линейной поляризации излучения отраженного от подложки в области спектра 0,64–1,0 мкм, а сетка 3 – в области 0,4–0,45 мкм.

На рис. 3 представлены спектральные зависимости поляризации отраженного излучения для комбинированного материала на основе подложки 2 (окрашенная металлическая пластина).

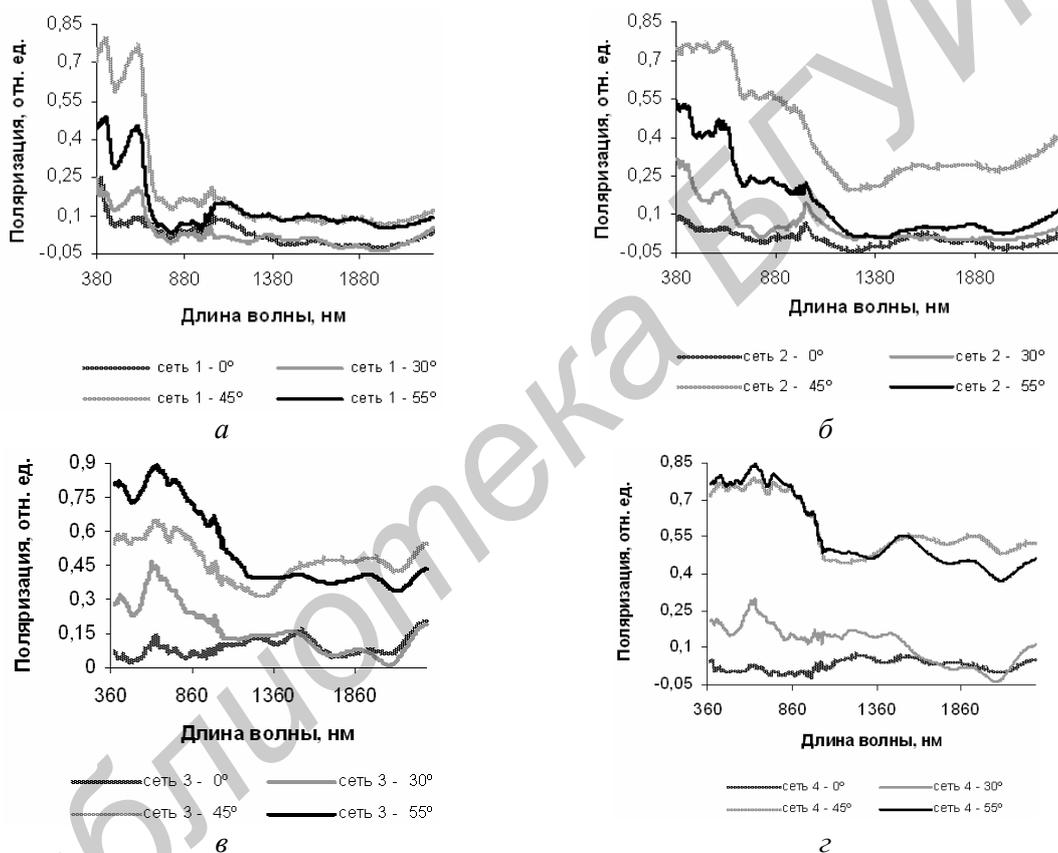


Рис. 3. Степень линейной поляризации отраженного излучения от комбинированного материала на основе металла и сеток: *а* – металлическая пластина с сетью 1; *б* – металлическая пластина с сетью 2; *в* – металлическая пластина с сетью 3; *г* – металлическая пластина с сетью 4

Анализ спектральных данных для образцов на основе подложки 2 и различного сеточного покрытия показал: 1) с ростом угла наблюдения растет степень линейной поляризации, как подложки 2 (рис. 2, *а*), так и подложки 2 с сеточным покрытием (рис. 3); 2) сетки 1, 2 и 3 снижают степень линейной поляризации излучения, отраженного от металлической пластины, в красной и ИК-областях спектра – 0,65–2,3 мкм, металлическая сеть 4 практически не меняет поляризацию излучения подложки 2; 3) максимальное снижение степени поляризации в области 0,65–2,3 мкм (особенно в ИК-диапазоне) наблюдается у образцов с применением сеток 1 и 2 (на основе синтетической ткани), что можно объяснить их высокой экранирующей способностью и деполаризующим свойством для длин волн свыше 0,65 мкм при значительных углах наблюдения 45° и 55°; 4) для сеток 1 и 2 характерно максимальное значение степени поляризации для «зеркального» угла визирования – 45°, как и у окрашенной металлической пластины.

Из проведенных исследований следует, что экранирующие свойства и снижение степени линейной поляризации значительно больше у сеток с меньшим размером ячейки.

Сетки 1 и 2 изготовлены из одинакового материала, но имеют различную окраску. Полосы поглощения красителя вносят свой вклад в различие хода спектральной зависимости степени линейной поляризации.

Анализ спектральных зависимостей степени линейной поляризации излучения, отраженного от образцов из окрашенного пластика (расчерченная и гладкая), при разных углах наблюдения показал, что при одинаковых углах наблюдения разница в значениях степени поляризации излучения двух образцов пластмассы незначительна и практически не превышает неопределенности измерений, что объясняется малой толщиной нанесенных линий и достаточно крупным размером ячеек, размер ячеек превышает толщину нанесенных линий в 25–30 раз, шероховатость и диффузность поверхности при такой разметке практически не возрастает, а эффекты регулярной структуры незначительны из-за относительно крупного шага размеченной сетки.

Заключение

Максимальные экранирующие свойства со снижением степени линейной поляризации в области спектра 0,38–2,3 мкм наблюдаются у сеток с минимальным (1,0 мм) размером отверстия и большей площади тканевой основы. Наибольшая эффективность таких сеток наблюдается после 0,6 мкм и максимальна в области от 1,0 до 2,3 мкм. В более коротковолновой области спектра эффективность таких сеток меньше. Сетки с шагом более 3 мм не вносили в условиях данного эксперимента какое-либо значительное влияние на значения степени линейной поляризации. Дальнейшего исследования требует влияние различных красителей на поляризующие свойства сеточных материалов. В ИК-области следует отметить деполаризующее свойство экранов с поверхностью, образованной хаотично расположенными кусочками высушенной растительности. Нанесение штриховой сетки на гладкую поверхность пластика тонкими линиями (0,2 мм) с шагом 3 мм ощутимых результатов не принесло.

ANGULAR DISTRIBUTION OF SPECTRAL-POLARIZATION PARAMETERS OF RADIATION REFLECTED

JAMAL SAAD OMER, I.M. TSYKMAN, Y.V. BELYAEV

Abstract

The methods of experimental investigations of reflected from the surface of various materials spectral-polarization parameters are described. The methods of data processing are present. The results of determining the degree of linear polarization of the reflected radiation materials are shown.

Список литературы

1. Беляев Б.И., Беляев Ю.В., Нестерович Э.И. и др. // Приборы и техника эксперимента. 2010. №3. С. 127–132.
2. Беляев Ю.В., Дж. Саад Омер, Цикман И.М. // Докл. БГУИР. 2011. №1(55). С. 75–79.
3. Домарацкий А.В., Казак А.В., Курикина Т.М. и др. // Приборостроение – 2010: Материалы 3-й Международной науч.-техн. конф., 10–12 ноября. 2010. С. 140–141.

УДК 615.847; 612.741.1

ОЦЕНКА ЭФФЕКТИВНОСТИ СИГНАЛОВ ЭЛЕКТРОМИОСТИМУЛЯЦИИ НА ОСНОВЕ ЧАСТОТНО-ВРЕМЕННОГО АНАЛИЗА СУММАРНОЙ ЭЛЕКТРОМИОГРАММЫ СТИМУЛИРУЕМОЙ МЫШЦЫ

М.М. МЕЖЕННАЯ

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

Поступила в редакцию 7 мая 2012

Разработана методика оценки физиологической эффективности сигналов электромиостимуляции с различными параметрами на основе частотно-временного анализа суммарных электромиограмм стимулируемой мышцы, зарегистрированных до и после электромиостимуляции. В качестве критерия эффективности стимулирующего сигнала предложено использовать показатель относительного изменения амплитудно-частотного коэффициента суммарных электромиограмм. Вышеописанная методика использована для оценки эффективности прямоугольных биполярных сигналов с частотой 50–1000 Гц и синусоидально-модулированных токов с несущей частотой 2–5 кГц и частотой модуляции 25–150 Гц. Полученные результаты представляют интерес для инженеров, специализирующихся в области разработки систем электромиографии и электромиостимуляции.

Ключевые слова: электромиостимуляция, суммарная электромиография, электромиограмма, нервно-мышечная система, частотно-временной анализ, спектрограмма.

Введение

Сигналы электромиостимуляции, используемые в медицине с целью профилактики и лечения поражений мышц опорно-двигательного аппарата, а также тренировки мышечных групп, характеризуются широким набором параметров (амплитуда, форма, частота заполнения и частота следования стимула, модуляция сигнала). Однако, несмотря на имеющийся накопленный опыт применения стимулирующих сигналов в клинической практике и существующие подходы к выбору параметров стимула (энергетический критерий, критерий силы вызванного сокращения), задача разработки быстрых (с точки зрения применения) и объективных (с точки зрения учета физиологических показателей объекта воздействия) критериев оценки эффективности сигналов электромиостимуляции остается актуальной [1, 2]. Решение данной задачи требует применения перспективных методов экспресс-диагностики функционального состояния стимулируемой мышцы.

Суммарная электромиография (ЭМГ) является признанным методом исследования нервно-мышечной системы, основанным на регистрации и качественно-количественном анализе суммарной биоэлектрической активности совокупности двигательных единиц с помощью накожных электродов [3, 4]. Применяемые на практике методы анализа ЭМГ-сигналов базируются на расчете средней арифметической амплитуды и частоты потенциалов, а также визуальной оценке по общему виду электромиограммы в соответствии с классификацией Ю.С. Юсевич [4–6]. При этом визуальная интерпретация суммарной электромиограммы в значительной мере определяется опытностью и квалифицированностью аналитика [7], а методы количественной оценки рассматривают шумоподобные ЭМГ-сигналы как линейные стационарные, что не позволяет в полной мере охарактеризовать их частотно-временную структуру и динамику изменения параметров в течение всего периода сокращения [6, 7]. Методы частотно-временного анализа сигналов (быстрое оконное преобразование Фурье, вейвлет-анализ) решают проблему

нестационарности, однако применительно к суммарным ЭМГ-сигналам требуют дополнительных исследований для выявления информативных диагностических признаков функционального состояния мышечной ткани.

В данной работе разработана методика оценки физиологической эффективности сигналов электромиостимуляции с различными параметрами на основе частотно-временного анализа суммарных электромиограмм стимулируемой мышцы, зарегистрированных до и после электромиостимуляции. Данная методика использована для оценки эффективности прямоугольных биполярных сигналов с частотой 50–1000 Гц и синусоидально-модулированных токов (СМТ) с несущей частотой 2–5 кГц и частотой модуляции 25–150 Гц.

Методика оценки эффективности сигналов электромиостимуляции на основе параметров частотно-временного представления суммарной электромиограммы

Методика оценки эффективности сигналов электромиостимуляции на основе частотно-временного анализа суммарной электромиограммы нервно-мышечного аппарата человека предусматривала проведение 10 сеансов электромиостимуляции в пороговом режиме в течение 10 дней. Продолжительность каждой процедуры составляла 10 минут. В качестве стимулирующих были выбраны два класса сигналов, широко распространенных в медицинской практике: прямоугольные биполярные импульсы и синусоидально-модулированные токи.

В исследованиях приняли участие две группы испытуемых, не имеющих функциональных расстройств опорно-двигательного аппарата. Каждый участник исследований из первой группы (28 человек; средний возраст 19 лет) проходил курс электромиостимуляции прямоугольными биполярными сигналами на фиксированной частоте из диапазона 50–1000 Гц. Каждый участник исследований из второй группы (23 человека; средний возраст 20 лет) проходил курс электромиостимуляции синусоидально-модулированными сигналами на фиксированной частоте: несущая частота выбиралась из диапазона 2–5 кГц, частота модуляции – из диапазона 25–150 Гц. Перед началом курса электромиостимуляции и после его окончания выполнялась процедура электромиографии с помощью разработанного двухканального аппаратно-программного комплекса для регистрации и анализа суммарных ЭМГ-сигналов [8]. Биоэлектрическую активность мышцы *m. gastrocnemius lateralis* нижней конечности регистрировали в режиме максимального произвольного напряжения.

Исходная суммарная электромиограмма и ЭМГ-сигнал, зарегистрированный по окончании десяти сеансов стимуляции, подвергались частотно-временной обработке в среде MatLab. Метод частотно-временного анализа был реализован на базе быстрого оконного преобразования Фурье. Результаты обработки – спектрограммы – представляют собой двумерные матрицы размерностями $F \times T_0$ (для исходного ЭМГ-сигнала) и $F \times T_{10}$ (для ЭМГ-сигнала, зарегистрированного по окончании десяти сеансов стимуляции), строки которых соответствуют частотам f от 0 до 1000 Гц, столбцы – временным отсчетам t от 0 секунд до окончания времени регистрации ЭМГ-сигнала, а в ячейках рассчитана амплитуда электромиограмм – $A_0[f, t]$ (для исходного ЭМГ-сигнала) и $A_{10}[f, t]$ (для ЭМГ-сигнала, зарегистрированного по окончании десяти сеансов стимуляции).

С целью графической визуализации величины приращения амплитуды суммарной электромиограммы на частотах 0–1000 Гц под действием стимула с различными параметрами построены спектрограммы $A_{\text{рез}}[f, t]$ путем вычитания спектрограммы исходного ЭМГ-сигнала $A_0[f, t]$ из спектрограммы ЭМГ-сигнала, зарегистрированного после электромиостимуляции $A_{10}[f, t]$, и нормировки результата относительно средней амплитуды исходного ЭМГ-сигнала $A_{\text{ср}0}$:

$$A_{\text{рез}}[i, j] = \frac{A_{10}[i, j] - A_0[i, j]}{A_{\text{ср}0}}, \quad \forall i = 0..F - 1, j = 0.. \min[T_0, T_{10}] - 1.$$

Нормировка спектрограммы обеспечивает сопоставимость получаемых данных для испытуемых с различным начальным функциональным состоянием мышцы *m. gastrocnemius medialis*.

Проведенные автором исследования частотно-временного анализа суммарной электромиограммы в норме и патологии [9] выявили целесообразность использования в качестве критерия функционального состояния мышцы амплитудно-частотный коэффициент AFK – отношение средней амплитуды A_{cp} к эффективной ширине спектра суммарного ЭМГ-сигнала Δf_{cp} :

$$AFK = A_{cp} / \Delta f_{cp}.$$

Данный показатель учитывает основные параметры нестационарного биоэлектрического сигнала (амплитуду и частоту), достигает максимальных значений в норме, уменьшается в случае ослабленного состояния мышечной ткани и значительно снижается в случае патологии высокой степени выраженности [9].

Средняя амплитуда ЭМГ-сигнала вычислялась по формуле:

$$A_{cp} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N |A[i]|, \text{ где } A[i] \text{ – амплитуда } i\text{-ого отсчета зарегистрированного сигнала, } N \text{ – число отсчетов сигнала.}$$

Эффективную ширину спектра – область частот, в которой сосредоточено не менее 90% мощности сигнала [10] (для точности устанавливается значение 95%) определяют нижняя и верхняя граничные частоты. Для вычисления эффективной ширины спектра ЭМГ-сигнала в каждом столбце спектрограммы $j = 0..T-1$: 1) выполняли поиск медианной частоты f_{M_j} исходя из определения: медианной является частота, делящая площадь под кривой спектральной плотности энергии на две равные части [11]; 2) вычисляли значения нижней f_{H_j} и верхней f_{B_j} граничных частот исходя из условия: энергия, сосредоточенная между граничными частотами и медианной частотой, составляет 47,5%; 3) рассчитывали значение эффективной ширины спектра Δf_j по формуле: $\Delta f_j = f_{B_j} - f_{H_j}$.

По итогам расчетов вычисляли среднеарифметический показатель Δf_{cp} по формуле:

$$\Delta f_{cp} = \frac{1}{T} \sum_{j=0}^{T-1} \Delta f_j.$$

Установлено [9], что показатель относительного изменения амплитудно-частотного коэффициента ЭМГ-сигналов, зарегистрированных до и после лечения, отражает характер изменения функционального состояния мышечной ткани, а именно: положительное значение указанного показателя свидетельствует об улучшении функционального состояния мышцы, отрицательное значение – об ухудшении функционального состояния мышцы. В связи с вышеизложенным относительное изменение амплитудно-частотного коэффициента суммарных электромиограмм, зарегистрированных до и после воздействия сигналов электромиостимуляции с различными параметрами, целесообразно использовать в качестве критерия физиологической эффективности стимула:

$$\Delta AFK_{отн} = \frac{AFK_{10} - AFK_0}{AFK_0}, \text{ где } AFK_{10} \text{ – амплитудно-частотный коэффициент ЭМГ-сигнала,}$$

зарегистрированного после 10-го сеанса электромиостимуляции, AFK_0 – амплитудно-частотный коэффициент исходной электромиограммы, зарегистрированной до начала курса электромиостимуляционной терапии.

Расчет величины изменения амплитудно-частотного коэффициента относительно первоначального значения позволяет учесть исходное функциональное состояние стимулируемой мышцы, а как результат – обеспечить сопоставимость получаемых значений.

Для установления взаимосвязи между частотой стимула и его физиологической эффективностью использовался корреляционный анализ. С этой целью рассчитывалось значение коэффициента линейной корреляции Пирсона для частоты стимула и показателя относительного изменения амплитудно-частотного коэффициента суммарных электромиограмм, зарегистрированных до и после воздействия сигналами электромиостимуляции с соответствующей частотой.

Результаты оценки эффективности прямоугольных биполярных импульсов и синусоидально-модулированных токов с различными частотами

Графическая визуализация величины приращения амплитуды суммарной электромиограммы на частотах 0–1000 Гц под действием стимула с различными параметрами, выполнена на основе спектрограмм вычитания (рис. 1–3). На спектрограмме по оси абсцисс указывается время (сек), по оси ординат – частота (Гц), цвет соответствует уровню сигнала на данной частоте (в черно-белом варианте статьи по мере увеличения сигнала цвет изменяется от светло-серого (5 условных единиц по амплитуде) до черного (40 условных единиц по амплитуде)).

Анализ спектрограмм вычитания, рассчитанных для прямоугольных биполярных импульсов различной частоты (рис. 1), выявил следующее.

1. Воздействие стимула частотой 50 Гц вызывает прирост амплитуды электромиограммы в диапазоне частот от 0 до 400 Гц, что соответствует области от нижней граничной частоты до верхней граничной частоты суммарной электромиограммы мышцы *m. gastrocnemius medialis* в норме [9].

2. С увеличением частоты стимула от 100 Гц до 400 Гц приращение амплитуды в частотно-временной области ЭМГ-сигнала происходит в постепенно сужающемся частотном диапазоне, верхняя граница которого не превышает 200 Гц при частоте стимула 400 Гц.

3. На частотах стимула свыше 400 Гц существенного прироста амплитуды не наблюдается.

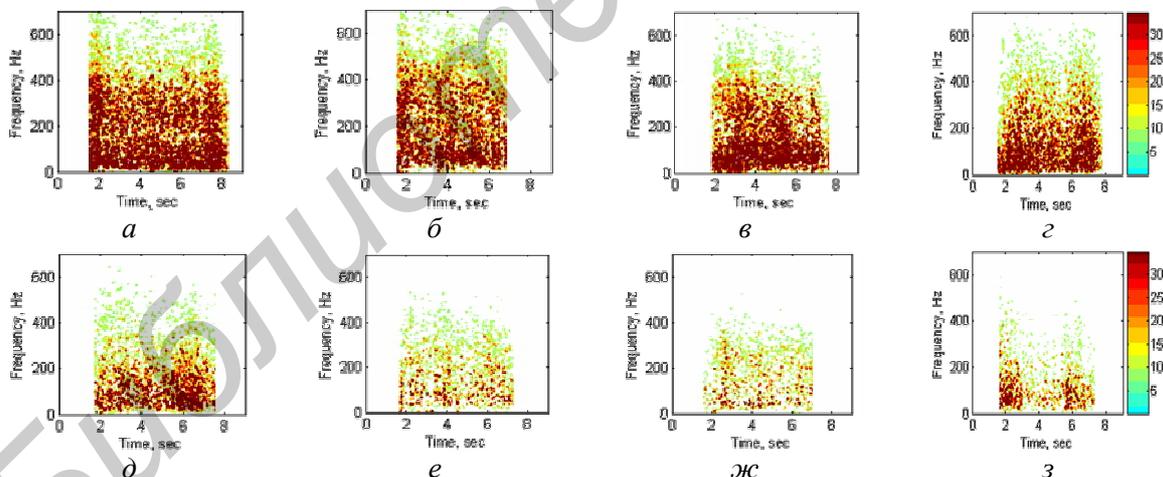


Рис. 1. Результаты вычитания спектрограммы исходного ЭМГ-сигнала из спектрограммы ЭМГ-сигнала, зарегистрированного после электромиостимуляции прямоугольными биполярными импульсами с частотой 50 Гц (а), 100 Гц (б), 200 Гц (в), 300 Гц (г), 400 Гц (д), 500 Гц (е), 600 Гц (ж), 1000 Гц (з)

Анализ спектрограмм вычитания, рассчитанных для синусоидально модулированных сигналов с несущей частотой 2 кГц и различной частотой модуляции (рис. 2), выявил следующее.

1. Воздействие СМТ с частотой модуляции 25 Гц не вызывает существенного прироста амплитуды.

2. С увеличением частоты модуляции СМТ от 50 Гц до 150 Гц приращение амплитуды в частотно-временной области ЭМГ-сигнала происходит в диапазоне от 0 до 400 Гц, что соответ-

стствует области от нижней граничной частоты до верхней граничной частоты суммарной электромиограммы мышцы *m. gastrocnemius medialis* в норме [9].

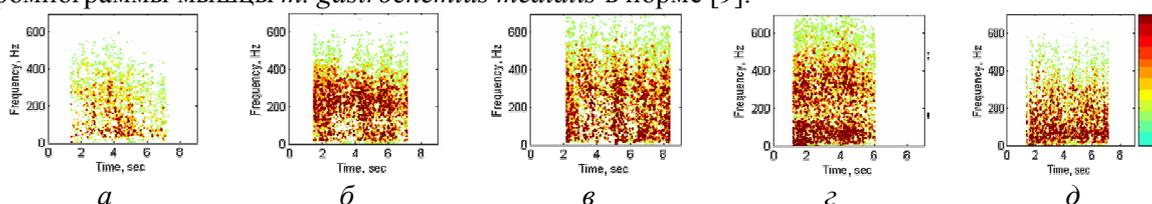


Рис. 2. Результаты вычитания спектрограммы исходного ЭМГ-сигнала из спектрограммы ЭМГ-сигнала, зарегистрированного после электромиостимуляции СМТ с несущей частотой 2 кГц и частотой модуляции 25 Гц (а), 50 Гц (б), 75 Гц (в), 100 Гц (г), 150 Гц (д)

Анализ спектрограмм вычитания, рассчитанных для синусоидально модулированных сигналов с несущей частотой 5 кГц и различной частотой модуляции (рис.3), выявил следующее.

1. Воздействие СМТ с частотой модуляции 25 Гц не вызывает существенного прироста амплитуды.

2. С увеличением частоты модуляции СМТ от 50 Гц до 150 Гц приращение амплитуды в частотно-временной области ЭМГ-сигнала происходит в постепенно расширяющемся частотном диапазоне, верхняя граница которого увеличивается с 200 Гц до 400 Гц соответственно.

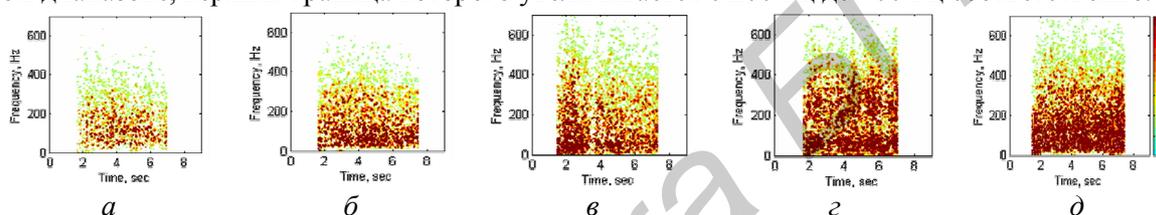


Рис. 3. Результаты вычитания спектрограммы исходного ЭМГ-сигнала из спектрограммы ЭМГ-сигнала, зарегистрированного после электромиостимуляции СМТ с несущей частотой 5 кГц и частотой модуляции 25 Гц (а), 50 Гц (б), 75 Гц (в), 100 Гц (г), 150 Гц (д)

Полученные результаты анализа спектрограмм вычитания (рис. 1–3) соответствуют характеру зависимостей относительного изменения амплитудно-частотного коэффициента ЭМГ-сигналов от формы и частоты стимула (рис. 4).

Рассчитанный показатель относительного изменения амплитудно-частотного коэффициента ЭМГ-сигналов мышцы *m. gastrocnemius medialis* под воздействием прямоугольных биполярных импульсов различной частоты уменьшается с уровня $1,18 \pm 0,62$ до значения $0,08 \pm 0,23$ при увеличении частоты стимула от 50 до 1000 Гц (рис. 4,а).

Коэффициент линейной корреляции Пирсона для частоты прямоугольных биполярных импульсов и показателя относительного изменения амплитудно-частотного коэффициента суммарных электромиограмм, зарегистрированных до и после электромиостимуляции, составил $-0,65$. Это свидетельствует о средней степени корреляции между частотой прямоугольных биполярных импульсов в диапазоне 50–1000 Гц и относительным изменением амплитудно-частотного коэффициента, причем, вышеуказанная зависимость является обратно пропорциональной. Т.о., эффективность электромиостимуляции прямоугольными биполярными импульсами возрастает с уменьшением частоты стимула от 1000 Гц до 50 Гц.

Показатель относительного изменения амплитудно-частотного коэффициента ЭМГ-сигналов мышцы *m. gastrocnemius medialis* под воздействием синусоидально модулированных сигналов различной частоты (рис. 4,б) имеет большие величины для СМТ с несущей частотой 5 кГц по сравнению с СМТ с несущей частотой 2 кГц. При этом для СМТ с несущей частотой 2 кГц с увеличением частоты модуляции от 25 Гц до 150 Гц относительное изменение амплитудно-частотного коэффициента растет с уровня $-0,04 \pm 0,36$ до значения $0,72 \pm 0,25$. Для СМТ с несущей частотой 5 кГц с увеличением частоты модуляции от 25 Гц до 150 Гц относительное изменение амплитудно-частотного коэффициента растет с уровня $0,25 \pm 0,32$ до значения $1,66 \pm 0,32$.

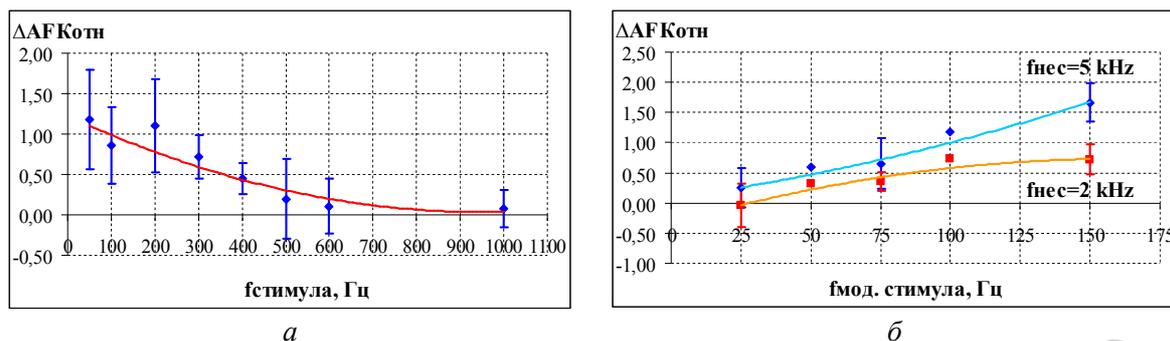


Рис. 4. Значения относительного изменения амплитудно-частотного коэффициента ЭМГ-сигналов мышцы *m. gastrocnemius medialis* под воздействием прямоугольных биполярных импульсов различной частоты (а) и СМТ с несущими частотами 2 кГц, 5 кГц и различной частотой модуляции (б)

Коэффициент линейной корреляции Пирсона для частоты модуляции сигналов СМТ (несущая частота 2 кГц) и показателя относительного изменения амплитудно-частотного коэффициента суммарных электромиограмм, зарегистрированных до и после воздействия СМТ с несущей частотой 2 кГц, составил 0,79. Это свидетельствует о высокой степени корреляции между частотой стимула в диапазоне 25–150 Гц и относительным изменением амплитудно-частотного коэффициента, причем, вышеуказанная зависимость является прямо пропорциональной. Т.о., эффективность электромиостимуляции синусоидально модулированными сигналами с несущей частотой 2 кГц возрастает с увеличением частоты модуляции стимула от 25 Гц до 150 Гц.

Коэффициент линейной корреляции Пирсона для класса синусоидально модулированных сигналов с несущей частотой 5 кГц составил 0,87, что свидетельствует о высокой степени корреляции между частотой стимула в диапазоне 25–150 Гц и относительным изменением амплитудно-частотного коэффициента, причем, вышеуказанная зависимость является прямо пропорциональной. Т.о., эффективность электромиостимуляции синусоидально модулированными сигналами с несущей частотой 5 кГц возрастает с увеличением частоты модуляции стимула от 25 Гц до 150 Гц.

Заключение

Разработана методика оценки физиологической эффективности сигналов электромиостимуляции с различными параметрами на основе частотно-временного анализа суммарных электромиограмм стимулируемой мышцы. В качестве критерия физиологической эффективности стимула предложено использовать показатель относительного изменения амплитудно-частотного коэффициента суммарных электромиограмм, зарегистрированных до и после электромиостимуляции, вычисляемый по результатам частотно-временного анализа ЭМГ-сигналов. Для усиления значимости количественных данных выполняется оценка изменения частотно-временной структуры ЭМГ-сигнала под воздействием стимула с различными параметрами на основе графической визуализации величины приращения амплитуды суммарной электромиограммы на частотах 0–1000 Гц в течение времени мышечного сокращения посредством построения спектрограмм.

Проведенные исследования воздействия прямоугольными биполярными импульсами и синусоидально-модулированными токами с различными частотами показали обоснованность использования относительного изменения амплитудно-частотного коэффициента суммарных электромиограмм, зарегистрированных до и после курса электромиостимуляции, как меры количественной оценки эффективности стимула.

Результаты работы представляют интерес для инженеров, специализирующихся в области разработки систем электромиографии и электромиостимуляции.

EFFICIENCY ASSESSMENT OF ELECTRICAL STIMULATION SIGNALS ON THE BASE OF TIME-FREQUENCY ANALYSIS OF STIMULATED MUSCLE GLOBAL ELECTROMYOGRAM

M.M. MEZHENNAYA

Abstract

The method of physiological efficiency assessment of electrical stimulation signals signals with various parameters on the base of time-frequency analysis of stimulated muscle global electromyogram is developed. As criterion of efficiency it is offered to use an indicator of relative change of ratio of amplitude to effective bandwidth frequency of global electromyograms registered before and after electrical stimulation. The above described method is used for the efficiency assessment of rectangular bipolar signals with frequency of 50–1000 Hz and the sinusoidal modulated currents with carrying frequency of 2–5 kHz and frequency of modulation of 25–150 Hz. The results of this work can be interesting for developer of the electromyography and electrical stimulation systems, as well as for electrophysiologists and physiatrists.

Список литературы

1. Беркутов А.М., Жулев В.И., Кураев Г.А. и др. Системы комплексной электромагнитотерапии. М., 2000.
2. Осипов А.Н., Бондарик В.М. Электронная лечебная аппаратура: учебно-методический комплекс. Мн., 2006.
3. Николаев С.Г. Практикум по клинической электромиографии. Иваново, 2001.
4. Гехт Б.М. Теоретическая и клиническая электромиография. Л., 1990.
5. Юсевич Ю.С. Электромиография в клинике нервных болезней. М., 1958.
6. Сидоренко А.В., Ходулев В.И., Селицкий А.П. // Биомедицинские технологии и радиоэлектроника. 2006. №11. С. 53–59.
7. Райгайян Р.М. Анализ биомедицинских сигналов. Практический подход. М., 2007.
8. Савченко Н.С., Селех Д.В., Белецкий П.В. и др. // Медэлектроника – 2008. 2008. С. 312–316.
9. Меженная М.М., Осипов А.Н., Ильясевич И.А. и др. // Проблемы физики, математики и техники. 2012. №1(10). С. 105–112.
10. Осипов А.Н., Давыдов М.В. // Докл. БГУИР. 2005. №3(11). С. 53–58.
11. Колубаев Е.А., Колубаев А.В., Сизова О.В. // Письма в ЖТФ. 2010. Т. 36, Вып. 16. С. 55–61.

УДК 534.87

ПРОСТРАНСТВЕННАЯ СТРУКТУРА БАЛЛИСТИЧЕСКОЙ ВОЛНЫ ПРИ ЛИНЕЙНОЙ АППРОКСИМАЦИИ ТРАЕКТОРИИ ПУЛИ

Р.В. БЫКОВ, С.Р. ГЕЙСТЕР

Военная академия Республики Беларусь
Минск-57, 220057, Беларусь

Научно-исследовательский институт Вооруженных сил Республики Беларусь
Калиновског 4, Минск, 220103, Беларусь

Поступила в редакцию 29 февраля 2012

На основе линейной аппроксимации траектории пули, летящей со сверхзвуковой скоростью, разработана модель пространственной структуры (фронта) баллистической волны. Разработанная модель позволила получить аналитические выражения для направлений и времени прихода дульной и баллистической волн в точку приема с учетом действия силы тяжести. Линейная аппроксимация траектории обеспечивает снижение вычислительных затрат по определению местоположения стрелка. Приводятся результаты экспериментальной проверки разработанной модели.

Ключевые слова: баллистическая волна, сверхзвуковая скорость, пуля.

Введение

Необходимость своевременного обнаружения и определения координат огневых точек противника (ОТП), способного поражать живую силу и технику со значительных расстояний (от нескольких сот метров до нескольких километров), появилась давно. Одним из ярких примеров является война СССР с Финляндией [1]. В этой войне финская сторона успешно использовала снайперов, для борьбы с которыми выделялось большое количество личного состава и техники [1]. В настоящее время массового использования высокоточного оружия своевременное обнаружение ОТП является актуальной задачей, направленной на предотвращение гибели людей как в ходе боевых действий, так и при совершении террористических актов.

Использование дорогостоящих оптико-электронных устройств обнаружения и измерения координат ОТП не всегда оправдано (высокий уровень ложных тревог, применение оптических прицелов с низким коэффициентом переотражения и пр.). При этом применение сравнительно недорогих звукометрических систем позволяет решать задачи обнаружения и определения координат ОТП по первому выстрелу.

В [2] предложен метод определения координат ОТП в однопозиционной системе по задержкам и направлениям прихода фронтов баллистической (БВ) и дульной (ДВ) волн. В реальных условиях современного общевойскового боя с высокой интенсивностью стрельбы обнаружение ДВ выстрела из стрелкового оружия является сложной задачей. Однако восстановление формы БВ по результатам измерений в многопозиционной звукометрической системе позволяет определить координаты ОТП без учета параметров ДВ. Поэтому далее рассматривается порядок построения поверхности, образованной баллистической волной (ПБВ) при полете пули со сверхзвуковой скоростью (СС), а также определяется задержка и направление прихода фронта БВ в точке расположения акустического приемника измерительного устройства (ИУ).

Построение пространственной структуры БВ

У основных типов используемого на сегодняшний день стрелкового оружия (винтовка, автомат, пулемет) начальная скорость полета пули V_0 значительно превосходит скорость звука a_c . При этом в пространстве формируется БВ, которая описывается так называемым конусом Маха [3]. После формирования БВ распространяется со скоростью звука. Угол у вершины конуса Маха определяется мгновенной скоростью полета пули и скоростью звука

$$\psi_k = \arcsin[M^{-1}(t_k)] = \arcsin[a_c/V_p(t_k)], \quad (1)$$

где $M(t_k) = V_p(t_k)/a_c$ – число Маха в момент времени t_k ; $V_p(t_k)$ – скорость пули, м/с; $a_c = \sqrt{\gamma RT}$ – скорость звука, м/с; $\gamma = 1,4$ – показатель адиабаты для воздуха; $R = 287,053$ Дж/кг·К – удельная газовая постоянная; $T = 273,15^\circ\text{C}$ – абсолютная температура воздуха, К.

В полете на пулю, выпущенную под углом Θ_0 (угол бросания), действуют [4]: сила лобового сопротивления X_p , сила тяжести \bar{q} и подъемная сила Y_p , которой с учетом малого угла атаки пули можно пренебречь. При этом значение угла траектории Θ пули в СК стрелка $OX_s Y_s Z_s$ вследствие воздействия силы тяжести постоянно изменяется.

В предположении того, что в полете на пулю не действуют боковые силы, траекторию полета пули (см. рис. 1) в СК стрелка $OX_s Y_s Z_s$ с учетом ограничений [4], отмеченных выше, можно описать системой дифференциальных уравнений:

$$\begin{cases} \dot{V}_p = -X_p m_p^{-1} - g_0 \sin \Theta; \\ \dot{\Theta} = -g_0 V_p^{-1} \cos \Theta; \\ \dot{x}_p = V_p \cos \Theta; \dot{y}_p = V_p \sin \Theta; \dot{z}_p = 0, \end{cases} \quad (2)$$

где V_p – скорость полета пули; X_p – значение силы лобового сопротивления пули; m_p – масса пули; $g_0 = 9,8$ м/с² – ускорение свободного падения; x_p и y_p – текущие значения прямоугольных координат (ПК) пули.

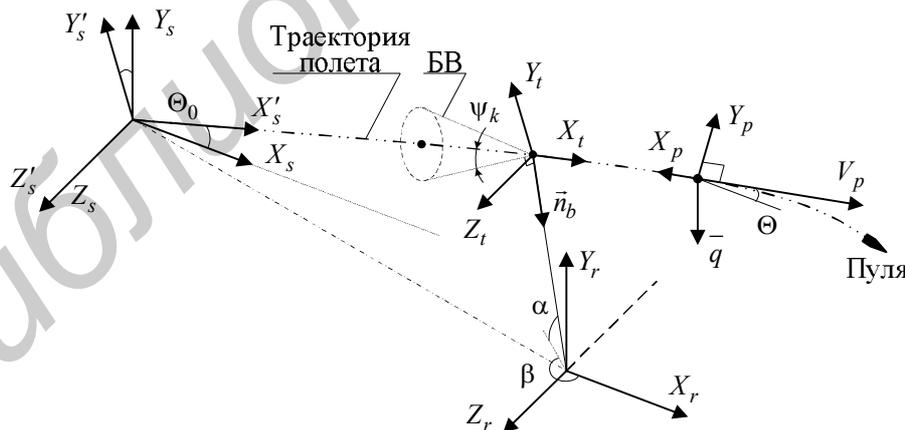


Рис. 1. К определению основных соотношений

На рис. 1 введены следующие обозначения: $O'_s X'_s Y'_s Z'_s$ – СК, образованная параллельным переносом СК пули $OX_t Y_t Z_t$ в начало СК $OX_s Y_s Z_s$; $OX_r Y_r Z_r$ – прямоугольная СК ИУ, которая представляет собой параллельный перенос СК стрелка; \bar{n}_b – нормаль к поверхности БВ, направленная в центр координат ИУ; α и β – углы направляющих косинусов нормали \bar{n}_b к фронту БВ в СК $OX_r Y_r Z_r$, причем угол α лежит в плоскости, образованной осью OY_r и нормалью \bar{n}_b , и отсчитывается от проекции нормали на плоскости $OX_r Z_r$, а угол β лежит в плос-

кости OX_r, Z_r и отсчитывается от оси OX_r . Заметим, что углы α и β определяют направление прихода фронта БВ в СК ИУ OX_r, Y_r, Z_r .

Решение системы уравнений (2) возможно только с помощью численных методов. Однако, при углах бросания не более 20° ($|\Theta_0| \leq 20^\circ$), в первом уравнении системы (2) можно пренебречь вторым слагаемым. В этом случае изменение скорости и дальности полета пули от времени можно описать в виде [2]:

$$V_p(t) = (U_p t + V_0^{-3/5})^{-5/3} \text{ и } R(t) = 1,5U_p^{-1} \left[V_0^{2/5} - (U_p t + V_0^{-3/5})^{-2/3} \right], \quad (3)$$

где $U_p = 0,0315\pi\rho d^2 m_p^{-1} a_c^{2/5}$ – постоянный коэффициент; V_0 – начальная скорость пули, м/с; ρ – плотность воздуха, кг/м³; d – диаметр (калибр) пули, м.

Второе уравнение системы (2) можно представить как

$$\cos^{-1} \Theta d\Theta = -g_0 V_p^{-1}(t) dt. \quad (4)$$

Справедливо полагаем, что угол Θ , при условии $|\Theta_0| \leq 20^\circ$, изменяется незначительно. Это позволяет сделать допущение, что значение $\cos(\Theta_0 + \delta\Theta) \approx \cos\Theta_0$. В этом случае, решение уравнения (4) относительно Θ с использованием (3) принимает вид:

$$\Theta(t) = \Theta_0 + 0,375g_0 U_p^{-1} \left[V_0^{-1,6} - (U_p t + V_0^{-0,6})^{8/3} \right] \quad (5)$$

Решение третьего, четвертого и пятого уравнений системы (2) с использованием (3) и (5) является трудоемкой задачей, приводящей к необходимости численного интегрирования. Однако, как видно из результатов математического моделирования (ММ), которые представлены на рис. 2, можно воспользоваться линейной аппроксимацией ПК пули в виде:

$$\begin{cases} x(t) = R(t) \cos \Theta_0; \\ y(t) = R(t) \sin \{0,4[\Theta(t) - \Theta_0] + \Theta_0\}; \\ z(t) = 0. \end{cases} \quad (6)$$

На рис. 2 представлены зависимости ошибок определения ПК пули δ_x и δ_y от дальности R_k . Для расчета δ_x и δ_y использованы однотипные выражения

$$\delta_x [\%] = x_p^{-1} (x_p - \hat{x}_p) 100\%; \quad \delta_x [\text{м}] = x_p - \hat{x}_p,$$

где x_p – значение ПК пули по оси $O_s X_s$, полученное численным интегрированием из системы выражений (2); \hat{x}_p – значение ПК пули по оси $O_s X_s$, полученное аналитически с помощью (6).

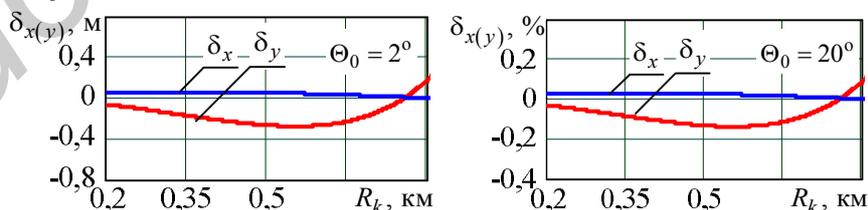


Рис. 2. Зависимость отклонения ПК пули

Как видно из результатов ММ (см. рис. 2) для углов бросания $5^\circ < \Theta_0 \leq 20^\circ$ ошибки δ_x и δ_y не превышают 0,5 %, а при $\Theta_0 \leq 5^\circ$ – не превышают 0,4 м. Ввод ограничения $0 \leq |\Theta_0| \leq 20^\circ$ позволяет использовать линейную аппроксимацию координат x_p и y_p .

Используя соотношения (1), (3) и (5) с учетом (6) можно построить поверхность БВ (ПБВ) пули, которая в любой момент времени t_M в СК $O_s X_s Y_s Z_s$ будет описываться системой аналитических выражений

$$\begin{cases} x_M(t_\varphi, \vartheta) = [(t_M - t_\varphi) a_c \sin \psi_k(t_\varphi) + R(t_\varphi)] \cos \Theta(t_\varphi) - [(t_M - t_\varphi) a_c \cos \psi_k(t_\varphi) \cos \vartheta] \sin \Theta(t_\varphi); \\ y_M(t_\varphi, \vartheta) = [(t_M - t_\varphi) a_c \cos \psi_k(t_\varphi) \cos \vartheta] \cos \Theta(t_\varphi) + [(t_M - t_\varphi) a_c \sin \psi_k(t_\varphi) + R(t_\varphi)] \sin \Theta(t_\varphi); \\ z_M(t_\varphi, \vartheta) = (t_M - t_\varphi) a_c \cos \psi_k(t_\varphi) \sin \vartheta, \end{cases} \quad (7)$$

где $t_\varphi = \{0; t_M\}$ и $\vartheta = \{-\pi; \pi\}$ – параметры уравнения, которые изменяются в пределах от 0 до t_M и от $-\pi$ до π , соответственно.

В качестве примера на рис. 3 представлены сечения ПБВ плоскостью $O X_s Y_s$ с учетом воздействия на пулю силы тяжести и сопротивления воздуха. Эти сечения получены с помощью ММ для следующих исходных данных: калибр $d = 7,62$ мм; масса пули $m_p = 9,6$ г; начальная скорость пули $V_0 = 830$ м/с; температура воздуха 15°C ; плотность воздуха $\rho = 1,25$ кг/м³; время $t_M = 1,736$ с. Заштрихованные области являются областями одновременного прихода фронтов БВ и ДВ.

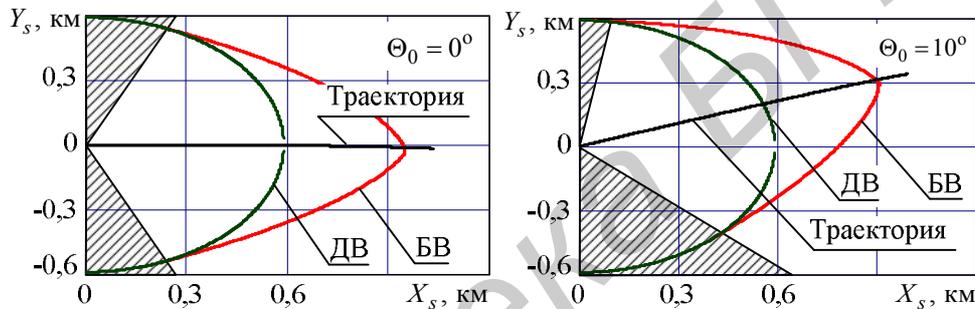


Рис. 3. Вид сечения ПБВ

Теперь, зная уравнение ПБВ, можно определить уравнение нормали к этой поверхности из любой точки пространства заданной ПК в СК стрелка $\{x_u; y_u; z_u\}$.

Определение направления и задержки прихода фронта БВ

Уравнение нормали можно получить по известным ПК двух точек в пространстве. Одной из точек является центр ИУ с координатами $\{x_u; y_u; z_u\}$, а координаты второй точки $\{x_b; y_b; z_b\}$, принадлежащей ПБВ и являющейся началом нормали \vec{n}_b (рис. 1), можно определить путем нахождения кратчайшего расстояния до этой поверхности. Расстояние от точки с ПК $\{x_u; y_u; z_u\}$ до всех точек, принадлежащих ПБВ, будет определяться в виде

$$R_b(t_\varphi, \vartheta) = \sqrt{[x_u - x_M(t_\varphi, \vartheta)]^2 + [y_u - y_M(t_\varphi, \vartheta)]^2 + [z_u - z_M(t_\varphi, \vartheta)]^2} \quad (8)$$

Кратчайшее расстояние R_{b_min} от ИУ до поверхности, образованной БВ, можно определить из решения дифференциального уравнения $\frac{d^2}{dt_\varphi d\vartheta} R_b(t_\varphi, \vartheta) = 0$ относительно параметров t_φ и ϑ . Однако аналитическое решение этого уравнения является сложной задачей. Поэтому значения параметров t_φ и ϑ целесообразно найти численно из (8). Полученные таким путем величины \hat{t}_φ и $\hat{\vartheta}$ используются в (7) для определения координат $\{x_b; y_b; z_b\}$, причем $x_b = x_M(\hat{t}_\varphi, \hat{\vartheta})$, $y_b = y_M(\hat{t}_\varphi, \hat{\vartheta})$, $z_b = z_M(\hat{t}_\varphi, \hat{\vartheta})$.

Значения угла места α и азимута β прихода фронта БВ могут быть определены как

$$\alpha = \arctg \frac{y_b - y_u}{\sqrt{(x_b - x_u)^2 + (z_b - z_u)^2}}; \beta = \arctg \frac{z_b - z_u}{x_b - x_u} - \gamma \quad (9)$$

где γ – угол поворота СК ИУ относительно оси OY_r .

Разность времен прихода фронтов БВ и ДВ будет определяться в виде

$$\Delta t_z = \hat{t}_\varphi + a_c^{-1} \left[\sqrt{[x(\hat{t}_\varphi) - x_u]^2 + [y(\hat{t}_\varphi) - y_u]^2 + [z(\hat{t}_\varphi) - z_u]^2} - \sqrt{x_u^2 + y_u^2 + z_u^2} \right]. \quad (10)$$

При стрельбе по настильной траектории ($\Theta_0 \rightarrow 0^\circ$ и $y_s \approx y_u$) на небольшие дальности (несколько сот метров) высота подъема (снижения) траектории по оси OY_s не превышает нескольких десятков сантиметров. В этом случае силой тяжести, действующей на пулю, можно пренебречь, а систему выражений (7) можно представить в виде

$$\begin{cases} x_M(t_\varphi) = (t_M - t_\varphi) a_c \sin \psi_k(t_\varphi) + R(t_\varphi); \\ z_M(t_\varphi) = (t_M - t_\varphi) a_c \cos \psi_k(t_\varphi). \end{cases} \quad (11)$$

Система (11) описывает линию, образованную сечением ПБВ плоскостью $OX_s Z_s$. При этом значение \hat{t}_φ , как и для (8), определяется численно из (11). Значения углов α , β и разность будут определяться в соответствии с выражениями (9) и (11), в которых $y(\hat{t}_\varphi) = 0$ и $y_u = 0$.

Экспериментальные исследования разработанной модели

Для подтверждения справедливости полученных результатов проведено экспериментальное исследование, в ходе которого определялись относительные задержки и направления прихода фронтов БВ и ДВ. В ходе эксперимента, схема которого представлена на рис. 4,а, из снайперской винтовки Драгунова (СВД) по настильной траектории выполнено 5 выстрелов. При этом использован патрон 7,62×54 R калибра $d = 7,62$ мм с массой пули $m_p = 9,6$ г, имеющей начальную скорость $V_0 \approx 830$ м/с. Акустические сигналы (АС) этих выстрелов регистрировались измерительным комплексом (ИК), структура которого представлена на рис. 4,б.

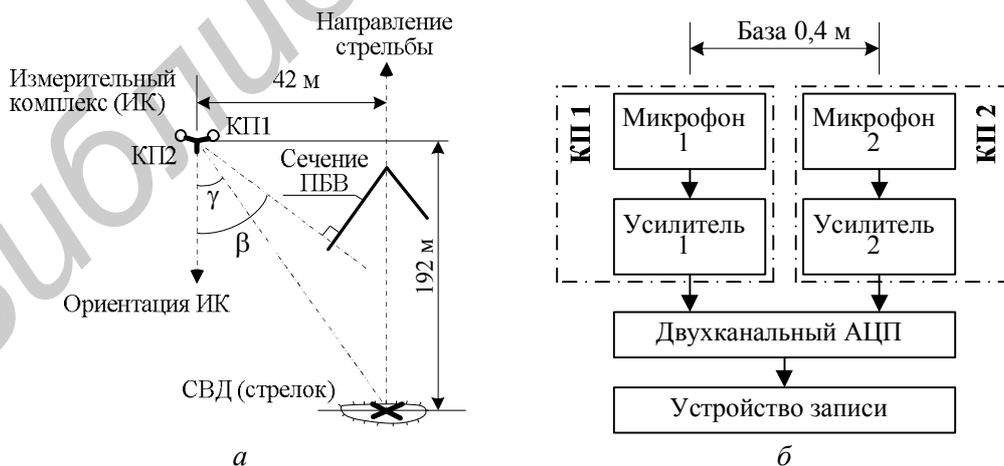


Рис. 4. Схема проведения эксперимента: а – схема местности; б – структура измерительного комплекса

Измерительный комплекс включал: два канала приема – КП 1 и КП 2, разнесенных на базу $b = 0,4$ м; внешний двухканальный аналого-цифровой преобразователь (АЦП); устройство записи преобразованных АС. Каждый КП включал чувствительный элемент (микрофон) и усилитель. Аналого-цифровое преобразование электрических сигналов с выходов двух КП

осуществлялось с частотой $F_d = 48$ кГц. С выхода АЦП сигналы записывались на жесткий диск персональной вычислительной машины. Центр базы «КП 1–КП 2» в СК стрелка имел координаты $\{x_u; y_u; z_u\} = \{192 \text{ м}; 0 \text{ м}; -42 \text{ м}\}$. Температура воздуха имела значение $t^\circ = 2^\circ \text{C}$ (скорость звука $a_c = 332,58$ м/с), а плотность воздуха принята равной $\rho = 1,25$ кг/м³.

В качестве примера на рис. 5 представлен фрагмент временной структуры сигнала первого выстрела на выходе КП 1. Оценка направлений прихода фронтов БВ и ДВ осуществлялась в соответствии с однотипными выражениями

$$\hat{\beta} = \arcsin(a_c \delta_{ib} b^{-1}) \text{ и } \hat{\gamma} = \arcsin(a_c \delta_{id} b^{-1}),$$

где $\delta_{ib(id)} = t_{b2(d2)} - t_{b1(d1)}$ – разность времен прихода фронта БВ (ДВ) на вход КП 1 и КП 2, соответственно; $t_{b1(b2)}$ и $t_{d1(d2)}$ – время прихода фронта БВ и ДВ на вход КП 1 (КП 2).

Определение задержки прихода фронта ДВ относительно времени прихода фронта БВ $\Delta \hat{t}_z$ осуществлялось в соответствии с выражением

$$\Delta \hat{t}_z = t_{b1} - t_{d1} - 0,5(\delta_{ib} - \delta_{id}).$$

Основные результаты эксперимента, полученные по пяти записям сигналов выстрелов из СВД, сведены в таблицу. Математическое ожидание M_p и среднеквадратическое отклонение σ_p измеряемого параметра p вычислялись в соответствии с общепринятыми выражениями [5].

Основные результаты экспериментальных исследований

Номер выстрела	Определяемый параметр				
	$\Delta \hat{t}_z$, с	δ_{ib} , мс	$\hat{\beta}$, град	δ_{id} , мс	$\hat{\gamma}$, град
1	-0,2298	1,0	58,079	0,25	11,997
2	-0,2239	1,02	60,01	0,25	11,997
3	-0,2251	1,02	60,01	0,2708	13,014
4	-0,2298	1,0	58,079	0,25	11,997
5	-0,2275	1,02	60,01	0,2708	13,014
M_p (σ_p)	-0,2272 (0,00269)	1,012 (0,011)	59,237 (1,06)	0,258 (0,011)	12,404 (0,557)

В результате расчетов, проведенных с использованием (11) в соответствии с условиями эксперимента, для момента времени $t_M = 0,3$ с построены профили БВ и ДВ, представленные на рис. 6. Относительная задержка прихода фронта ДВ и БВ в соответствии с (10) составила $\Delta t_z = -0,2273$ с, а направления прихода фронтов ДВ и БВ в соответствии с (9) составили $\gamma = 12,34^\circ$ и $\beta = 60,12^\circ$.

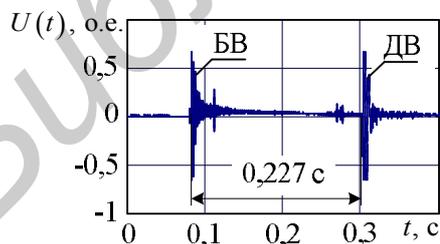


Рис. 5. Фрагмент временной структуры акустических сигналов БВ и ДВ

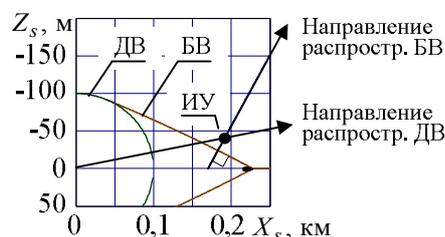


Рис. 6. Сечение БВ и ДВ применительно к условиям проведения эксперимента

Ошибки (табл.) в определении относительного времени задержки δ_{t_z} и направлений прихода фронтов БВ δ_β и ДВ δ_γ (различия между расчетными и экспериментальными результатами) составили, соответственно:

$$\delta_{t_z} = \Delta t_z^{-1} (\Delta t_z - M_{\Delta t_z}) 100\% = 0,044 \%; \delta_\beta = \beta^{-1} (\beta - M_\beta) 100\% = -1,47 \%;$$

$$\delta_\gamma = \gamma^{-1}(\gamma - M_\gamma)100\% = -0,53\%,$$

где $M_{\Delta t}$, M_β и M_γ – математические ожидания измеренных значений разности времен прихода фронтов БВ и ДВ, направления прихода фронта БВ и фронта ДВ.

Незначительные отличия экспериментальных и расчетных результатов в определении направлений прихода фронтов БВ и ДВ в основном обусловлены низкой частотой дискретизации (48 кГц) принятого сигнала. Для такой частоты и выбранной базы ИУ при определении направления на источник АС, находящегося под углом 60° относительно ИУ, ошибки в определении направления прихода фронта могут достигать 2° , т.е. 2...3%. Ошибки в определении относительного времени задержки прихода фронтов БВ и ДВ находятся в пределах введенных ограничений при выводе аналитических выражений.

Таким образом, результаты экспериментальных исследований подтверждают справедливость аналитических выражений, разработанных для построения поверхности БВ.

Выводы

Использование линейной аппроксимации траектории полета пули со сверхзвуковой скоростью в однопозиционной системе определения координат ОТП позволяет значительно снизить временные затраты на восстановление фронта баллистической волны по сравнению с численными методами. Аналитические выражения для описания фронта баллистической волны, полученные на основе линейной аппроксимации траектории полета пули, могут быть использованы в многопозиционной системе обнаружения – измерения координат ОТП. Это позволит исключить использование дульной волны, что ускорит процесс определения координат ОТП, а также снизит уровень ложных срабатываний в условиях высокой интенсивности огня.

SPATIAL STRUCTURE OF BALLISTIC WAVE IN CASE OF LINEAR APPROXIMATION OF BULLET FLIGHT PATH

R.V. BYKOV, S.R. HEISTER

Abstract

Model of spatial structure of ballistic wave is developed in terms of linear approximation of flight path of bullet that flies with supersonic speed. The model allows getting analytic statements for direction and time of arrival of muzzle and ballistic waves to the receiving point in consideration of gravity. Linear approximation of the flight path provides reduction of computational costs for shooter position fixing. The results of experimental verification of the model are provided.

Список литературы

1. *Потапов А.А.* Искусство снайпера. М., 2005.
2. *Быков Р.В., Гейстер С.Р.* // Наука и военная безопасность. 2011. №4(32). С. 50–53.
3. *Кун А.А., Лукьянов В.Ф., Шабан С.А.* Основы построения систем управления ракетами. Минск, 2001.
4. *Беневольский С.В., Бурлов В.В., Казаковцев В.П.* Баллистика. Пенза, 2005.
5. *Вентцель Е.С.* Теория вероятностей. М., 2002.

УДК 621.396.96

ИДЕНТИФИКАЦИЯ ТРАЕКТОРНОЙ ИНФОРМАЦИИ НА ОСНОВЕ ПРИМЕНЕНИЯ МЕТОДОВ НЕЧЕТКОЙ АВТОМАТИЧЕСКОЙ КЛАССИФИКАЦИИ В ЗАДАЧЕ ОБЪЕДИНЕНИЯ ТРАССОВОЙ ИНФОРМАЦИИ

А.В. ХИЖНЯК, А.А. БЕЛОУС, А.С. БЕЛЫЙ

Военная академия Республики Беларусь
Минск-57, 220057, Беларусь

Поступила в редакцию 20 декабря 2011

Современные автоматизированные системы управления контроля воздушного пространства характеризуются наличием большого числа источников радиолокационной информации. Сбор и обобщение данных от них представляют сложную задачу, направленную на формирование представления о единой картине воздушной обстановки. Одной из наиболее сложных задач при объединении траекторной информации является идентификация траекторий воздушных объектов по данным от нескольких источников информации. Предлагается подход к решению задачи идентификации траекторных данных в алгоритмах сопровождения воздушных объектов, основанный на применении аппарата теории нечетких множеств.

Ключевые слова: отождествление траекторий, сопровождение траекторий, нечеткая автоматическая классификация, третичная обработка радиолокационной информации.

Введение

Задача сбора и обработки радиолокационной информации о воздушных объектах является одной из основных в существующих автоматизированных системах контроля воздушного пространства. Современные автоматизированные системы управления (АСУ) позволяют одновременно получать информацию от нескольких источников. В каждом конкретном случае количество источников может составлять несколько десятков. Большинство сопрягаемых с АСУ абонентов осуществляют обмен траекторными данными, следствием чего является необходимость качественного решения задачи объединения трассовой информации.

Качество объединения трассовой информации оказывает непосредственное влияние на функционирование АСУ в целом. Снижение качества РЛИ за счет неэффективного решения задачи объединения трассовой информации приводит к возникновению ложных и дублирующих траекторий, а также к снижению точности оценки параметров объединенных траекторий за счет низкого качества решения задачи идентификации траекторных данных. В свою очередь низкое качество РЛИ не позволяет эффективно решать задачи управления.

Постановка задачи

При решении задачи объединения трассовой информации от нескольких источников возникают ситуации попадания воздушных объектов в область перекрытия зон обнаружения РЛС, что приводит к дублированию траекторий воздушных объектов на входе алгоритмов объединения. Это приводит к необходимости решения задачи идентификации траекторных данных (рис. 1).

На рис. 1 представлена ситуация попадания воздушного объекта в область трехкратного перекрытия зон обнаружения РЛС. Ошибки оценки траекторных параметров, а также различные точностные характеристики РЛС приводят к тому, что на пункт объединения трассовой

информации приходит не одна, а три траектории одного и того же воздушного объекта. Для каждой полученной траектории может быть принято решение о привязке к сопровождаемой трассе либо о том, что полученная траектория является информацией о новом воздушном объекте. Задача идентификации в данном случае состоит в принятии решения об истинном количестве траекторий, а также их истинном положении в области перекрытия зон обнаружения источников трассовой информации. Это требует комбинаторного анализа, заключающегося в необходимости построения и расчета всех возможных вариантов идентификации [1].

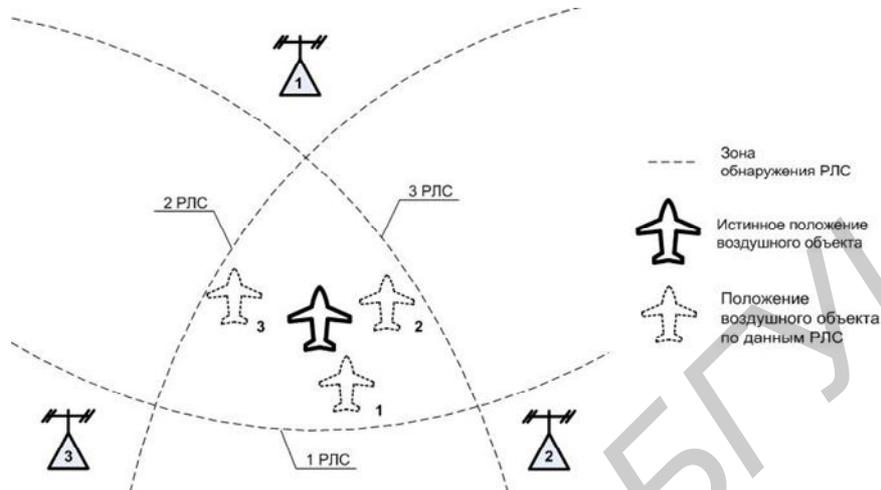


Рис. 1. Постановка задачи объединения радиолокационной информации

Очевидно, что с увеличением количества воздушных объектов в области перекрытия зон обнаружения РЛС количество вариантов решения задачи идентификации возрастает в геометрической прогрессии. В то же время одним из требований, предъявляемым к современным АСУ контроля воздушного пространства, является возможность решения задач обработки РЛИ в реальном масштабе времени.

Задача объединения трассовой информации от нескольких источников может быть сформулирована в следующем виде [2]: на пункт объединения информации, в зоне ответственности которого имеется L воздушных объектов, по данным j источников поступает i трасс воздушных объектов, характеризующихся вектором параметров

$$U_{ij} = \{x_{ij}, y_{ij}, z_{ij}, V_{x_{ij}}, V_{y_{ij}}, V_{z_{ij}}, \Pi_{ij}, X_{ij}\},$$

где $x_{ij}, y_{ij}, z_{ij}, V_{x_{ij}}, V_{y_{ij}}, V_{z_{ij}}$ – совокупность оценок положения воздушного объекта; Π_{ij}, X_{ij} – совокупность признаков и характеристик соответственно, присвоенных воздушному объекту j -м источником информации.

На пункте объединения информации по результатам предыдущих циклов объединения имеется k сопровождаемых траекторий, характеризующихся вектором параметров

$$U_p^* = \{x_p^*, y_p^*, z_p^*, V_{x_p^*}, V_{y_p^*}, V_{z_p^*}, \Pi_p^*, X_p^*\},$$

где $x_p^*, y_p^*, z_p^*, V_{x_p^*}, V_{y_p^*}, V_{z_p^*}$ – совокупность оценок положения, Π_{ij}^*, X_{ij}^* – совокупность признаков и характеристик сопровождаемого воздушного объекта соответственно.

Требуется таким образом поставить в соответствие полученные в текущем цикле объединения трассы U_{ij} к сопровождаемым трассам U_p^* , чтобы полученное отображение воздушной обстановки максимально соответствовало действительной.

Таким образом возникает задача разработки методов и алгоритмов их реализующих, позволяющих решать задачу идентификации траекторных данных в реальном масштабе времени.

Теоретический анализ

Среди методов идентификации траекторной информации в АСУ наиболее широкое распространение получили методы, реализующие байесовский и небайесовский подходы [2].

Решению задачи объединения трассовой информации от нескольких источников при использовании как байесовского, так и небайесовского подходов, характерно наличие в структуре алгоритмов задачи комбинаторного анализа. Анализ существующих алгоритмов объединения трассовой информации показал, что снижение вычислительной сложности в процессе решения задачи идентификации данных достигается путем искусственного ограничения количества возможных вариантов идентификации за счет введения априорных допущений о характере поведения траекторных параметров (вида закона распределения ошибок измерения и его параметров). В то же время в АСУ, обладающих многоуровневой структурой, характеризующейся наличием многократного преобразования РЛИ, возникают дополнительные ошибки оценки траекторных параметров, обуславливаемые наличием временных задержек в процессе передачи информации, координатных преобразований при пересчете в различные системы координат, многократной фильтрацией траекторных параметров и других факторов. В данных условиях возникают затруднения в процессе оценки параметров объединяемых траекторий и, как следствие этого, сложность получения достоверной информации о выборе параметров возможных допущений. Данный факт приводит к снижению эффективности применения субоптимальных алгоритмов идентификации данных в задаче объединения трассовой информации. В связи с этим в настоящее время наиболее перспективными являются следующие направления развития методов идентификации траекторных данных [3]:

- разработка упрощенных алгоритмов идентификации траекторных данных с последующим анализом их эффективности;
- разработка быстрых алгоритмов и средств их реализации.

В настоящее время существует большое количество методов удовлетворяющих вышеизложенным требованиям, а в частности: нейросетевые алгоритмы, генетические алгоритмы, алгоритмы нечетко-нейронного управления, алгоритмы нечеткой автоматической классификации [4] и ряд других.

В данной статье предложена методика, основанная на использовании Fuzzy Classifier Means (FCM) подобного алгоритма нечеткой автоматической классификации на заданное число классов.

Идентификация трассовой информации на основе применения метода нечеткой автоматической классификации

Решение задачи идентификации трассовой информации на основе применения FCM-подобного алгоритма может быть реализовано по следующей методике:

- 1) определение интервала возможных значений количества действительных траекторий;
- 2) разбиение совокупности объединяемых траекторий на заданное число групп (классов) в соответствии с интервалом значений количества действительных траекторий;
- 3) определение наиболее вероятного варианта разбиения;
- 4) переход от матрицы нечетких отношений к матрице идентификации.

Определение интервала возможных значений количества действительных траекторий производится на основе логического анализа признаковой информации, поступающей на пункт объединения трассовой информации в составе траекторных данных. В основе критерия, используемого при определении интервала действительных траекторий, используется критерий принадлежности траекторий к РЛС. Результатом логической обработки является интервал возможного числа действительных траекторий, значения которого используются на следующем шаге для решения задачи получения нечеткого разбиения на заданное число классов [3].

Разбиение на заданное число классов является задачей нечеткой автоматической классификации, которая представляет собой решение оптимизационной задачи по нахождению экстремума функционала вида (1):

$$Q_{N_i}(P, \bar{T}) = \sum_{l=1}^{N_i} \sum_{i=1}^n \mu_{li}^2 \cdot d(U_i, \bar{\tau}^l), \quad (1)$$

где $d(U_i, \bar{\tau}^l)$ – расстояние между параметрами отождествляемых траекторий и центрами классов.

Выбор метрики, а также природа поведения параметров отождествляемых траекторий в функционале (2), определяет выбор алгоритма нечеткой автоматической классификации. При допущении о нормальном законе распределения параметров отождествляемых траекторий целесообразно использовать алгоритм нечеткой автоматической классификации И. Гейта и А. Гевы (GG-алгоритм) [4]. При этом, функционал (2) имеет следующий вид:

$$d(U_i, \bar{\tau}^l) = \frac{1}{P_l} \sqrt{\det(\Psi_l)} \exp\left(-\frac{(U_i - \bar{\tau}^l)^T \Psi_l^{-1} (U_i - \bar{\tau}^l)}{2}\right), \quad (2)$$

где P_l – вероятность кластера, определяемая в соответствии с выражением (3):

$$P_l = \frac{\sum_{i=1}^k \mu_{li}^2}{\sum_{l=1}^s \sum_{i=1}^k \mu_{li}^2}, \quad (3)$$

Ψ_l – корреляционная матрица ошибок оценки параметров отождествляемых траекторий; U_i – вектор параметров отождествляемых траекторий; $\bar{\tau}^l$ – центр l -го класса – вектор параметров сопровождаемой или вновь обнаруженной траектории.

Критерием выбора варианта разбиения является максимум показателя качества разбиения, характеризующего компактность размещения траекторий в многомерном пространстве признаков. Наиболее часто в качестве показателя качества разбиения используется коэффициент разбиения, определяемый в соответствии с выражением (4):

$$F_c(S) = \frac{1}{n} \sum_{l=1}^c \sum_{i=1}^n \mu_{li}^2, \quad (4)$$

где μ_{li} – степени принадлежности i траекторий к l классам, определяемые на выходе алгоритма нечеткой автоматической классификации на заданное число классов; n – количество траекторий на входе алгоритма отождествления; c – количество классов из заданного интервала.

На выходе этапа нечеткой автоматической классификации формируется нечеткое разбиение, представляющее собой матрицу нечетких отношений, элементами которой являются значение степеней принадлежности траекторий к классам.

Дальнейшее решение задачи идентификации требует перехода от матрицы нечетких отношений к матрице идентификаций. При этом принимаются следующие ограничения:

$$\sum_{i=0}^n \mu_{ij} = 1, \quad (5)$$

$$\sum_{j=0}^m \mu_{ij} \geq 0. \quad (6)$$

Ограничение (5) предполагает, что любая из идентифицируемых траекторий может быть идентифицирована только с одной действительной. Ограничение (6) предполагает, что с любой действительной траекторией может быть идентифицировано любое число отождествляемых траекторий.

Переход от матрицы нечетких отношений к матрице идентификации реализуется на основе применения известного алгоритма несимметричного комбинированного аукциона [5].

Исходными данными для аукционного алгоритма являются:

- случайный вектор ставок $p = \|p_1, \dots, p_m\|^T$;

- неслучайный вектор прибылей $\pi = \|\pi_1, \dots, \pi_n\|^T$;
- порог ставок λ ;
- минимальное приращение ставки $0 < \varepsilon < 1/n$;
- множество идентификаций S ;
- матрицы нечетких отношений размерностью $m \times n$.

Выходными данными аукционного алгоритма является непустое множество идентификаций S^* , состоящее из последовательности пар «сопровождаемая траектория – идентифицируемая траектория», которое однозначно определяет принадлежность идентифицируемых траекторий к сопровождаемым с учетом возможности появления новых траекторий.

Сравнительный анализ алгоритмов идентификации

Сравнительный анализ FCM-подобного алгоритма, оптимального алгоритма, реализующего метод максимального правдоподобия, и субоптимального алгоритма, реализующего метод максимального правдоподобия, проводился по ряду показателей.

1. Достоверность отображения трассовой информации – характеризующая количество действительных траекторий во всей совокупности траекторий полученных при идентификации (рис. 2,а).

2. Точность отображения трассовой информации – характеризующая среднее расстояние между идентифицированной траекторией и реальным положением соответствующего воздушного объекта (рис. 2,б).

3. Среднее время работы алгоритма (рис. 2,в).

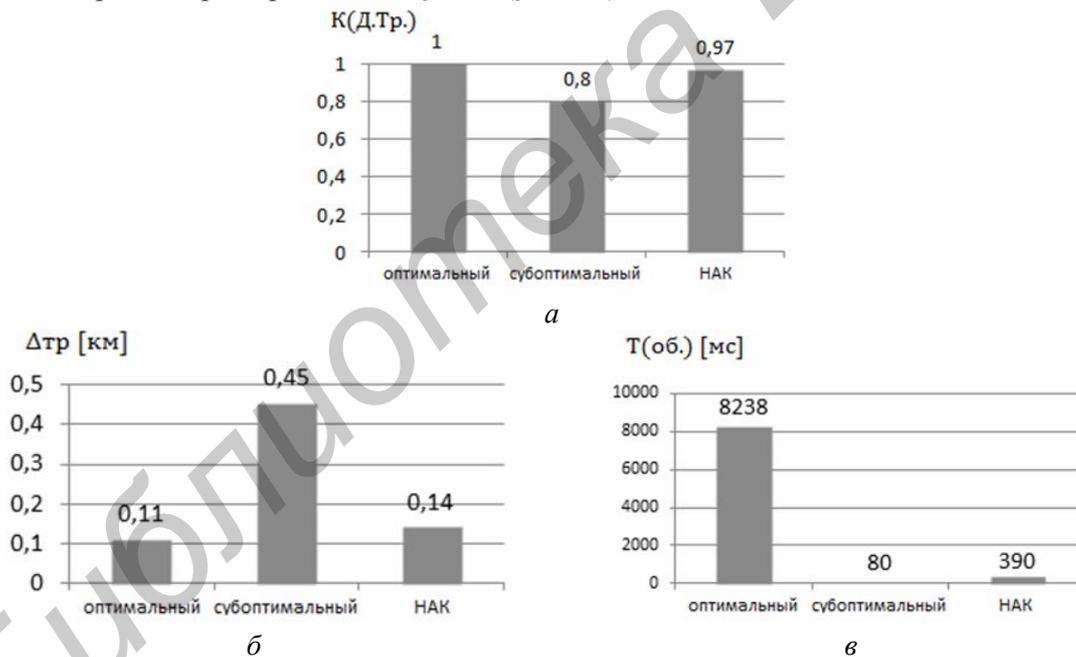


Рис. 2. Сравнительная характеристика достоверности (а), точности отображения трассовой информации (б) и времени работы (в) для различных алгоритмов объединения

Достоверность отображения трассовой информации (рис. 2,а) для субоптимального алгоритма, реализующего метод максимального правдоподобия, хуже, чем для оптимального алгоритма, реализующего метод максимального правдоподобия и FCM-подобного алгоритма. Большое количество ложных трасс для субоптимального алгоритма приводит к снижению точности отображения трассовой информации по сравнению с двумя другими рассматриваемыми алгоритмами (рис. 2,б).

При сравнении между собой оптимального алгоритма, реализующего метод максимального правдоподобия, и FCM-подобного алгоритма видно, что FCM-подобный алгоритм незначительно уступает оптимальному алгоритму (рис. 2,а,б). Однако среднее время работы опти-

мального алгоритма (рис. 2,е) не позволяет решать задачу идентификации в масштабе реального времени, что делает его неприменимым в АСУ.

Таким образом, предложенный алгоритм позволяет качественно решать задачу идентификации в масштабе реального времени.

Заключение

В статье предложена методика идентификации трассовой информации на основе FCM-подобного алгоритма нечеткой автоматической классификации, которая позволяет повысить качество решения задачи идентификации трассовой информации при ее объединении по данным от нескольких источников в АСУ контролем воздушного пространства.

Отличительным свойством представленной методики является существенное снижение вычислительной сложности по сравнению с оптимальным, что позволяет реализовывать ее в реальных автоматизированных системах управления, решающих задачу объединения трассовой информации.

IDENTIFICATION OF TRAJECTORY INFORMATION BY APPLYING FUZZY AUTOMATIC CLASSIFICATION IN THE INFORMATION ASSOCIATION PROBLEM

A. V. KHIZHNIAK, A. A. BELOUS, A. S. BELY

Abstract

Modern automated control systems of the air space are characterized by a large number of sources of radar data. Collection and compilation of data from them is a difficult task, aimed at creating a unified view of the air situation picture. One of the most difficult tasks in trajectory data unification is the identification of the trajectories of aerial objects based on data from multiple sources of orbital information. It is described an approach to solving the problem of trajectory data identification in algorithms for tracking aerial objects based on the application of the theory of fuzzy sets.

Список литературы

1. Кузьмин С.З. Цифровая радиолокация. Введение в теорию. М., 2000.
2. Радзиевский В.Г. Теоретические основы радиоэлектронной разведки. М., 2004.
3. Вятчинин Д.А. Нечеткие методы автоматической классификации. Минск, 2004.
4. Gustafson D.E., Kessel W.C. Advances in Fuzzy Set Theory and Applications. Amsterdam, 1979.
5. Ширман Я.Д. Радиоэлектронные системы. Основы построения и теория. М., 1998.

УДК 515.142.33

СЕРВЕР ПРОБЛЕМНО-НЕЗАВИСИМОЙ КОМПОНЕНТЫ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ДОКУМЕНТАМИ

М.В. СТЕРЖАНОВ, И.В. БАЙДАКОВ

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

Поступила в редакцию 13 марта 2012

Рассматривается задача разработки сервера проблемно-независимой компоненты (СПНК) системы управления документами, который выступает в роли базового программного обеспечения (ПО) и позволяет наращивать функциональность системы. Основное назначение СПНК – обработка запросов от уровня представления. В работе описываются устройство, принцип работы и функциональные возможности СПНК. Выделяются основные компоненты СПНК, рассматривается протокол взаимодействия между ПО конечного пользователя и СПНК, описывается формат передаваемых сообщений.

Ключевые слова: система управления документами, сервер приложений, связующее ПО.

Введение

Архитектура программной системы определяет ее структуру, точнее – несколько структур, каждая из которых включает в себя элементы и взаимосвязи между ними [1]. Элементы могут быть вычислительными объектами, связанными потоком управления или бизнес-объектами, связанными семантическими ограничениями [2]. Системы управления документами (СУД), как правило, реализуются с использованием архитектуры «клиент-сервер». «Клиент-сервер» – архитектура распределенной вычислительной системы, в которой приложение делится на клиентский и серверный процессы [3]. Вариантом архитектуры «клиент-сервер» является введение сервера приложений в качестве ПО промежуточного слоя. В данном случае клиент выполняет только функции визуализации и ввода данных, а всю прикладную логику реализует сервер приложений. Обмен между клиентом и сервером в таких системах осуществляется на уровне команд вывода данных на экран и результатов пользовательского ввода. Чаще всего в модели сервера приложений компоненты прикладной логики и управления данными реализуются раздельно. Архитектуру «клиент-сервер» с сервером приложений часто называют «тонким» клиентом, в отличие от традиционного «толстого» клиента, реализуемого в архитектуре сервера базы данных (БД). «Тонкий» клиент является вариантом, который может быть использован, когда ресурсов, доступных на рабочих местах пользователей, недостаточно для исполнения логики приложения. Кроме того, эта технология позволяет сократить расходы на эксплуатацию клиентских компонентов системы за счет их сильного упрощения.

Система управления документами (СУД) – компьютерная система (или набор компьютерных программ), используемая для отслеживания и хранения электронных документов и/или образов (изображений и иных артефактов) бумажных документов.

В общем случае системы управления документами предоставляют хранение, версионирование, пометку метаданными и безопасность по отношению к документам, а также индексирование и развитые возможности поиска документа.

В СУД, как и в любых других информационных системах, можно выделить проблемно-независимую составляющую, которая является каркасом приложения и обеспечивает реализацию основных функциональных возможностей без привязки к конкретной предметной области. В настоящей работе предлагается модель организации СУД с выделением сервера проблемно-

независимой компоненты (СПНК) в отдельное специализированное приложение – одну из разновидностей ПО промежуточного слоя. СПНК предназначен для решения задачи обработки запросов от уровня представления (например, запросов на редактирование или просмотр данных).

Структура СПНК

Описываемый СПНК состоит из двух компонентов и имеет распределенную модель работы. Имеется клиентская часть, которая располагается на стороне веб-сервера, принимает HTTP-запросы от конечного пользователя и преобразует их во внутренние текстовые запросы к серверной части. Серверная часть состоит из различных модулей, каждый из которых обеспечивает выполнение определенного набора операций. Клиентская и серверная части СПНК взаимодействуют с помощью интерфейса TCP/IP и могут размещаться как на одной, так и на разных машинах (см. рис.). Клиентская часть узнает о местоположении серверной из собственного конфигурационного файла, в котором указываются адрес и порт, на которые необходимо отсылать сообщения. При выходе из строя машины, содержащей серверную логику, клиентская часть может быть легко перенастроена изменением конфигурационного файла. Также отметим, что несколько экземпляров СПНК (клиентская и серверная части) могут бесконфликтно функционировать на одной ЭВМ. Это удобно для ситуации, когда имеется несколько релизов (версий) СПНК.

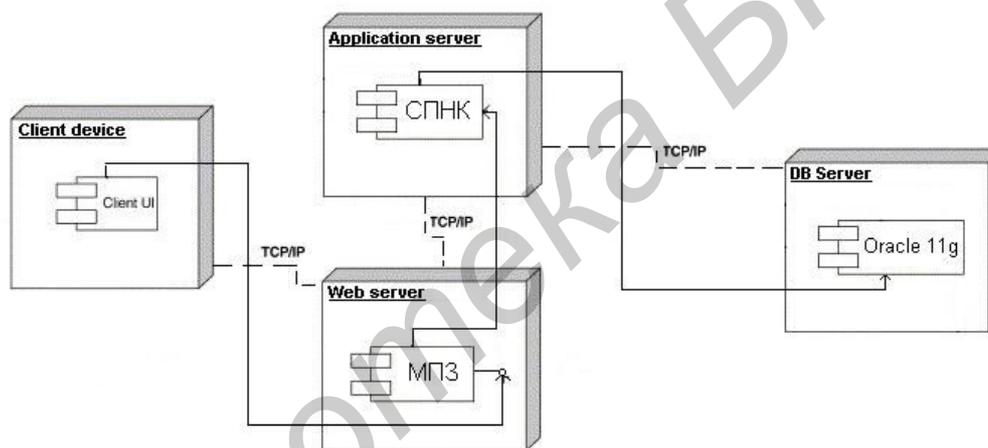


Диаграмма развертывания СПНК

После выполнения запрашиваемой операции серверная часть отсылает ответ клиентской части, которая возвращает его конечному пользователю по HTTP. В качестве клиентской части выступает модуль переадресации запросов (МПЗ), который устанавливается в виде модуля в веб-сервер (в данной работе IBM_HTTP_Server/6.1 Apache/2.0.47). МПЗ реализован на языке программирования C++. Известно, что Apache обрабатывает поступивший запрос примерно в 11 этапов [4]. Каждому этапу соответствует определенный обработчик (модуль) Apache. Событие получения каждого HTTP-запроса перехватывается на стороне веб-сервера, и управление передается встроенному МПЗ посредством функции обратного вызова.

Строка запроса анализируется. Если запрашивается статический ресурс (например, Javascript модуль или изображение), то никаких дополнительных действий не происходит, и дальнейшая обработка осуществляется стандартными средствами веб-сервера. Если запрашиваемый URI содержит зарезервированное ключевое слово, это означает, что запрос должен быть обработан соответствующим модулем серверной части СПНК.

Клиентская часть готовит текстовое сообщение, содержащее информацию о полученном запросе, а также идентификатор модуля серверной части, который будет обрабатывать сообщение. Если в процессе обработки запроса возникнет ошибка, МПЗ сохранит ее описание в журнале регистрации, а также вернет пользователю XML-сообщение с характеристикой ошибки.

Структура серверных компонентов

Перейдем к описанию функциональности серверных компонентов. Серверная часть состоит из основного исполняемого файла - менеджера сервисов (Service Manager, SM) и набора динамически подключаемых модулей. SM содержит интерфейс для обращения к базе данных, который позволяет вызывать хранимые процедуры и передавать на выполнение SQL код. SM хранит очередь сообщений, которые поступают от клиентской части. Очередь сообщений просматривается в отдельном потоке, сообщения обрабатываются с учетом порядка размещения и приоритета.

Все модули имеют унифицированный интерфейс, посредством которого внешние объекты могут подключиться к модулю. Тем самым гарантируется, что модули со схожими спецификациями являются взаимозаменяемыми и допускают возможность их независимой модернизации. Также модули можно объединить друг с другом, формируя более крупные компоненты. Благодаря применению четких интерфейсов становится возможным реализовать на практике преимущества повторного использования компонентов – повышение производительности труда при разработке, простоту применения, единообразие структуры приложения. В качестве примера приведем две основные операции: возможность произвести инициализацию внутренних переменных из конфигурационного файла, а также возможность принять текстовый запрос для обработки. Модули способны выполнить два типа запросов: локальные – для выполнения которых достаточно функциональности самого модуля (например, математические преобразования), и расширенные – требующие обращения к ресурсам менеджера сервисов (например, обращение к базе данных). Это позволяет локализовать интерфейсы основных операций непосредственно в SM, дав возможность модулям обращаться к ним по мере надобности.

Модули подключаются SM посредством чтения конфигурационного файла, в котором для описания модулей отводится отдельная секция. Для каждого модуля указывается имя объектного файла, имя инициализационного файла, имя журнала регистрации и уровень детализации событий. Приведем пример описания секции подключения модулей.

```
[Modules]
```

```
ModuleNames=v1_web_app,WebMenuModule,RequestProcessor
```

```
ModuleLibs=libWebRequests.so,libWebMenuModule.so,libRequestProcessor.so
```

```
ModuleInis=WebRequests.ini,WebMenuModule.ini,RequestProcessor_Web.ini
```

Очевидно, что модули могут создаваться и модифицироваться без изменения SM. Для того, чтобы подключить новый модуль, необходимо всего лишь изменить файл конфигурации SM и перезапустить SM.

Рассмотрим работу СПНК на конкретном примере. Работа пользователя в системе начинается с прохождения процедуры аутентификации. Так как клиент является «тонким», то в качестве клиентского ПО выступает только веб-браузер. Перед тем как предложить пользователю ввести имя учетной записи и пароль, клиентская HTML-страница отправляет СПНК запрос инициализации соединения. Основная задача данного запроса заключается в создании сессии и получении открытого ключа шифрования сервера. Получение и диспетчеризация запросов на стороне СПНК осуществляется менеджером веб-сессий (MBC). Задачей MBC является проверка того, что доступ к функциям СПНК предоставляется легальным пользователям. Запросы от нежелательных пользователей отфильтровываются. MBC хранит коллекцию активных веб-сессий. При поступлении нового запроса проверяется, имеет ли он активный идентификатор сессии. Если идентификатор сессии имеется, то проверяются cookie. Если сессия устарела, пользователь перенаправляется на страницу повторной аутентификации. Коллекция активных сессий просматривается через определенный интервал времени, и сессии, последнее время обращения к которым превысило заданный пороговый промежуток времени, считаются устаревшими и удаляются.

При получении запроса на подготовку установления соединения, MBC создает новую сессию и присваивает ей уникальный идентификатор. В качестве параметров cookie на компьютер пользователя передаются открытый ключ шифрования и идентификатор сессии. Затем клиентская страница предлагает пользователю ввести имя учетной записи и пароль. Перед отправкой пароль предварительно шифруется на стороне клиента при помощи алгоритма RSA [5] с использованием открытого ключа, полученного на предыдущем шаге. СПНК получает за-

шифрованный пароль, расшифровывает его своим открытым ключом и производит проверку легальности пользователя сравнением пароля со значением из базы данных.

Большинство пользователей информационных средств и систем используют компьютеры для доступа к ряду сервисов, к которым машина пользователя присоединяется через сеть. Поэтому стандартной является схема однократного входа SSO (Single Sign on). Описываемый СПНК поддерживает схему Web SSO, основанную на использовании cookie, при реализации процедуры входа выполняются следующие шаги:

1. Пользователь передает на Web-сервер (например SiteMinder) имя пользователя и пароль.
2. Агент Web-сервера извлекает мандат пользователя из сервера мандатов (например LDAP).
3. Агент Web-сервера сохраняет зашифрованный мандат в качестве cookie на компьютере пользователя.
4. Когда пользователь обращается к СПНК, осуществляется чтение мандата пользователя из его cookie.

Рассмотрим принцип вызова хранимых процедур сервера БД. Протокол взаимодействия клиентов с СПНК основан на пересылке XML-сообщений, описывающих запрашиваемые операции. Клиентский процесс (в этой роли может выступать HTML-страница или приложение, запущенное конечным пользователем) отправляет СПНК по протоколу HTTPS сообщение следующего формата:

```
<DB_REQUEST>
  <TYPE>DB_REQUEST_TYPE</TYPE>
  <SUBTYPE>DB_REQUEST_SUBTYPE</SUBTYPE>
  <INPUT_PARS>
    <PAR><NAME>PAR_NAME1</NAME><VAL>VALUE1</VAL></PAR>
    ...
    <PAR><NAME>PAR_NAMEN</NAME><VAL>VALUEN</VAL></PAR>
  </INPUT_PARS>
</DB_REQUEST>
```

Тип запроса определяет компонент системы, к которому относится запрос. Комбинация типа и подтипа запроса уникально определяют хранимую процедуру, которую необходимо вызвать на сервере БД. Отметим, что тип и подтип запроса описываются в терминах бизнес-логики. Поэтому если злоумышленник перехватит и расшифрует сообщение, то он не сможет определить настоящее имя хранимой процедуры.

Для определения полного имени процедуры СПНК конфигурируется файлом описаний запросов, содержащим записи вида:

```
<DBREQUEST>
  <TYPE>DB_REQUEST_TYPE</TYPE>
  <SUBTYPE>DB_REQUEST_SUBTYPE</SUBTYPE>
  <ST_PROC>SCHEMA.PACKAGE.SP_NAME</ST_PROC>
  <INPUT_PARS>
    <PAR NAME="PAR_NAME1" DATATYPE="S"/>
    ...
    <PAR NAME="PAR_NAMEN" DATATYPE="I"/>
  </INPUT_PARS>
  <RESULT_PARS>
    <PAR NAME="p_out_cursor" DATATYPE="C" />
  </RESULT_PARS>
</DBREQUEST>
```

Как видно из приведенного выше листинга, формат полного описания запроса хранит конечное имя процедуры, а также спецификацию типов входных и выходных параметров. Отметим, что СПНК может обработать только те запросы, для которых имеется полное описание. Т.е. даже получив доступ к СПНК, злоумышленник не сможет вызвать процедуру БД, которая не входит в набор разрешенных для вызова через СПНК процедур.

Запросы могут обрабатываться в двух режимах – командном и диалоговом. Командный режим используется для запуска различных служебных операций. В диалоговом режиме помимо статуса выполнения запроса клиенту возвращается XML-документ, содержащий ответ. Приведем пример формата ответа:

```
<RESULT><RESULT_PARS/><RESULT>
<FIELDNAMES COLS="4">
<NAME name="ParName1" displayName="Parameter #1" type="STRING" precision="0"
display_width="300">ParName1</NAME>
...
<NAME name="ParName4" displayName="Parameter #4" type="STRING" precision="0"
display_width="200">ParName4</NAME>
</FIELDNAMES>
<RESULTSET ROWS="1">
<ROW>
<PAR><NAME>ParName1</NAME><VAL>Value1</VAL></PAR>
...
<PAR><NAME>ParName4</NAME><VAL>Value4</VAL></PAR>
</ROW>
</RESULTSET>
</RESULT></RESULT>
```

Ответ представляет из себя таблицу $N \times M$, где N – значение атрибута ROWS тега RESULTSET; M – значение атрибута COLS тега FIELDNAMES. В блоке FIELDNAMES хранятся атрибуты визуализации всех столбцов таблицы (имя для отображения, ширина, тип данных и др.).

После обработки каждого запроса система сохраняет в журнале регистрации данные производительности БД (время выполнения, предыдущее время выполнения, минимальное, максимальное, среднее время выполнения). Анализ этих данных позволит выявить процедуры, производительность которых подлежит оптимизации.

Для регистрации событий, которые могут представлять угрозу для безопасности СПНК, используется процедура аудита. Если фиксировать в журнале аудита все события, объем регистрационной информации будет расти слишком быстро, что затруднит ее эффективный анализ. Поэтому процедура аудита может конфигурироваться на мониторинг определенных событий или параметров запросов.

Помимо процедуры аудита имеется возможность выводить информацию о ходе работы приложения в журнал регистрации. Каждый модуль имеет свой лог-файл. Также для каждого модуля имеется возможность задать степень детализации выводимых сообщений.

При разработке СПНК с целью повышения производительности труда в качестве сторонних библиотек были использованы: xerces для операций разбора и обработки XML документов при помощи интерактивного парсера SAX, sqlapi для выполнения операций работы с БД, xalan для преобразования XML документов в другие форматы при помощи XSLT, openssl для обеспечения безопасности информационного обмена.

Заключение

Практическая значимость работы заключается в том, что описанный СПНК может найти применение не только в СУД, но и в различных ИС в качестве связующего ПО, являющегося посредником запросов к объектам.

Кроме того, следует отметить возможность быстрой модификации самих алгоритмов и повторного использования компонентов СПНК за счет модульной структуры системы. Использование рассмотренного в статье принципа построения СПНК позволит снизить издержки в процессе создания и повысить качество функционирования СУД.

DOMAIN INDEPENDENT SERVER FOR DOCUMENT MANAGEMENT SYSTEM

M.V. STERJANOV, I.V. BAIDAKOV

Abstract

Domain independent server for document management system is detailed. Server plays a role of basic software which allows to extend functionality of the system. Main objective of suggested server is processing requests from representation layer. Server's architecture and functionality are also reviewed.

Список литературы

1. Recommended Practice for Architectural Description of Software-Intensive Systems, 2000.
2. *Русаков М.А.* Многоэтапный анализ архитектурной надежности в сложных информационно-управляющих системах: дисс. канд. техн. наук: 05.13.01. Красноярск, 2005.
3. *Басс Л., Клементс П., Кацман Р.* Архитектура программного обеспечения на практике. Питер, 2006.
4. *Stein L., MacEachern D.* Writing Apache Modules with Perl and C. Inc., 1999.
5. *Rivest R.L., Shamir A., Adleman L.* // Communications of the ACM. 1978. Т. 21, №2. С. 120–126.

Библиотека БГУИР

УДК 621.396.96

ПОДХОДЫ К ВЫБОРУ ЗНАЧИМОЙ ПЛОТНОСТИ ВЕРОЯТНОСТИ В ФИЛЬТРАХ ЧАСТИЦ (PARTICLE FILTERS)

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

Военная академия Республики Беларусь
Минск-57, 220057, Беларусь

Поступила в редакцию 20 апреля 2012

Показаны оптимальный, квазиоптимальный гауссов и модифицированный квазиоптимальный гауссов способы аппроксимации значимой плотности вероятности, выбор которой является критичным в теории фильтрации частиц. Приведен пример работы обобщенного фильтра частиц и сравнение его с фильтром Калмана второго порядка.

Ключевые слова: значимая плотность вероятности (importance density), метод Монте-Карло, обобщенный фильтр частиц (particle filter), фильтр Калмана.

Введение

При изучении алгоритмов работы фильтров частиц [1–6] одним из важных вопросов является выбор значимой плотности вероятности (ПВ) [2–4, 7, 8], которая аппроксимирует требуемую апостериорную плотность вероятности при помощи метода численного интегрирования Монте-Карло [1, 9]. Правильный выбор значимой плотности ведет к снижению ошибок нахождения моментов аппроксимируемой плотности вероятности и повышает точность использования метода Монте-Карло [1] в задачах дискретной байесовской фильтрации.

Наиболее точным является случай, когда дисперсия значимых весов оказывается минимальной (оптимальный подход) [1, 9]. Однако такой подход является достаточно сложным в вычислительном плане. Более простым в описании является подход, когда все плотности вероятности аппроксимируются гауссовыми (квазиоптимальный гауссов подход) [10]. Сложность возникает при расчете ковариационных матриц ошибок. И сложность тем выше, чем больше мерность вектора фильтруемых параметров. Тем не менее, наиболее часто используемым является случай, когда в качестве значимой плотности используется гауссова переходная плотность вероятности (модифицированный квазиоптимальный гауссов подход) [4].

Постановка задачи

Задачей дискретной нелинейной фильтрации является вычисление апостериорной плотности вероятности n_α -мерного вектора состояния цели α при наличии n_θ -мерного вектора наблюдаемых параметров θ .

Введем следующие обозначения. Под $\mathbf{A}_k = \{\alpha_k, \alpha_{k-1}, \dots, \alpha_1\}$ будем понимать обобщенный вектор состояния объекта в момент времени t_k с учетом последовательности всех предыдущих состояний объекта α_j ($j = \overline{1, k}$). Совокупность векторов наблюдаемых параметров за k шагов наблюдения будем обозначать как $\Theta_k = \{\theta_k, \theta_{k-1}, \dots, \theta_1\}$.

Цель статьи: рассмотреть подходы к выбору значимой плотности вероятности, достоинства и недостатки каждого из подходов, а также сравнить работу обобщенного фильтра частиц и фильтра Калмана при нелинейных задающих воздействиях.

Для решения поставленной задачи рассмотрим следующие варианты выбора значимой ПВ: оптимальный выбор значимой ПВ, квазиоптимальный гауссов и модифицированный квазиоптимальный гауссов методы. Сопоставительный анализ работы обобщенного фильтра частиц с перевыборкой весовых коэффициентов (SIR PF) и фильтра Калмана [11] был проведен для задающего воздействия для случая прямолинейно движущегося летательного аппарата, выполняющего разворот по окружности и затем продолжающего движение по прямолинейной траектории.

Значимая плотность вероятности

Одной из основных проблем в разработке фильтров частиц является выбор значимой плотности вероятности $q(\mathbf{\alpha}_k | \mathbf{\alpha}_{k-1}^i, \boldsymbol{\theta}_k)$, где i – номер частицы ($i = \overline{1, N}$). Как показано в [4, 5], оптимальная значимая плотность вероятности, минимизирующая дисперсию значимых весов, должна быть полностью равна аппроксимации апостериорной ПВ $p(\mathbf{\alpha}_k | \mathbf{\alpha}_{k-1}^i, \boldsymbol{\theta}_k)$ [1, 4, 9]. В таком случае она будет определяться выражением:

$$q(\mathbf{\alpha}_k | \mathbf{\alpha}_{k-1}^i, \boldsymbol{\theta}_k)_{opt} = p(\mathbf{\alpha}_k | \mathbf{\alpha}_{k-1}^i, \boldsymbol{\theta}_k) = \frac{p(\boldsymbol{\theta}_k | \mathbf{\alpha}_k, \mathbf{\alpha}_{k-1}^i) p(\mathbf{\alpha}_k | \mathbf{\alpha}_{k-1}^i)}{p(\boldsymbol{\theta}_k | \mathbf{\alpha}_{k-1}^i)}. \quad (1)$$

Как уже было рассмотрено в [1], нормированные веса частиц можно получить при помощи выражения:

$$w_k^i \propto w_{k-1}^i \frac{p(\boldsymbol{\theta}_k | \mathbf{\alpha}_k^i) p(\mathbf{\alpha}_k^i | \mathbf{\alpha}_{k-1}^i)}{q(\mathbf{\alpha}_k^i | \mathbf{\alpha}_{k-1}^i, \boldsymbol{\theta}_k)}. \quad (2)$$

Подстановка (1) в (2) и упрощение $p(\boldsymbol{\theta}_k | \mathbf{\alpha}_k^i, \mathbf{\alpha}_{k-1}^i) \sim p(\boldsymbol{\theta}_k | \mathbf{\alpha}_k^i)$ ([5], стр. 61) приведут к следующему выражению для расчета весов на текущем шаге:

$$w_k^i \propto w_{k-1}^i p(\boldsymbol{\theta}_k | \mathbf{\alpha}_{k-1}^i). \quad (3)$$

Таким образом, для использования оптимальной значимой ПВ (1), необходимо выполнить следующие действия:

- 1) провести выборку случайных отсчетов из апостериорной ПВ $p(\mathbf{\alpha}_k | \mathbf{\alpha}_{k-1}^i, \boldsymbol{\theta}_k)$ [4, 5];
- 2) вычислить для каждой i -й частицы значение условной функции правдоподобия вектора наблюдения:

$$p(\boldsymbol{\theta}_k | \mathbf{\alpha}_{k-1}^i) = \int p(\boldsymbol{\theta}_k | \mathbf{\alpha}_k) p(\mathbf{\alpha}_k | \mathbf{\alpha}_{k-1}^i) d\mathbf{\alpha}_k. \quad (4)$$

В общем случае, любое из этих двух действий не может быть простым. Однако существует несколько специальных случаев, в которых использование оптимальной плотности вероятности решающей статистики является возможным. Первый случай, когда $\mathbf{\alpha}_k$ является составляющей конечного набора. В такой ситуации интеграл в (4) заменяется суммой, а выборка из плотности вероятности $p(\mathbf{\alpha}_k | \mathbf{\alpha}_{k-1}^i, \boldsymbol{\theta}_k)$ становится возможной. Примером использования является случай фильтрации вектора состояния линейной системы со скачкообразным переключением модели движения при сопровождении маневрирующих целей. Второй случай: работа с классом моделей, для которых плотность $p(\mathbf{\alpha}_k | \mathbf{\alpha}_{k-1}^i, \boldsymbol{\theta}_k)$ является гауссовой ([5], стр. 62).

Для случая квазиоптимальной гауссовой аппроксимации ПВ примем: модель задающего воздействия с нелинейной регулярной частью $\mathbf{f}_{k-1}(\mathbf{\alpha}_{k-1})$; модель входного воздействия (модель наблюдения) – линейной, а независимые аддитивные случайные элементы задающего и возму-

шающего воздействия – гауссовыми. Такая система, состоящая из модели движения и модели наблюдения, представляется следующим образом:

$$\mathbf{a}_k = \mathbf{f}_{k-1}(\mathbf{a}_{k-1}) + \mathbf{v}_{k-1}, \quad (5)$$

$$\boldsymbol{\theta}_k = \mathbf{h}_k(\mathbf{a}_k) + \mathbf{w}_k = \mathbf{H}_k \mathbf{a}_k + \mathbf{w}_k, \quad (1)$$

где \mathbf{v}_{k-1} и \mathbf{w}_k – взаимно независимые последовательности белых гауссовых шумов с нулевым математическим ожиданием и с ковариационными матрицами \mathbf{M}_{k-1} и \mathbf{R}_{θ_k} соответственно; $\mathbf{h}_k(\mathbf{a}_k)$ – функция пересчета вектора состояния \mathbf{a}_k в вектор наблюдения $\boldsymbol{\theta}_k$.

\mathbf{H}_k – статическая матрица пересчета вектора состояния в вектор наблюдаемых параметров. Элементы матрицы определяются через частные производные:

$$\mathbf{H}_k [i, j] = \frac{\partial \mathbf{h}_k [i]}{\partial \mathbf{a}_k [j]}; \quad (i = 1, \dots, n_{\theta}; j = 1, \dots, n_a), \quad (7)$$

где $\mathbf{a}_k [j]$ – j -й элемент вектора состояния; $\mathbf{h}_k [i]$ – i -я строка вектор функции $\mathbf{h}_k(\mathbf{a}_k)$.

Для этого случая в [3, 4] было показано, что и оптимальная плотность вероятности $p(\mathbf{a}_k | \mathbf{a}_{k-1}, \boldsymbol{\theta}_k)$, и априорная функция правдоподобия $p(\boldsymbol{\theta}_k | \mathbf{a}_{k-1})$ являются гауссовыми, и представляются как

$$p(\mathbf{a}_k | \mathbf{a}_{k-1}, \boldsymbol{\theta}_k) = N(\mathbf{a}_k; \mathbf{a}_k, \mathbf{R}_k^{-1}), \quad (8)$$

$$p(\boldsymbol{\theta}_k | \mathbf{a}_{k-1}) = N(\boldsymbol{\theta}_k; \mathbf{b}_k, \mathbf{L}_k), \quad (9)$$

где $\mathbf{a}_k = \mathbf{f}_{k-1}(\mathbf{a}_{k-1}) + \mathbf{R}_k^{-1} \mathbf{H}_k^T \mathbf{R}_{\theta_k}^{-1} (\boldsymbol{\theta}_k - \mathbf{b}_k)$ – математическое ожидание ПВ $p(\mathbf{a}_k | \mathbf{a}_{k-1}, \boldsymbol{\theta}_k)$; $\mathbf{R}_k^{-1} = \mathbf{M}_{k-1} - \mathbf{M}_{k-1} \mathbf{H}_k^T \mathbf{L}_k^{-1} \mathbf{H}_k \mathbf{M}_{k-1}$ – ковариационная матрица ПВ $p(\mathbf{a}_k | \mathbf{a}_{k-1}, \boldsymbol{\theta}_k)$; $\mathbf{b}_k = \mathbf{H}_k \mathbf{f}_{k-1}(\mathbf{a}_{k-1})$ – математическое ожидание ПВ $p(\boldsymbol{\theta}_k | \mathbf{a}_{k-1})$; $\mathbf{L}_k = \mathbf{H}_k \mathbf{M}_{k-1} \mathbf{H}_k^T + \mathbf{R}_{\theta_k}$ – ковариационная матрица ПВ $p(\boldsymbol{\theta}_k | \mathbf{a}_{k-1})$.

В этом случае переходная ПВ и функция правдоподобия будут определяться следующими параметрами (с учетом допущений, относящихся к (5) и (6)):

$$p(\mathbf{a}_k | \mathbf{a}_{k-1}) = N(\mathbf{a}_k; \mathbf{f}_{k-1}(\mathbf{a}_{k-1}), \mathbf{M}_{k-1}),$$

$$p(\boldsymbol{\theta}_k | \mathbf{a}_k) = N(\boldsymbol{\theta}_k; \mathbf{H}_k \mathbf{a}_k, \mathbf{R}_{\theta_k}),$$

На практике такое аналитическое описание плотностей $p(\mathbf{a}_k | \mathbf{a}_{k-1}, \boldsymbol{\theta}_k)$ и $p(\boldsymbol{\theta}_k | \mathbf{a}_{k-1})$, а также операции над матрицами, являются достаточно сложными. Это, в свою очередь, приводит к использованию модифицированного квазиоптимального гауссова подхода для аппроксимации оптимальных плотностей. Наиболее распространенной является аппроксимация значимой плотности переходной плотностью вероятности типа:

$$q(\mathbf{a}_k | \mathbf{a}_{k-1}^i, \boldsymbol{\theta}_k) = p(\mathbf{a}_k | \mathbf{a}_{k-1}^i). \quad (10)$$

С учетом введенных обозначений переходная плотность запишется в виде:

$$p(\mathbf{a}_k | \mathbf{a}_{k-1}^i) = N(\mathbf{a}_k; \mathbf{f}_{k-1}(\mathbf{a}_{k-1}^i), \mathbf{M}_{k-1}). \quad (11)$$

В свою очередь, выражение (3) для расчета ненормированных весов частиц w_k^i на текущем временном шаге будет определяться значением функции правдоподобия в координатах частиц, экстраполированных с предыдущего шага $\mathbf{a}_k^i = \mathbf{f}_{k-1}(\mathbf{a}_{k-1}^i) + \mathbf{v}_{k-1}$. Пересчет осуществляется с учетом случайной составляющей \mathbf{v}_{k-1} и значением веса частицы на предыдущем шаге w_{k-1}^i :

$$w_k^i \propto w_{k-1}^i p(\theta_k | \alpha_k^i). \quad (12)$$

Если переходная плотность $p(\alpha_k | \alpha_{k-1})$ используется как значимая плотность вероятности с более широким распределением, чем функция правдоподобия $p(\theta_k | \alpha_k)$, то в результате перемножения плотностей лишь нескольким частицам будут присвоены большие веса (рис. 1). Это приводит к быстрому вырождению частиц и к неработоспособности фильтра. Аналогичная проблема возникает вследствие работы фильтра с генерацией выборки весовых коэффициентов (SIS), рассмотренная в [2–4, 7].

В 1999–2003 гг. были разработаны методы для коррекции координат частиц с установкой их в «правильные» места (в зоны высокой вероятности) посредством объединения текущего наблюдения и результатов экстраполяции частиц. Наиболее широкое применение получил метод, реализуемый во вспомогательном фильтре частиц с перевыборкой (AUX PF) [4, 12].

В ряде случаев наиболее эффективными для квазиоптимальных аппроксимаций оптимальных плотностей вероятности могут быть приемы локальной линейаризации [7, 13]. Такая линейаризация может применяться для гауссовой значимой ПВ и реализуется в алгоритмах работы расширенного фильтра Калмана (extended Kalman filter) [6] и нецентральном фильтре Калмана (unscented Kalman filter) [6, 13].

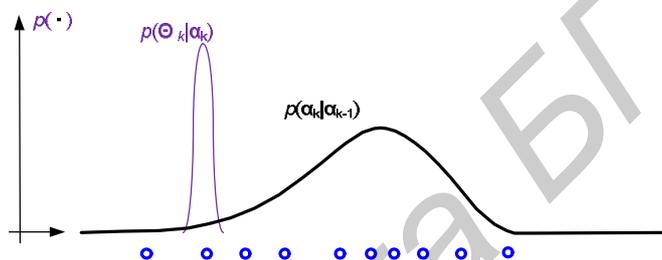


Рис. 1. Пример попадания одной частицы при аппроксимации функции правдоподобия для общего числа частиц $N=10$

Из известных публикаций выяснилось, что реализация эффективного фильтра частиц в большей степени искусство, чем наука. В настоящее время не существует четких теоретических правил для синтеза фильтра частиц, в то время как их использование требует выполнения процедуры перевыборки на каждой итерации или при периодическом выявлении вырождения. Кроме того, вопрос аналитического определения минимального числа частиц способных осуществлять статистически эффективную реализацию процедуры фильтрации, остается открытым. Ответить на него можно пока лишь опытным путем при проведении экспериментальных исследований. Немногочисленные исследования для случая неманеврирующих целей (раздел 6.5 в [6]) показывают, что увеличение числа частиц более, чем до $N=5000$, приводят лишь к незначительному возрастанию эффективности алгоритмов фильтрации.

При разработке фильтра частиц для практического использования необходимо попробовать несколько вариантов фильтров частиц, пока не будет найдено наиболее подходящее решение (как со статистической стороны, так и с вычислительной).

Так как фильтры частиц очень требовательны к вычислительным ресурсам, то общим правилом на практике является их использование для решения достаточно сложных задач нелинейной фильтрации, когда обычные методы, основанные на калмановской фильтрации, не приносят удовлетворительных результатов.

Пример работы фильтров частиц

Для проверки работоспособности фильтров частиц было проведено сопоставительное моделирование работы фильтра Калмана второго порядка и обобщенного фильтра частиц с оптимальной значимой ПВ. Входным воздействием являлись разовые оценки параметров траектории летательного аппарата, состоящей из трех участков (рис. 2). Первый и третий участки представляют собой прямолинейные траектории движения с постоянной скоростью. Второй участок движения – разворот по окружности радиусом 5000 м и нормальной перегрузкой $\sim 1,4g$. Скорость полета на всем участке составляла 200 м/с, начальная точка (первая разовая оценка)

имеет дальность 120 км и азимут 330 градусов, начальный угол курса 90 градусов. Интервал обновления данных (период обзора) $T=5$ с. Число разовых оценок $M=120$. Оценкам с 40-й по 68-ю соответствует участок движения по окружности. Вектор наблюдаемых параметров включал разовые оценки дальности r и азимута β : $\theta_{1_k} = \|r_k \quad \beta_k\|^T$. Затем осуществлялся пересчет разовых оценок в прямоугольную систему координат и вектор наблюдаемых параметров приобретал вид $\theta_{2_k} = \|x_k \quad z_k\|^T$ (ось Ox направлена на север, Oz – на восток). Вектор состояния фильтра Калмана включал в себя прямоугольные координаты x , z , скорости их изменения V_x , V_z и ускорения a_x , a_z : $\mathbf{a}_k = \|x_k \quad z_k \quad V_{x_k} \quad V_{z_k} \quad a_{x_k} \quad a_{z_k}\|^T$. Вектор состояния фильтра частиц SIR включал прямоугольные координаты x и z , полный вектор скорости V и угол курса φ : $\mathbf{a}_k = \|x_k \quad z_k \quad V_k \quad \varphi_k\|^T$.

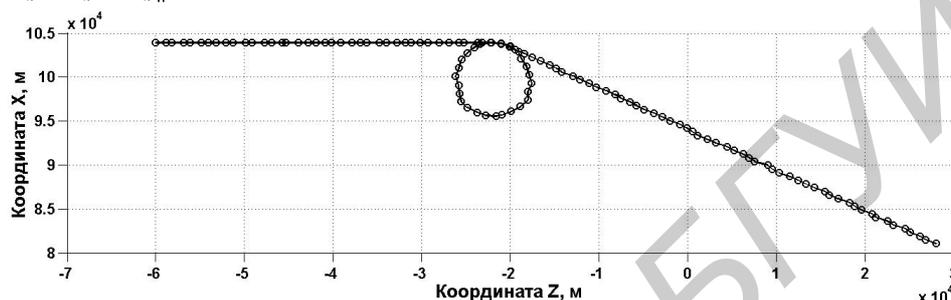


Рис. 2. Последовательность разовых оценок, образующих задающее воздействие

Модель движения цели была линеаризована:

$$\mathbf{a}_k = \mathbf{f}_{k-1}(\mathbf{a}_{k-1}) + \mathbf{v}_{k-1} = \mathbf{B}_k \mathbf{a}_{k-1} + \mathbf{v}_{k-1}, \quad (13)$$

где \mathbf{B}_k – динамическая матрица пересчета вектора состояния с $(k-1)$ на k шаг измерения [14]; \mathbf{v}_{k-1} – случайная составляющая модели задающего воздействия с ковариационной матрицей случайного маневра $\mathbf{M}_{k-1} = \mathbf{S}_k \mathbf{S}_k^T \sigma_m$, распределенного по нормальному закону с нулевым МО и СКО $\sigma_m = 0,01$ м/с ([14], стр. 346).

В модели наблюдения ковариационная матрица ошибок наблюдения определялась СКО ошибок разового оценивая дальности $\sigma_r = 70$ м, азимута $\sigma_\beta = 0,2$ градусов, значениями текущей дальности r до объекта и азимута β на объект:

$$\mathbf{R}_{01_k} = \begin{pmatrix} \sigma_r^2 & 0 \\ 0 & \sigma_\beta^2 \end{pmatrix}.$$

Пересчет ошибок измерения в прямоугольную систему координат осуществлялся при помощи матриц перехода, подробно описанных в ([14], стр. 354). Ковариационная матрица ошибок наблюдения для прямоугольных координат с учетом текущих значений дальности и азимута вектора наблюдаемых параметров θ_{1_k} имеет вид:

$$\mathbf{R}_{02_k} = \begin{pmatrix} (\sigma_r \cos \beta_k)^2 + (\sigma_\beta r_k \sin \beta_k)^2 & \sigma_r^2 \sin \beta_k \cos \beta_k - \sigma_\beta^2 r_k^2 \sin \beta_k \cos \beta_k \\ \sigma_r^2 \sin \beta_k \cos \beta_k - \sigma_\beta^2 r_k^2 \sin \beta_k \cos \beta_k & (\sigma_\beta r_k \cos \beta_k)^2 + (\sigma_r r_k \sin \beta_k)^2 \end{pmatrix}.$$

Для сопоставительного сравнения анализировались следующие зависимости:

- ошибки фильтрации по положению (рис. 3), определяемые как корень из суммы квадратов невязок результатов фильтрации по каждой координате;
- ошибки фильтрации скорости (рис. 4) в фильтре Калмана определялись как корень суммы квадратов разности задающего значения скорости и отфильтрованного по каждой коор-

динате. Невязка скорости для фильтра частиц SIR определялась как модуль разности между полным вектором скорости задающего воздействия и отфильтрованного значения скорости;

- ошибки фильтрации угла курса (рис. 5) определялась как разность между истинным и отфильтрованным значением угла курса. Значение угла курса в фильтре Калмана рассчитывалось на основании отфильтрованных оценок составляющих вектора скорости V_x и V_z .

Данные ошибок усреднялись по 2000 экспериментам по каждой разовой оценке.

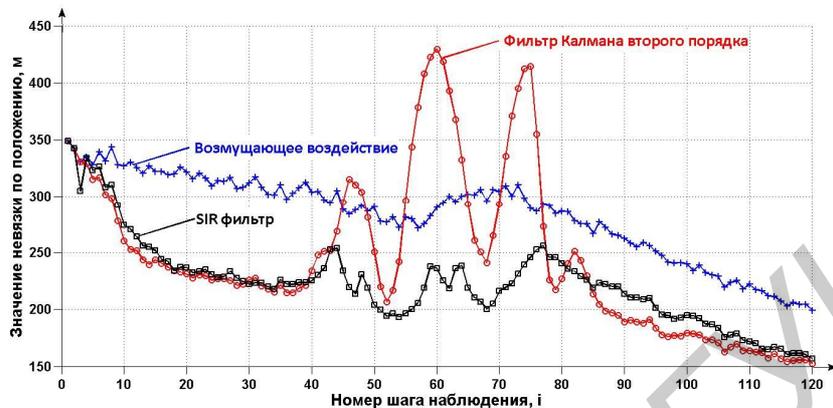


Рис. 3. Усредненная ошибка измерения положения объекта на плоскости разовых оценок фильтра Калмана и обобщенного фильтра частиц

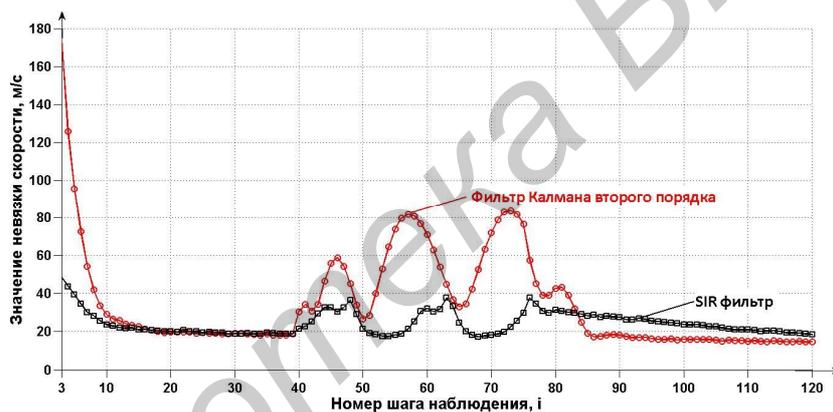


Рис. 4. Усредненная ошибка измерения полной скорости объекта фильтра Калмана и обобщенного фильтра частиц

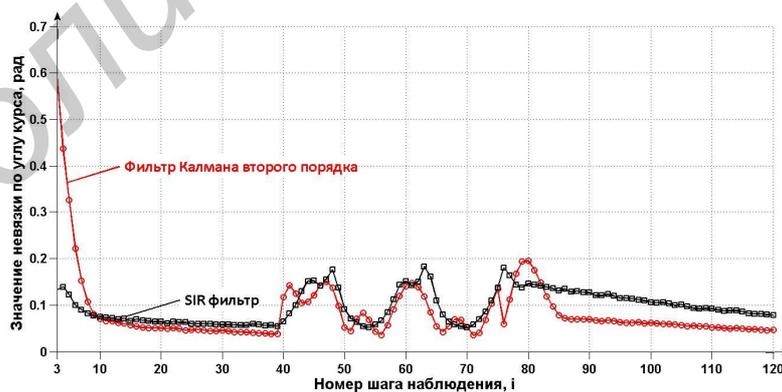


Рис. 5. Усредненная ошибка измерения угла курса объекта фильтра Калмана и обобщенного фильтра частиц

Анализируя ошибки фильтрации по положению, можно сделать вывод, что фильтр Калмана имеет определенные преимущества перед фильтром частиц SIR на прямолинейных участках движения. Однако на участках маневрирования значительно меньшие динамические ошибки наблюдались у фильтра частиц SIR. Аналогичные выводы можно сделать и при анали-

зе результатов фильтрации скорости. Ошибки фильтрации угла курса для двух фильтров оказались практически одинаковыми.

Так как фильтры Калмана охватывают линейную часть возможных задающих воздействий, то при фильтрации вектора состояния с нелинейным пересчетом параметров движения и при нелинейной взаимосвязи вектора состояния и вектора наблюдаемых параметров, фильтры частиц, как видно, имеют несомненные преимущества. Это подтверждается опубликованными в зарубежных источниках результатами сопоставительного анализа [7, 10, 13].

Заключение

При рассмотрении вопроса о выборе значимой плотности вероятности можно сказать, что наиболее популярным является подход, при котором в качестве аппроксимирующей значимой плотности используется гауссова переходная плотность вероятности. Использование оптимальной значимой ПВ является сложным в вычислительном плане.

По результатам сравнения работы фильтров Калмана и фильтров частиц можно сделать вывод, что при нелинейных функциях пересчета и нелинейных моделях движения, а также при аддитивном гауссовом шуме наблюдения, фильтр частиц SIR имеет меньшие ошибки фильтрации на участках маневрирования, чем фильтр Калмана. Поэтому можно предположить, что использование фильтра частиц SIR в качестве дополнительного канала IMM фильтра [0,0], повысит эффективность работы IMM при фильтрации входных воздействий, существенно отличающихся от гауссовых.

APPROACHES TO THE IMPORTANCE DENSITY CHOICE IN PARTICLE FILTERS

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

Abstract

There are spent three methods of importance density choice (Gaussian, kvasi-Gaussian and modified kvasi-Gaussian) for posterior density approximation using Monte Carlo numerical integration method and considered comparing Kalman filter and Particle Filter implementation in the report.

Список литературы

1. *Парахневич А.В., Солонар А.С., Горшков С.А.* // Докл. БГУИР. 2012. №1(63). С. 22–28.
2. *Парахневич А.В., Солонар А.С., Горшков С.А.* // Докл. БГУИР. 2012. №3(65). С. 49–55.
3. *Chen Z.* // IEEE A&E Systems Magazine. 2011. №4. P. 69.
4. *Ristic B., Arulampalam S., Gordon N.* Beyond the Kalman Filter. Particle filters for tracking applications. London, 2004.
5. *Gustafsson F.* // IEEE A&E SYSTEMS MAGAZINE. 2010. Vol. 25, №7. P. 53–81.
6. *Daum F.* // IEEE A&E Systems Magazine. 2005. Vol. 20, №8. P. 57–69.
7. *Doucet A.* // Signal Processing Group, Department of Engineering University of Cambridge. Technical report CUED/F-INFENG/TR.310. 1988.
8. *Doucet A., Godsill S., Andrieu C.* // Statistics and Computing. 2000. Vol. 10, №3. P. 197–208.
9. *Соболь И.М.* Численные методы Монте-Карло. М., 1973.
10. *Bolic M.* Architectures for Efficient Implementation of Particle Filters. Dissertation of Ph.D, Stony Brook University, 2004.
11. *Kalman R.E.* // Transactions of the ASME. 1960. P. 35–45.
12. *Pitt M., Shephard N.* // Journal of the American Statistical association. 1999. P. 590–599.
13. *Merwe R., Doucet A., Freitas N. et al.* // Tech. Rep. CUED/F-INFENG/TR 380. Cambridge University Engineering Department, 2000.
14. *Ширман Я.Д., Багдасарян С.Т., Горшков С.А. и др.* Радиоэлектронные системы: Основы построения и теория. М., 2007.

УДК 621.395

МЕТОДИКИ РАСЧЕТА И ОПТИМИЗАЦИИ ОДНОПОЛОСНЫХ ЦИФРОВЫХ СИСТЕМ ПЕРЕДАЧИ ПО ТЕХНОЛОГИЯМ xDSL С УЧЕТОМ ШУМОВ ЭХО-КОМПЕНСАЦИИ

М.В. ВЛАСЕНКО

Военная академия Республики Беларусь
Минск–57, 220057, Беларусь

Поступила в редакцию 2 мая 2012

Рассмотрены методики расчета и оптимизации параметров двухпроводных разнотипных, однотипных и одиночных однополосных цифровых систем передачи (ЦСП) по технологии xDSL, отличающиеся учетом шумов эхо-компенсации. Представлены результаты моделирования однополосных ЦСП. Приведены примеры применения предложенных методик расчета и оптимизации.

Ключевые слова: оптимизация, однополосная цифровая система передачи, xDSL, PAM модуляция линейного сигнала, переходные влияния, эхо-компенсация.

Введение

При работе нескольких однополосных цифровых систем передачи (ЦСП) технологии xDSL по парам одного медного кабеля из-за наличия взаимных влияний происходит ухудшение условий работы и снижение качественных характеристик этих систем. Последнее проявляется в снижении пропускной способности или уменьшении длины участков регенерации систем передачи, чему свидетельствуют анализ, проведенный в [1, 2], и опыт практического применения. В связи с этим существует проблема организации эффективной совместной работы нескольких систем передачи по технологии xDSL на одном медном кабеле.

В настоящей статье приводится методика расчета и параметрической оптимизации однополосных ЦСП в условиях совместной работы на многопарных кабелях с произвольными скоростями передачи и параметрами. Показано, что очень важно при эксплуатации систем передачи провести параметрическую оптимизацию, что дает возможность получить расчетную длину участка связи, которая во многих случаях существенно больше, чем при использовании неоптимальных параметров ЦСП.

В однополосных ЦСП (например, технологии SHDSL) полнодуплексная передача по одной паре реализуется с помощью применения эхо-компенсаторов (ЭК) и дифференциальных систем (ДС). При таком способе построения ЦСП на входе приемника возникают эхо-сигналы (см. рис. 1).

Применяемые в ЦСП алгоритмы эхо-компенсации имеют конечную компенсирующую способность [3], что неизбежно ведет к появлению шумов эхо-компенсации на входе решающего устройства (РУ) однополосной ЦСП.

Анализ существующих методик расчета однополосных ЦСП [1, 4–6] показал, что они не учитывают шумы эхо-компенсации. Это в некоторых случаях дает существенную погрешность в расчетах. Автор в данной статье предлагает способ учета шумов эхо-компенсации в методиках расчета и оптимизации для различных однополосных ЦСП. Ниже представлены методики расчета и оптимизации для двухпроводных разнотипных, однотипных и одиночных однополосных ЦСП.

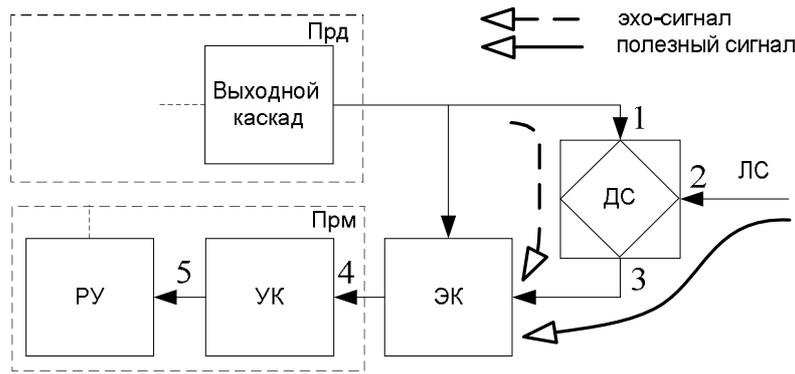


Рис. 1. Тракт прохождения полезного сигнала и эхо-сигнала: Прд – передатчик, ЭК – эхо-компенсатор, Прм – приемник, ДС – дифференциальная система, РУ – решающее устройство, ЛС – линия связи, УК – усилитель-корректор

Методика оптимизации разнотипных однополосных ЦСП

Методика выглядит следующим образом.

1. На одном кабеле совместно работают M однополосных ЦСП. Задается скорость цифрового потока каждой из M ЦСП в виде вектора $\vec{V} = \{V_1, \dots, V_M\}$, а также возможные пределы выбора параметров модуляции (количество бит в кодовой группе на входе РАМ-модулятора) для многоуровневого РАМ-линейного сигнала в виде векторов: $\bar{n}_{\min} = \{n_{\min 1}, \dots, n_{\min M}\}$ и $\bar{n}_{\max} = \{n_{\max 1}, \dots, n_{\max M}\}$.

2. Вводится понятие текущего вектора параметров модуляции $\bar{n} = \{n_1, \dots, n_M\}$ и задается исходное значение этого вектора $\bar{n} = \bar{n}_{\min}$.

Согласно выбранному критерию параметрическая оптимизация будет преследовать цель найти такой текущий вектор параметров модуляции \bar{n} , при котором достигнуто максимально возможное минимальное значение из предельных длин регенерационных участков всех M ЦСП ($L_{p\min} = \min(L_{p1}, \dots, L_{pM}) \rightarrow \max$) при выполнении ограничений (п. 1).

3. По исходным данным, используя метод покоординатного спуска (метод Гаусса-Зейделя [7]), за каждый цикл находят параметр n_i текущего вектора параметров модуляции \bar{n} , элементарное приращение которого дает наибольший эффект в увеличении $L_{p\min}$. Расчет предельной длины участка регенерации L_{pi} для каждой из M ЦСП проводится по отдельному алгоритму, на котором остановимся позже. Далее указанному элементу n_i текущего вектора параметров модуляции \bar{n} дается элементарное приращение $n_i = n_i + 1$ при условии выполнения ограничения $n_i \leq n_{\max i}$.

Цикл повторяется до тех пор, пока приращение выбранного критерия эффективности больше заданного значения $dL_{p\min} > e$ (e определяет точность расчетов максимальной длины участка регенерации и, как правило, составляет десятки метров). Иначе осуществляется выход из цикла, и текущий вектор параметров модуляции \bar{n} считается оптимальным.

Алгоритм расчета предельной длины участка регенерации L_{pi} i -й ЦСП для заданного вектора параметров модуляции \bar{n} и вектора скоростей \vec{V} выглядит следующим образом:

1) задается начальное значение L_{pi0} ;

2) для него определяется допустимая защищенность $A_{здоп i}$ линейного сигнала на входе решающего устройства регенератора, по формуле [8]:

$$A_{здоп i} = 10,65 + 11,42 \lg(-\lg K_{\text{ош}} L_{pi0}) + 20 \lg[(Z_i - 1) / 2] - A_{\text{св.код.}} - A_{\text{код. РС}}, \quad (1)$$

где $Z_i = 2^{n_i}$; L_{pi0} – длина участка регенерации, км; $K_{\text{ош}} = 2,5 \cdot 10^{-10} \text{ км}^{-1}$ – допустимый коэффициент ошибок для городских и сельских первичных сетей связи длиной 1 км [8]; $A_{\text{св.код.}}$ – энергетический выигрыш от сверточного кодирования [9]; $A_{\text{код.РС}}$ – энергетический выигрыш от помехоустойчивого кодирования Рида-Соломона [9];

3) рассчитывается ожидаемая защищенность $A_{3\Sigma i}$ от всех видов помех для i -й ЦСП. При работе нескольких ЦСП в кабеле учитывается защищенность от собственных шумов и шумов эхо-компенсации, а также защищенности от переходных влияний на ближний конец (ПВ БК) $A_{3ij}^{(\text{БК})}$ и на дальний конец (ПВ ДК) $A_{3ij}^{(\text{ДК})}$, образуемых всеми влияющими ЦСП:

$$A_{3\Sigma i} = -10 \lg \left\{ \text{dec}(-0,1A_{3i}^{(\text{шз})}) + \text{dec}(-0,1A_{3i2}^{(\text{БК})}) + \dots + \text{dec}(-0,1A_{3iM}^{(\text{БК})}) + \right. \\ \left. + \text{dec}(-0,1A_{3i2}^{(\text{ДК})}) + \dots + \text{dec}(-0,1A_{3iM}^{(\text{ДК})}) \right\}, \quad (2)$$

где M – число параллельно работающих на кабеле однополосных ЦСП, j – индекс влияющей ЦСП, ПВ которой учитываются в данной частной защищенности на БК или ДК ($j \in [1, M]$, причем $j \neq i$); $A_{3i}^{(\text{шз})}$ – защищенность i -й ЦСП от собственных шумов и шумов эхо-компенсации (3); $A_{3ij}^{(\text{БК})}$ – ожидаемая защищенность регенератора i -й ЦСП от ПВ на БК, возникающих при совместной работе на противоположных направлениях передачи с j -й ЦСП, рассчитывается из выражения (4); $A_{3ij}^{(\text{ДК})}$ – ожидаемая защищенность регенератора i -й ЦСП от ПВ на ДК, возникающих при совместной работе на совпадающих направлениях передачи с j -й ЦСП, рассчитывается из выражения (5);

4) проводится сравнение значений (1) и (2), при этом: а) если $A_{3\text{доп}iy} > A_{3\Sigma iy}$, то на следующем z -м шаге придется задавать новое значение $L_{pi0z} < L_{pi0y}$; б) если $A_{3\text{доп}iy} < A_{3\Sigma iy}$, то, наоборот, можно увеличить длину участка, взяв $L_{pi0z} > L_{pi0y}$;

5) процедуру 1–4 повторяют k шагов, пока не будет выполнено условие $|A_{3\text{доп}ik} - A_{3\Sigma ik}| < \Delta A$, где $\Delta A \approx 0,5 \div 1$ дБ [8];

6) повторив процедуры 1–5 для каждой из M ЦСП, определяют значения максимальной длины участка регенерации L_{pi} , где $i \in [1, M]$.

Защищенность i -й ЦСП от собственных шумов и шумов эхо-компенсации рассчитывают из выражения:

$$A_{3i}^{(\text{шз})} = p_c - p_{\Sigma \text{шз}} = A_{\text{ERLE}} + A_{\text{ДС}13} - A_{\text{ДС}12} - 10 \lg \{C_{ni}\} - 10 \lg \{D_{\text{шз}i}\} - \\ - 12,817 - a_{\text{лс}i} + 20 \lg \{a_{\text{лс}i}\} - 10 \lg \{Q\}, \quad (3)$$

где p_c – уровень средней мощности полезного сигнала на входе решающего устройства, дБм; $p_{\Sigma \text{шз}}$ – суммарный уровень средней мощности собственных шумов линейного тракта и линии связи, а также шумов эхо-компенсации на входе решающего устройства, дБм; A_{ERLE} – эффективность подавления эхо-сигнала в эхо-компенсаторе, измеренная по рекомендациям [10], дБ; $A_{\text{ДС}12}$ – затухание сигнала между точками 1 и 2 ДС (рис. 1, обычно составляет 3,5÷4 дБ), дБ; $A_{\text{ДС}13}$ – затухание сигнала между точками 1 и 3 ДС (рис. 1, обычно составляет до 26 дБ [8]), дБ; C_{ni} – коэффициент, характеризующий пик-фактор многоуровневого сигнала (см. табл. 1); $f_{ci} = V_i / n_i r_{\text{св.код.}} r_{\text{код.РС}}$ – символьная частота линейного сигнала ЦСП, подверженной влиянию, МГц; V_i – скорость цифрового потока подверженной влиянию ЦСП, в Мбит/с; $r_{\text{св.код.}}$ – относительная скорость сверточного кода [9]; $r_{\text{код.РС}}$ – относительная скорость кода Рида-Соломона [9]; $a_{\text{лс}i} = \alpha(f_{ci}) L_{pi1}$ – затухание регенерационного участка на символьной частоте f_{ci} , дБ; $\alpha(f_{ci}) = \alpha(f_1) \sqrt{f_{ci}/f_1}$ – километрическое затухание кабеля на частоте f_{ci} , дБ/км; $a(f_1)$ – кило-

метрическое затухание кабеля на частоте f_1 , взятое из табличных характеристик затухания кабеля [11], дБ/км; Q – коэффициент, вычисляемый численными методами по формуле [6]:

$$Q = \frac{(0,23a_{лсi})^2}{dec[0,1a_{лсi}]} \int_0^1 \frac{\cos^4(\pi x/2) dec[0,1a_{лсi} \sqrt{x}]}{\sin^4(\pi x/2)/(\pi x/2)^4} dx, \text{ а } D_{ш\sigma i} - \text{ безразмерный постоянный коэффициент,}$$

$$\text{вычисляемый по формуле } D_{ш\sigma i} = 1 + \frac{kT_0 D_{ш\sigma} f_{ci}}{P_{ci} dec[-0.1(A_{ERLE} + A_{ДС13} - A_{ДС12} + 90)]},$$

где P_{ci} – средняя мощность линейного сигнала на входе линии связи, мВт; $D_{ш\sigma}$ – коэффициент шума линейного тракта, приведенный к его входу, в раз; k – постоянная Больцмана, Дж/К; T_0 – температура медно-кабельной линии, в градусах Кельвина (принимается равной 290°К).

Таблица 1. Значение коэффициентов C_n

n	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15
C_n	0,732	0,565	0,498	0,468	0,453	0,446	0,443	0,441	0,440				0,439	

Ожидаемую защищенность регенератора i -й ЦСП от ПВ на БК, при совместной работе на противоположных направлениях передачи с j -й ЦСП рассчитывают из выражения [6]:

$$A_{з\sigma}^{(БК)} = 10 \lg \{P_{ci}\} - 10 \lg \{P_{cj}\} + A_6(f_1) - 15 \lg \left\{ \frac{f_{ci}^2}{f_{cj} f_1} \right\} - 10 \lg \{C_{ni}\} - 18,786 - a_{лсi} + 20 \lg \{a_{лсi}\} - 10 \lg \{F\}, \quad (4)$$

где $A_6(f_1)$ – переходное затухание на БК на частоте f_1 , дБ; $f_{cj} = V_j/n_j r_{св.код} r_{код.РС}$ – символьная частота линейного сигнала влияющей ЦСП, МГц; V_j – скорость цифрового потока влияющей ЦСП, Мбит/с; n_j – количество бит в кодовой группе цифрового потока влияющей ЦСП; F – поправочный коэффициент, определяемый из выражения [6]:

$$F = \frac{(0,23a_{лсi})^2}{dec[0,1a_{лсi}]} \int_0^\lambda x^2 (\pi x/2)^4 \frac{\cos^2(\pi x f_{ci}/2 f_{cj}) \cos^4(\pi x/2)}{\sin^4(\pi x/2)} dec[0,1a_{лсi} \sqrt{x}] dx,$$

$$\text{где } \lambda = \begin{cases} 1 & \text{если } f_{cj} \geq f_{ci}; \\ f_{cj}/f_{ci} & \text{если } f_{cj} < f_{ci}. \end{cases}$$

Численные значения поправочного коэффициента F в диапазоне изменений $a_{лсi}$ и f_{ci}/f_{cj} представлены в табл. 2 [6].

Таблица 2. Значения коэффициентов F

$a_{лсi}$, дБ		20	40	60	80	100
		f_{ci}/f_{cj}				
F	0,1	0,243	0,329	0,302	0,251	0,202
	0,25	0,233	0,312	0,284	0,234	0,187
	0,5	0,198	0,256	0,225	0,18	0,141
	0,75	0,151	0,18	0,148	0,111	0,082
	1	0,102	0,106	0,076	0,05	0,033
	2	0,014	0,007	0,002	0,0006	0,0001

Частотная зависимость защищенности от ПВ на ДК, в свою очередь, равна:

$$A_{з\sigma}(f, L_{pi}) = A_{з\sigma}(f_1, l_1) - 10 \lg(L_{pi}/l_1) - m \cdot 10 \lg(f/f_1).$$

Ожидаемую защищенность регенератора i -й ЦСП от ПВ на ДК, при совместной работе на совпадающих направлениях передачи с j -й ЦСП, рассчитывают из выражения [6]:

$$A_{3ij}^{(дк)} = 10\lg\{P_{ci}\} - 10\lg\{P_{cj}\} - 6,021 - 10\lg\{C_{ni}\} - 15\lg\left\{\frac{f_{ci}}{f_{cj}}\right\} - 10\lg\left\{\frac{f_{ci}^m l_p}{f_1^m l_1} \operatorname{dec}\left[-0,1A_{злд}(f_1, l_p)\right] Y + \frac{f_{ci}^{1,5}}{f_1^{1,5}} \operatorname{dec}\left[-0,1A_6(f_1)\right] Z\right\}, \quad (5)$$

где $\operatorname{dec}(x) = 10^x$; $A_6(f_1)$ – известное переходное затухание (ПЗ) на БК для используемого типа кабеля на частоте f_1 (справочное значение [11]), $A_{злд}(f_1, l_1)$ – известная защищенность от ПВ на ДК кабельной линии длиной l_1 на частоте f_1 (справочное значение [11]); m – постоянный коэффициент, отражающий особенности ПВ на ДК в многопарных кабелях за счет внутриверочных влияний $m = 4$ и межчетверочных влияний $m = 2$; Y и Z – поправочные коэффициенты, определяемые методами численного интегрирования из выражений [6]:

$$Y = \int_0^\lambda x^{m+0,5} (\pi x/2)^4 \frac{\cos^2(\pi x f_{ci}/2f_{cj}) \cos^4(\pi x/2)}{\sin^4(\pi x/2)} dx, \quad Z = \int_0^\lambda x^2 (\pi x/2)^4 \frac{\cos^2(\pi x f_{ci}/2f_{cj}) \cos^4(\pi x/2)}{\sin^4(\pi x/2)} dx.$$

Численные значения поправочных коэффициентов Y и Z в диапазоне изменений f_{ci}/f_{cj} и m представлены в табл. 3.

Таблица 3. Значения коэффициентов Y и Z

f_{ci}/f_{cj}	0,1	0,25	0,5	0,75	1	2	
Y	$m = 2$	0,03	0,029	0,025	0,02	0,015	0,003
	$m = 4$	0,008	0,008	0,007	0,005	0,003	0,0002
Z	0,044	0,043	0,038	0,031	0,024	0,006	

Методика оптимизации одностипных однополосных ЦСП

Методика выглядит следующим образом.

1. Задается скорость цифрового потока одностипных ЦСП (для каждой из одностипных ЦСП она одинакова) в виде величины V а также возможные пределы выбора параметров модуляции для многоуровневого РАМ-линейного сигнала в виде величин: n_{\min} и n_{\max} .

2. Вводится понятие текущего значения параметра модуляции n (для всех одностипных ЦСП он общий) и задается его исходное значение $n = n_{\min}$. Согласно выбранному критерию параметрическая оптимизация будет преследовать цель нахождения такого значения текущего параметра модуляции n , при котором будет достигнуто максимально возможное значение предельной длины регенерационного участка первой ЦСП (т.к. для одностипных ЦСП при общем параметре модуляции выполняется равенство $L_{p1} = L_{p2} = \dots = L_{pM}$) при выполнении ограничений (п. 1).

3. Методом простого перебора текущего параметра модуляции от n_{\min} до n_{\max} находится его значение, при котором достигается максимум предельной длины регенерационного участка первой ЦСП. Это значение текущего параметра модуляции считается оптимальным для всех ЦСП $n_{opt1} = n_{opt2} = \dots = n_{optM} = n$. Расчет максимально-допустимой длины участка регенерации для первой ЦСП L_{p1} для заданной скорости цифрового потока выполняется методом последовательных приближений как в описанной выше методике оптимизации разностипных однополосных ЦСП с учетом того, что формула (5) будет иметь вид:

$$A_{3\Sigma 1} = -10\lg\left\{\operatorname{dec}\left(-0,1A_{31}^{(шд)}\right) + (M-1)\operatorname{dec}\left(-0,1A_{31}^{(бк)}\right) + (M-1)\operatorname{dec}\left(-0,1A_{31}^{(дк)}\right)\right\}, \quad (6)$$

где M – число одностипных однополосных ЦСП, совместно работающих на одном кабеле.

Методика оптимизации одиночной однополосной ЦСП

Методика соответствует приведенной выше методике оптимизации однотипных однополосных ЦСП (при $M=1$), при этом в ожидаемой защищенности A_{Σ} учитываются только собственные шумы и шумы эхо-компенсации. Формула (6) примет вид:

$$A_{\Sigma} = A_3^{(\text{ш})}, \text{ где } A_3^{(\text{ш})} \text{ вычисляется по формуле (3).}$$

Пример применения методик оптимизации однополосных ЦСП.

Автором статьи проведена параметрическая оптимизация однополосных ЦСП с помощью пакета математического программного обеспечения MathCAD с применением приведенных выше методик. Пример применения методики параметрической оптимизации одиночной однополосной ЦСП (см. кривые 2, 5 на рис. 2, а, б) и однотипных однополосных ЦСП (см. кривые 3, 6 на рис. 2, а, б) приведены на рис. 2, а разнотипных однополосных ЦСП – в виде решения типовой задачи.

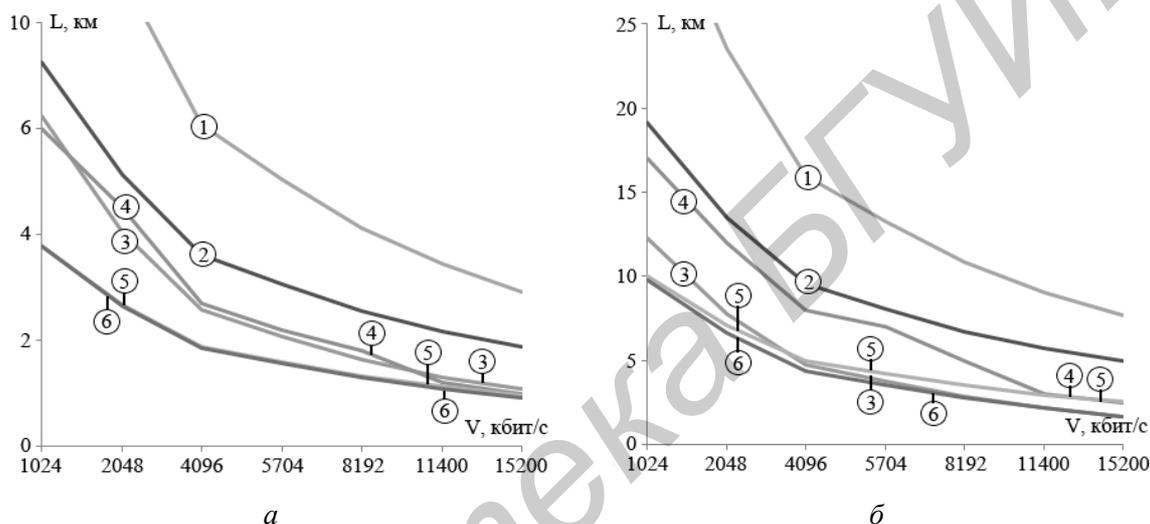


Рис. 2. Зависимости максимальной длины участков регенерации от скорости цифрового потока вариантов однополосных ЦСП: а – ТПП-20×2×0,4; б – КСПП-1×4×1,2; 1 – 1 однополосная ЦСП ($A_{ERLE}=\infty$); 2 – 1 однополосная ЦСП ($A_{ERLE}=60$ дБ); 3 – 2 однополосные ЦСП ($A_{ERLE}=60$ дБ); 4 – 1 однополосная ЦСП (практические данные); 5 – 1 однополосная ЦСП ($A_{ERLE}=30$ дБ); 6 – 2 однополосные ЦСП ($A_{ERLE}=30$ дБ)

Задача. На многопарном кабеле ТПП-0,4 работают разнотипные однополосные ЦСП с РАМ-видом модуляции линейных сигналов со следующими параметрами: скорости цифровых потоков $V_1=2,048$ Мбит/с, $V_2=15,2$ Мбит/с, $V_3=8,192$ Мбит/с. Для всех ЦСП параметр модуляции (количество бит в кодовой группе) может изменяться в пределах от 2 до 7. Мощность передачи и параметры применяемого каскадного кодирования для всех ЦСП соответствуют рекомендациям МСЭ [12]. Параметры тракта эхо-подавления для всех ЦСП: $A_{ERLE} = 60$ дБ; $A_{ДС12} = 4$ дБ; $A_{ДС13} = 26$ дБ. Требуется найти оптимальные параметры модуляции для всех ЦСП, обеспечивающие максимальную эффективность совместной работы на одном кабеле.

Решение. Используя приведенную выше методику оптимизации разнотипных однополосных ЦСП, находят оптимальные параметры модуляции для каждой ЦСП: $n_1 = 4$, $n_2 = 3$, $n_3 = 6$ (соответствуют сигнально-кодовым конструкциям: ТС-РАМ-16, ТС-РАМ-8 и ТС-РАМ-64). Максимальные длины участков регенерации при этом составят: $L_{p1}=3,98$ км, $L_{p2}=1,627$ км, $L_{p3}=1,691$ км.

Выводы

1. Описанные в [1, 4–6] методики расчета максимальной длины участка регенерации однополосных ЦСП полагают полную компенсацию эхо-сигнала (кривая 1 рис. 2, а и рис. 2, б), что не совсем корректно и приводит к весьма оптимистичным данным, отражая лишь теоретический предел, в то время как практические данные [13] значительно хуже. Поэтому при расчетах и оптимизации однополосных ЦСП, которые работают совместно на одном кабеле, необхо-

димо учесть шумы на входе решающего устройства каждой из однополосных ЦСП, образованные из-за конечной компенсирующей способности применяемых эхо-компенсаторов.

2. Как видно из графиков (кривые 2, 4, 5 рис. 2,а и рис. 2,б), данные, полученные при расчетах по предлагаемой методике и практические данные [13] согласуются. Можно сделать вывод, что модель тракта эхо-компенсации, которая используется в предлагаемых методиках, адекватна.

3. Проведенное моделирование показывает, что не существует универсальных решений оптимизации для всех типов применяемых кабелей связи. В каждом конкретном случае совместной работы нескольких ЦСП на одном кабеле требуется новый поиск оптимальных значений параметров модуляции. Однако однозначно можно утверждать, что выигрыш от оптимизации для различных случаев имеет свое значение (от единиц до сотен процентов) и зависит от параметров ЦСП и применяемого кабеля связи.

4. Применяемые на сегодня в однополосных ЦСП алгоритмы компенсации эха далеки от совершенства и имеют эффективность от 27,5 до 60 дБ [3], поэтому достаточно перспективными являются исследования возможностей ЦСП с частотным разделением направлений передачи, в которых не требуется применение ЭК и ДС. ЦСП с частотным разделением в ряде случаев имеют большую эффективность и оказываются предпочтительнее однополосных ЦСП [14].

THE METHODS OF CALCULATION AND OPTIMIZATION DIGITAL TRANSMISSION SYSTEMS BY THE TECHNOLOGIES XDSL IN VIEW OF NOISE ECHO CANCELLATION

M.V. VLASENKO

Abstract

The methods of calculation and optimization of the parameters of two-wire single-sideband digital transmission systems by the technologies xDSL, taking into account noise of echo cancellation. The results of simulation of single-sideband digital transmission systems and examples of application of the proposed methods of calculation and optimization are presented.

Список литературы

1. Парфенов Ю.А., Мирошников Д.Г. «Последняя миля» на медных кабелях. М. 2001.
2. Кириллов В.И., Белко А.И. // Электросвязь. 2002. №11. С. 15–18.
3. Кузнецов Е.П. // Цифровая обработка сигналов. 2007. №2. С. 26–34.
4. Парфенов Ю.А., Мирошников Д.Г. Цифровые сети доступа. М., 2005.
5. Кириллов В.И., Синица В.Н., Жаденов О.А. и др. // Электросвязь. 2005. №2. С. 13–16.
6. Кириллов В.И., Белко А.И., Сухвал Ю.А. // Электросвязь. 2005. №10. С. 31–34.
7. Бахвалов Н.С., Жидков Н.П., Кобельков Г.М. Численные методы. М., 2003.
8. Кириллов В.И. Многоканальные системы передачи. М., 2003.
9. Балашихин В.А., Лапко А.Г. и др. Технологии широкополосного доступа xDSL. М., 2009.
10. Recommendation ITU-T G.168 «Digital network echo cancellers». Geneva, 2009.
11. Власов В.Е., Парфенов Ю.А. Кабели СКС на сетях электросвязи: теория, конструирование, применение. М., 2006.
12. Recommendation ITU-T G.991.2 «Single-pair high-speed digital subscriber line (SHDSL) transceivers». Geneva, 2003.
13. Модемы для построения транспортных сетей связи семейства FlexDSL Orion 3 [Электронный ресурс] Режим доступа: <http://www.nateks.ru/products/index.php?link=prod&id=244>.
14. Кириллов В.И., Власенко М.В. // Веснік сувязі. 2011. №6. С. 35–39.

УДК 621.376:621.396.6

ГЕНЕРИРОВАНИЕ СТАБИЛЬНЫХ МОДУЛИРОВАННЫХ СИГНАЛОВ В ШИРОКОМ ДИАПАЗОНЕ НЕСУЩИХ ЧАСТОТ

В.А. ИЛЬИНКОВ, Н.И. БЕЛЕНКЕВИЧ

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

Поступила в редакцию 29 февраля 2012

Разработан метод генерирования стабильных модулированных электрических сигналов в широком диапазоне несущих частот, допускающий аналоговое и цифровое формирование модулирующих сигналов, обеспечивающий во всем диапазоне одинаковую относительную нестабильность несущей частоты, равную относительной нестабильности частоты колебаний задающего генератора. Синтезирована структура устройства генерирования модулированных сигналов с повышенной стабильностью несущей частоты.

Ключевые слова: сигнал, генерирование, модуляция, метод, устройство, частота, нестабильность.

Введение

Важной для радиоэлектроники, телекоммуникаций и измерительной техники является задача генерирования модулированных электрических сигналов в широком диапазоне несущих частот. Она решается известным методом модуляции промежуточной частоты [1], суть которого состоит в следующем. Модуляцией исходным сигналом $U_M(t)$ колебания $U_I(t)$ неизменной промежуточной частоты f_I формируется модулированный по тому или (и) иному параметру сигнал $U_{IM}(t)$ промежуточной частоты. Балансной амплитудной модуляцией сигналом $U_{IM}(t)$ опорного колебания $U_R(t)$ с изменяемой частотой f_R формируется сигнал $U_{II}(t)$. Выделением соответствующих спектральных компонент последнего образуется выходной модулированный сигнал $U_C(t)$ на несущей частоте $f_C = f_R - f_I$ (вариант 1) либо $f_C = f_R + f_I$ (вариант 2). При этом на практике формирование модулированных сигналов в широком диапазоне $f_L - f_U$ частот f_C в основном выполняют по варианту 1, который обладает следующими преимуществами: обеспечивает (по сравнению с вариантом 2) намного меньший уровень мешающих комбинационных продуктов; генерирование сигналов на частотах f_C , примыкающих к промежуточной частоте и меньших ее, что характерно для случая достаточно широкого диапазона с коэффициентом $K_{UL} = f_U / f_L > 10$ перекрытия по частоте, возможно только по варианту 1 [1].

Существенным недостатком известного метода является недостаточная для многих применений стабильность несущей частоты модулированных сигналов. Действительно, приняв относительную нестабильность частоты колебаний $U_I(t)$ и $U_R(t)$ одинаковой и равной δ , устанавливаем, что относительная нестабильность несущей частоты модулированных сигналов при формировании по основному варианту 1 составляет $\delta_C = \delta(f_R + f_I) / (f_R - f_I)$. Для количественной оценки предположим, что решается задача генерирования модулированных сигналов в диапазоне 1–1000 МГц несущих частот ($K_{UL} = 1000$), относительная нестабильность $\delta = 10^{-6}$ и промежуточная частота $f_I = 100$ МГц. Тогда относительная нестабильность δ_C при формировании сигналов на частотах вблизи 1, 10, 100 и 1000 МГц составляет соответственно $2,0 \cdot 10^{-4}$,

$2,1 \cdot 10^{-5}$, $3,0 \cdot 10^{-6}$ и $1,2 \cdot 10^{-6}$, то есть она тем выше, чем ниже значение f_C . Причем генерирование сигналов на частотах f_C , сравнимых с промежуточной частотой f_I , повышает относительную нестабильность в 3 раза, а на частотах, меньших f_I , – в десятки и сотни раз (на 1 – 2 порядка).

Цель работы – разработка метода и устройства генерирования стабильных модулированных электрических сигналов в широком диапазоне несущих частот.

Разработка метода генерирования модулированных сигналов

Идея предлагаемого метода генерирования сигналов основана на следующем.

Рассмотрим диапазон $0 - f_U$ частот f ($0 \leq f \leq f_U$). Ему соответствует диапазон $0 - 1$ нормированных частот Ω ($\Omega = f/f_U$). Очевидно, гармоническое колебание на любой частоте в поддиапазоне $0 - 0,5f_U$ можно получить делением в целое количество раз частоты колебания, генерируемого на соответствующей частоте в поддиапазоне $0,5f_U - f_U$. Учитывая это, введем в рассмотрение колебание $U_G(t)$ с перестраиваемой в поддиапазоне $0,5f_U - f_U$ частотой f_G , опорное колебание $U_R(t)$ с частотой $f_R = f_G/Z$, вспомогательное опорное колебание $U_{AR}(t)$ с частотой $f_{AR} = f_G/W$, колебание $U_{AI}(t)$ вспомогательной промежуточной частоты $f_{AI} = f_G/V$ и колебание $U_I(t)$ промежуточной частоты

$$f_I' = f_{AR} \pm f_{AI} = f_G/W \pm f_G/V, \quad (1)$$

образуемое взаимодействием частот колебаний $U_{AR}(t)$ и $U_{AI}(t)$ (Z, W, V – целые числа). Наложим дополнительные ограничения: $f_{AI, \min} \leq f_{AI} \leq f_{AI, \max}$, $f_{AR} \geq f_{AR, \min}$, где $f_{AI, \max}$ и $f_{AR, \min}$ не превышают значения $0,1f_U$.

При сформулированных условиях в поддиапазоне $f_{AI, \max} - f_U$ зафиксируем некоторое значение частоты f_I . В поддиапазоне $0,5f_U - f_U$ выберем произвольное значение частоты f_G . Варьируя значениями целочисленных параметров W и V с учетом ограничений на значения f_{AI} и f_{AR} , найдем по уравнению (1) ближайшее к f_I значение f_I' , которое воспроизводит значение f_I с относительной погрешностью $\Delta = |f_I' - f_I|/f_I$. То же повторяем при всевозможных в поддиапазоне $0,5f_U - f_U$ значениях частоты f_G , каждому из которых соответствует свое значение Δ . В результате образуется зависимость $\Delta = \varphi(f_G)$. Максимальное значение Δ_{\max} представляет собой относительную погрешность воспроизведения фиксированного значения f_I частоты при вариации частоты f_G . Повторяя указанную последовательность операций для других значений f_I из поддиапазона $f_{AI, \max} - f_U$, можно построить зависимость $\Delta_{\max} = \psi(\Omega_I)$ ($\Omega_I = f_I/f_U$) и в результате определить значения f_{Ii} (Ω_{Ii}), которым соответствуют меньшие значения Δ_{\max} .

Согласно описанной процедуре с помощью специально разработанных алгоритмов и программ проведен вычислительный эксперимент при значениях $\Omega_{I, \min} = \Omega_{AI, \max} = 0,07$ и $\Omega_{AR, \min} = 0,03$. В результате для различных вариантов значений $\Omega_{AI, \min}$ и $\Omega_{AI, \max}$ ($\Omega_{AR, \min} = f_{AR, \min}/f_U$, $\Omega_{AI, \min(\max)} = f_{AI, \min(\max)}/f_U$) построены зависимости $\Delta_{\max} = \psi(\Omega_I)$, сравнительный анализ которых показывает следующее [2].

При различных вариациях границ поддиапазона $\Omega_{AI, \min} - \Omega_{AI, \max}$ зависимость $\Delta_{\max} = \psi(\Omega_I)$ имеет выраженный колебательный характер (рис. 1, кривая 1). При этом существует значительное количество N (нормированных) частот Ω_{Ii} ($i = \overline{1, N}$), которым соответствуют минимальные значения $\Delta_{\max, i}$ относительной погрешности Δ_{\max} . Например, для поддиапазонов $\Omega_{AI, \min} - \Omega_{AI, \max}$ в границах $0,0200 - 0,0400$, $0,0250 - 0,0350$, $0,0275 - 0,0325$, $0,0300$

– 0,0500 , 0,0350 – 0,0450 , 0,0375 – 0,0425 параметр N имеет значения соответственно 20, 22, 15, 16, 11, 17. Частоты Ω_{li} ограничены значением $\Omega_{li} \leq 0,3$, соответствующие им значения $\Delta_{\max.i}$ лежат на волнообразной кривой (рис. 1, кривая 2). При этом значения $\Delta_{\max.i}$ на частотах Ω_{li} в поддиапазоне $0,07 \leq \Omega_{li} \leq 0,15$ находятся в пределах 0,005 – 0,060, а в поддиапазоне $0,15 \leq \Omega_{li} \leq 0,3$ – в пределах 0,011 – 0,125. В нижней, средней и верхней частях поддиапазона $0,07 \leq \Omega_{li} \leq 0,30$ можно выбрать (найти) частоты Ω_{li} , относительная погрешность $\Delta_{\max.i}$ произведения которых (в соответствии с моделью (1)) является достаточно малой и в худшем случае не превышает единиц процентов [2].

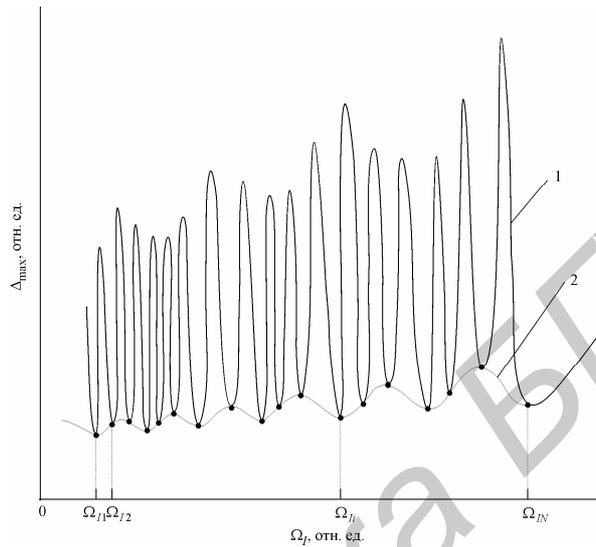


Рис. 1. Относительная погрешность воспроизведения значений промежуточной частоты

Далее введем в рассмотрение колебание $U_C(t)$ несущей частоты

$$f'_C = f_R \pm f'_I = f_G/Z \pm f'_I, \quad (2)$$

образуемое взаимодействием частот опорного колебания $U_R(t)$ и колебания $U_I(t)$ промежуточной частоты. Выберем одно из нормированных значений частот Ω_{li} (рис. 1) в интересующей части поддиапазона $0,07 \leq \Omega_{li} \leq 0,30$. Тогда, основываясь на полученных сведениях, заключаем, что, изменяя в поддиапазоне $0,5f_U - f_U$ частоту f_G колебания с перестраиваемой частотой, варьируя значениями параметров W, V, Z при дополнительных ограничениях $f_{AI.min} \leq f_{AI} \leq f_{AI.max}$, $f_{AR} \geq f_{AR.min}$, можно по моделям (1) и (2) сформировать любое значение f'_C несущей частоты в диапазоне $0 - f_U$. При этом значение f'_I промежуточной частоты (определяемое выражением (1)) будет практически неизменным, воспроизводя выбранное значение f_{li} с небольшой относительной погрешностью $\Delta_{\max.i}$.

На основании изложенного следует последовательность операций, характеризующих предлагаемый метод генерирования модулированных сигналов [3].

Формируется модулирующий сигнал $U_M(t)$ со спектральной плотностью $S_M(f)$ мощности (см. рис. 2). Генерируется колебание $U_G(t)$ с перестраиваемой в поддиапазоне $0,5f_U - f_U$ частотой f_G . Делением в W, V, Z целое количество раз частоты f_G колебания $U_G(t)$ формируются соответственно вспомогательное опорное колебание $U_{AR}(t)$, колебание $U_{AI}(t)$ вспомогательной промежуточной частоты и опорное колебание $U_R(t)$. Модуляцией сигналом $U_M(t)$ колебания $U_{AI}(t)$ формируется модулированный по тому или (и) иному параметру сигнал $U_{AIM}(t)$ вспомогательной промежуточной частоты со спектральной плотностью $S_{AIM}(f)$ мощности. Балансной амплитудной модуляцией сигналом $U_{AIM}(t)$ вспомогательного

опорного колебания $U_{AR}(t)$ формируется сигнал $U_{AI}(t)$ со спектральной плотностью $S_{AI}(f)$. Образуется модулированный сигнал $U_{IM}(t)$ промежуточной частоты выделением спектральных компонент сигнала $U_{AI}(t)$, расположенных выше либо ниже частоты f_{AR} вспомогательного опорного колебания. Балансной амплитудной модуляцией сигналом $U_{IM}(t)$ опорного колебания $U_R(t)$ формируется сигнал $U_{II}(t)$ со спектральной плотностью $S_{II}(f)$. Образуется выходной модулированный сигнал $U_C(t)$ на несущей частоте f_C выделением спектральных компонент сигнала $U_{II}(t)$, расположенных выше либо ниже частоты f_R опорного колебания. При этом во всем диапазоне $f_L - f_U$ несущих частот f_C частота f_G колебания с перестраиваемой частотой и целые положительные значения параметров W, V, Z выбираются так, что обеспечивается совпадение с необходимой точностью выбранного f_I и определяемого выражением (1) фактического f_I' значений промежуточной частоты, а также точное совпадение требуемого f_C и задаваемого выражением (2) фактического f_C' значений несущей частоты.

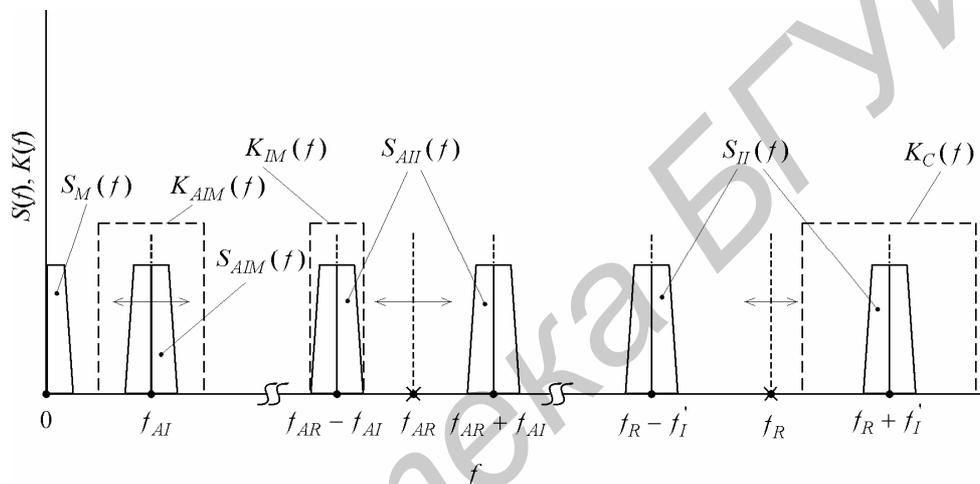


Рис. 2. Спектры мощностей сигналов и АЧХ функциональных звеньев

Таким образом, предлагаемый метод генерирования модулированных сигналов отличается от известного тем, что вводятся следующие новые операции: операции деления в W, V, Z раз частоты f_G колебания с перестраиваемой частотой для образования соответственно вспомогательного опорного колебания, колебания вспомогательной промежуточной частоты и опорного колебания; операция формирования модулированного сигнала $U_{AIM}(t)$ вспомогательной промежуточной частоты посредством модуляции сигналом $U_M(t)$ по тому или (и) иному параметру колебания вспомогательной промежуточной частоты; операция образования сигнала $U_{AI}(t)$ посредством балансной амплитудной модуляции сигналом $U_{AIM}(t)$ вспомогательного опорного колебания $U_{AR}(t)$. При этом предлагаемый метод, как и известный, допускает аналоговое и цифровое формирование модулирующего сигнала $U_M(t)$ [3].

Разработка устройства генерирования модулированных сигналов

Необходимую последовательность операций, характеризующих предлагаемый метод генерирования модулированных сигналов, реализует устройство, структурная схема которого содержит (см. рис. 3) источник 1 модулирующего сигнала, задающий (перестраиваемый) генератор 2, модулятор 3, делители 4, 6 и 9 частоты, балансные модуляторы 5 и 8, полосовой фильтр (ПФ) 7 промежуточной частоты, ПФ 10₁–10₂ [3].

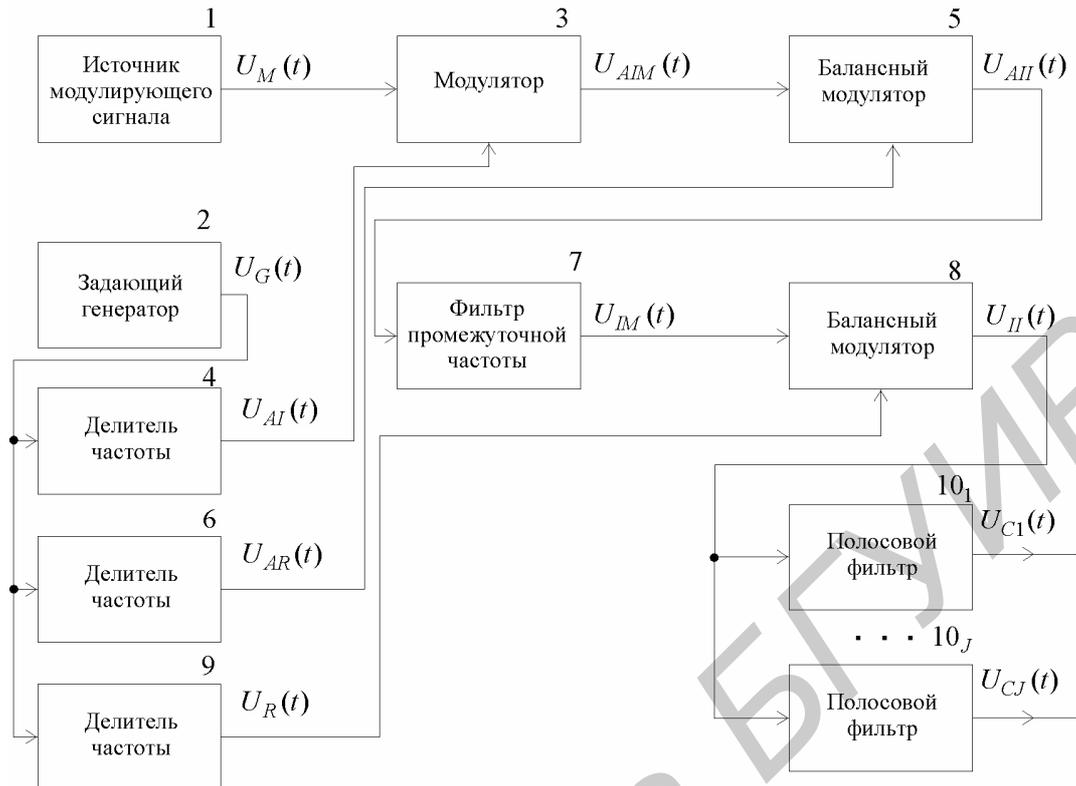


Рис. 3. Структурная схема устройства с повышенной стабильностью несущей частоты модулированных сигналов

Источник 1 формирует модулирующий сигнал $U_M(t)$ со спектральной плотностью $S_M(f)$ мощности. Задающий генератор 2 вырабатывает колебание $U_G(t)$ с перестраиваемой в поддиапазоне $0,5f_U - f_U$ частотой f_G . Делением в V, W, Z целое количество раз (делители соответственно 4, 6 и 9) частоты колебания $U_G(t)$ образуются соответственно колебание $U_{AI}(t)$ вспомогательной промежуточной частоты, вспомогательное опорное $U_{AR}(t)$ и опорное $U_R(t)$ колебания. В модуляторе 3 сигнал $U_M(t)$ модулирует по тому или (и) иному параметру колебание вспомогательной промежуточной частоты f_{AI} . Полезный продукт модуляции – модулированный сигнал $U_{AIM}(t)$ вспомогательной промежуточной частоты со спектральной плотностью $S_{AIM}(f)$ – выделяется избирательной цепью, входящей в состав модулятора 3 и имеющей амплитудно-частотную характеристику (АЧХ) $K_{AIM}(f)$. Как показано при обосновании предлагаемого метода, при генерировании модулированных сигналов в диапазоне $f_L - f_U$ несущих частот значение f_{AI} вспомогательной промежуточной частоты изменяется в некотором поддиапазоне $f_{AI.min} \leq f_{AI} \leq f_{AI.max}$. Соответственно ему выбирается полоса пропускания избирательной цепи модулятора (рис. 2).

Сигнал $U_{AIM}(t)$ в модуляторе 5 выполняет балансную амплитудную модуляцию колебания $U_{AR}(t)$, частота которого может принимать разные значения при ограничениях $f_{AR} \geq f_{AR.min}$. В результате модуляции образуется сигнал $U_{AИ}(t)$ со спектральной плотностью $S_{AИ}(f)$. Одна группа его спектральных компонент расположена выше, другая – ниже (подавленной) частоты f_{AR} вспомогательного опорного колебания. Фильтр 7 с АЧХ $K_{ИМ}(f)$ выделяет одну из двух групп спектральных компонент сигнала $U_{AИ}(t)$ и тем самым образует модулированный сигнал $U_{ИМ}(t)$ промежуточной частоты с ее фактическим (определяемым выражением (1)) значением f_I' . Значения параметров W, V выбираются (варьируются) так, что при всех

несущих частотах f_C из диапазона $f_L - f_U$ значение f_I' практически неизменно и воспроизводит выбранное значение f_I промежуточной частоты с небольшой относительной погрешностью Δ_{\max} . Частота f_I совпадает с одной из частот f_{Ii} ($i = \overline{1, N}$), которым отвечают минимальные значения $\Delta_{\max, i}$ (рис. 1). С учетом этого, в отличие от избирательной цепи модулятора 3, центральная частота ПФ 7 совпадает с выбранной промежуточной частотой f_I .

Сигнал $U_{IM}(t)$ в модуляторе 8 выполняет балансную амплитудную модуляцию опорного колебания $U_R(t)$, образуемого на выходе делителя 9. В результате формируется сигнал $U_{II}(t)$ со спектральной плотностью $S_{II}(f)$. Одна группа его спектральных компонент расположена выше, другая – ниже (подавленной) частоты f_R опорного колебания. ПФ 10 с АЧХ $K_C(f)$ выделяет одну из двух групп спектральных компонент $S_{II}(f)$ и тем самым образует выходной модулированный сигнал $U_C(t)$ на требуемой несущей частоте $f_C = f_C'$ в соответствии с уравнениями (1) и (2) (на рис. 2 изображен случай $f_I' = f_G/W - f_G/V$ и $f_C = f_C' = f_G/Z + f_I'$).

Изменяя частоту f_G задающего генератора 2, можно формировать модулированный сигнал в диапазоне $f_L - f_U$ несущих частот f_C . При этом отметим, что с учетом необходимости подавления (присутствующего реально в сигнале $U_{II}(t)$) остатка колебания на частоте f_R максимальная ширина полосы пропускания ПФ, выделяющего модулированный сигнал $U_C(t)$, теоретически ограничена значением $2f_I$, а практически (с учетом реализуемой избирательности фильтра) – значением примерно f_I . Последнее означает, что с помощью одного ПФ можно сформировать модулированный сигнал $U_C(t)$ в диапазоне $f_L - f_U$ несущих частот шириной $f_U - f_L \approx f_I$, не превышающей значения промежуточной частоты. Если диапазон $f_L - f_U$ частот является более широким, то его в общем случае (как в известном методе) необходимо разбить на J отдельных поддиапазонов и в состав устройства необходимо включить не один, а J ПФ [3]. Формирование модулированных сигналов в конкретном k -м поддиапазоне достигается с помощью соответствующего ПФ 10_K (рис. 3).

Оценим стабильность несущей частоты f_C генерируемых модулированных сигналов. Для этого, как и при анализе известного метода, предположим, что задающий генератор 2 обладает относительной нестабильностью $\delta = \Delta f_G / f_G$ частоты колебаний. Для определенности также примем, что несущая частота f_C формируется по варианту: $f_I' = f_{AR} + f_{AI}$, $f_C = f_C' = f_R - f_I'$. С учетом последнего предположим, что в некоторый момент времени частота колебаний генератора 2 приняла значение $f_G + \Delta f_G$. Ему отвечают мгновенные значения $(f_G + \Delta f_G)/V$, $(f_G + \Delta f_G)/W$ и $(f_G + \Delta f_G)/Z$ частот колебаний соответственно $U_{AI}(t)$, $U_{AR}(t)$ и $U_R(t)$, образуемых делением частоты колебаний генератора 2. Тогда мгновенное значение несущей частоты оказывается равным

$$f_C + \Delta f_C = \frac{(f_G + \Delta f_G)}{Z} - \frac{(f_G + \Delta f_G)}{W} - \frac{(f_G + \Delta f_G)}{V} = \left(\frac{1}{Z} - \frac{1}{W} - \frac{1}{V} \right) (f_G + \Delta f_G).$$

Это соответствует относительной нестабильности $\delta_C = \Delta f_C / f_C = \Delta f_G / f_G = \delta$. Последнее означает, что на любой несущей частоте f_C (независимо от ее абсолютного значения) обеспечивается одинаковая относительная нестабильность, равная относительной нестабильности колебаний задающего (перестраиваемого) генератора и существенно меньшая, чем в применяемом на практике методе генерирования модулированных сигналов.

Выводы

1. Разработан метод генерирования стабильных модулированных электрических сигналов в широком диапазоне несущих частот, допускающий аналоговое и цифровое формирование модулирующих сигналов. Доказано, что во всем диапазоне частот он обеспечивает одинаковую относительную нестабильность несущей частоты, равную относительной нестабильности частоты колебаний задающего генератора.

2. Синтезирована структура устройства генерирования модулированных сигналов с повышенной стабильностью несущей частоты.

GENERATING OF THE STABLE MODULATED SIGNALS IN A WIDE RANGE OF CARRYING FREQUENCIES

V.A. ILYINKOV, N.I. BELENKEVICH

Abstract

The method of generating of the stable modulated electrical signals in a broad range of the carrying frequencies admitting analog and digital compose of the modulating signals providing in all range the same relative instability of the carrying frequency equal to the relative frequency instability of oscillations of the main oscillator is developed. The structure of the device of modulated signals generating with the raised stability of carrying frequency is synthesized.

Список литературы

1. *Шахгильдяна В.В.* Проектирование радиопередатчиков. М., 2000.
2. *Ильинков В.А., Беленкевич Н.И.* Совершенствование беспроводных и проводных систем телекоммуникаций и создание для них информационно-измерительных систем: отчет о НИР. №ГР 20066218. Минск, 2011.
3. *Ильинков В.А., Беленкевич Н.И., Романов В.Е.* Патент 9561 С1 ВУ, МПК (2006) Н 03 L 7/00.

УДК 621.3.083

ПОГЛОТИТЕЛИ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ИЗЛУЧЕНИЯ НА ОСНОВЕ ОГНЕСТОЙКИХ КРАСОК С ПОРОШКООБРАЗНЫМ НАПОЛНИТЕЛЕМ

Д.Н. ЛИСОВСКИЙ, М.Ш. МАХМУД, Г.А. ВЛАСОВА, Т.А. ПУЛКО

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

Поступила в редакцию 27 марта 2012

С целью повышения конструктивно-технологических и эксплуатационных параметров поглотителей электромагнитного излучения (ЭМИ) для экранированных помещений, а также обеспечения экологической безопасности, предложены композиционные материалы с покрытием из огнестойких красок с порошкообразными наполнителями на основе шунгита, обладающие свойствами поглощения мощности электромагнитного излучения в широком диапазоне частот.

Ключевые слова: СВЧ-излучение, поглотители электромагнитного излучения, радиопоглощающие материалы, огнестойкость.

Введение

Для оборудования безэховых камер, имитирующих свободное пространство при испытаниях радиотехнических комплексов и антенных систем различного назначения, экранированных помещений, используемых для проведения аттестационных работ по сертификации технических средств на электромагнитную совместимость, а также для обеспечения защиты обслуживающего персонала от воздействия мощных источников энергии СВЧ, используются поглотители электромагнитного излучения ЭМИ. Они обеспечивают эффективное поглощение электромагнитной энергии в требуемом диапазоне частот при ее незначительном отражении или рассеянии. Как правило, они представляют собой структуры, устройства, конструкции из радиопоглощающих материалов, имеющих определенную последовательность изменений диэлектрических и магнитных свойств.

К поглотителям ЭМИ предъявляются специальные требования как по радиотехническим (максимальное поглощение и минимальное отражение СВЧ-излучения в широком диапазоне частот; слабая зависимость коэффициента отражения от угла падения и вида поляризации электромагнитной волны; максимальная мощность поглощения на единице поверхности поглотителя ЭМИ без нарушения его радиофизических свойств), так и по конструктивно-технологическим и эксплуатационным параметрам. При этом должны быть соблюдены требования к минимальной массе, размерам, механической прочности, надежности и упрощению крепления узлов к рабочим поверхностям, высокой степени огнестойкости и минимально допустимому уровню выделения токсичных и вредных веществ и сохранению радиотехнических и эксплуатационных характеристик в течение длительного срока [1].

Совмещение всех перечисленных требований в одном типе поглотителя ЭМИ – задача в настоящее время трудновыполнимая, поэтому имеется огромное разнообразие номенклатуры данной продукции, различающееся по многим параметрам.

Теоретическая часть

Известные поглотители с геометрическими неоднородностями имеют значительные размеры по сравнению с плоскими поглотителями, однако при этом обладают рядом досто-

инств: наиболее просто реализуется широкая рабочая полоса частот при малом коэффициенте отражения, они достаточно технологичны и обладают хорошими эксплуатационными характеристиками [2]. Поглотители «Универсал-Дельта» представляют собой пирамидальные тонкостенные контейнеры, выполненные из огнестойкого материала и заполненные огнестойкой радиопоглощающей композицией с использованием углеродного волокна, что обеспечивает стабильность радиотехнических и эксплуатационных характеристик поглотителей. Они предназначены для облицовки безэховых камер и экранированных помещений, которые обеспечивают в широком диапазоне частот проведение высокоточных измерений параметров радиоэлектронной аппаратуры, антенной техники и технических средств на электромагнитную совместимость.

Поглотитель «ТОРА» представляет собой диэлектрический радиопоглощающий материал пирамидального типа в виде панелей из эластичного пенополиуретана с углеродным наполнителем и предназначен для покрытия внутренних поверхностей и оборудования рабочих мест в высококачественных безэховых камерах, обеспечивает проведение высокоточных измерений характеристик антенной техники и испытаний радиоэлектронной аппаратуры на электромагнитную совместимость. Поглотитель соответствует санитарно-гигиеническим требованиям безопасности (СанПиН 42-123-4240-86, МУ 2158-80, СанПиН 9-27-94), в процессе эксплуатации не выделяет вредных и токсичных веществ. Для повышения огнестойкости при изготовлении материал поглотителя пропитывается огнезащитным составом и по результатам испытаний, согласно ГОСТ 12.1.044 – 89, относится к группе огнестойких материалов.

Основу радиопоглощающих материалов составляют органические или неорганические вещества, в которые в качестве активной поглощающей компоненты вводят порошки графита, металлов и их карбидов. Для порошковых материалов, предназначенных для объемного поглощения энергии ЭМИ, одним из главных является вопрос о микроструктуре материала [3]. Использование строительных материалов в основе поглотителей ЭМИ позволяет расширить область их применения и увеличить эффективность экранирования электромагнитного излучения. Однако при этом отсутствует соответствие требованиям конструктивно-технологических и эксплуатационных параметров.

Целью исследования является повышение конструктивно-технологических и эксплуатационных параметров поглотителей ЭМИ на основе порошкообразных материалов в широком диапазоне длин волн для экранированных помещений, обеспечивающих экологическую безопасность и огнезащиту. Одним из направлений достижения поставленной цели является создание композиционных материалов на основе огнезащитных красок с добавкой порошкообразных мелкодисперсных материалов, обладающих свойствами поглощения мощности электромагнитного излучения в широком диапазоне частот.

Эксперимент

Для достижения поставленной цели было предложено при разработке радиопоглощающего материала для поглотителя ЭМИ использовать в качестве связующего материала огнестойкую краску [4]. В качестве подложки использовались трикотаж и целлюлоза толщиной 2...4 мм с композиционным покрытием на основе огнестойкой краски и порошкообразным наполнителем (диоксид кремния SiO_2 и шунгит в соотношении 1:1). Полученные образцы поглотителей ЭМИ со слоем композиционного покрытия имели толщину порядка 3,5...5,5 мм. Для полноты эксперимента были изготовлены образцы поглотителей ЭМИ с использованием аналогичных материалов, покрытых огнестойкой краской без наполнителей, толщина которых составила порядка 3...5 мм.

Эффективность экранирования исследуемых образцов поглотителей ЭМИ в диапазоне СВЧ характеризуется коэффициентом ослабления энергии ЭМИ и коэффициентом отражения электромагнитных волн от экрана, для чего использовались панорамные измерители коэффициента стоячей волны (КСВН) и ослабления. Измерения проводились в диапазоне частот 0,7...3,0 ГГц и 2,0...18,0 ГГц после проведения стандартных калибровок на прохождение и отражение.

Использование огнестойкой краски предполагает повышение эксплуатационных параметров, в частности повышение огнестойкости разработанных поглотителей. Используемая в

качестве связующего краска представляет собой смесь пигмента и наполнителя и способна к самопроизвольному затвердению, предотвращая перегревание поверхности, замедляя скорость сгорания. При этом наблюдается уменьшение образования дыма, понижение температуры, что в конечном итоге приводит к самоугасанию пожара [5].

В соответствии с Нормами пожарной безопасности Республики Беларусь образцы имели размер 220×170 мм [5], испытания проводились в соответствии с санитарно-гигиеническими требованиями по ГОСТ 12.1.005 [6]. Температура пламени составляла порядка +1700°C, его высоту регулировали вентилем, и в вертикальном положении горелки она составляла (40±2)мм.

Обсуждение результатов

В исследованных диапазонах частот исследуемые образцы поглотителей ЭМИ толщиной 3,5...5,5 мм создают ослабление ЭМИ порядка 4...9 дБ. Потери энергии ЭМИ в образцах экранов ЭМИ на основе волокнистых материалов, покрытых огнестойкой краской с порошкообразными наполнителями, связаны с возникновением в проводящей сетке углерода в шунгите вихревых токов и диэлектрическими потерями, обусловленными присутствием кремния и небольшого количества связанной воды, сорбированной в пористой структуре шунгита. Коэффициент отражения ЭМИ образцов с огнестойкой краской находится в пределах -5,0...-27,0 дБ в диапазоне частот 0,7...2,7 ГГц, в диапазоне частот 2,0...18,0 ГГц наблюдается рост характеристики коэффициента отражения ЭМИ до значений -5,0...-7,0 дБ, при этом не наблюдается зависимости от материала основы (рис. 1). Введение в состав краски шунгитно-силикатных порошков увеличивает значение коэффициента отражения ЭМИ образцами на 5,0...7,0 дБ в диапазоне частот 1,5...2,7 дБ вследствие повышения электропроводности среды из-за присутствия углеродных включений.

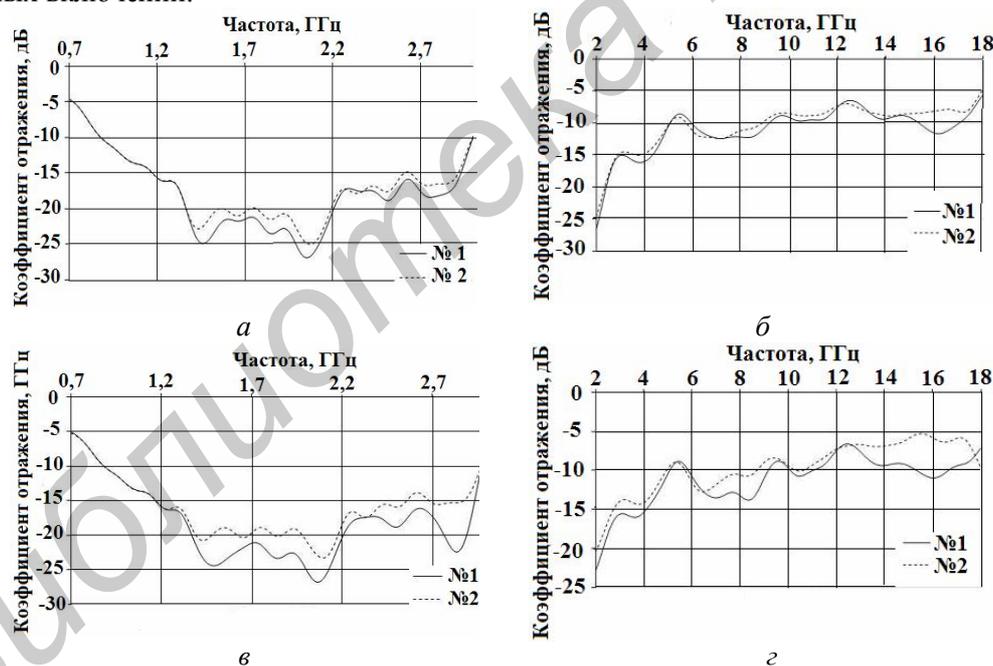


Рис. 1. Частотная зависимость коэффициента отражения ЭМИ в диапазонах 0,7...3,0 ГГц и 2...18 ГГц образцов на основе: а, б - трикотажа; в, г - целлюлозы; 1 - покрытие огнезащитной краской, 2 - покрытие огнезащитной краской с порошкообразным наполнителем

Размещение металлического отражателя позади экспериментальных образцов приводит к значительному увеличению характеристик коэффициента отражения ЭМИ (на 5...25 дБ), что обусловлено дополнительным отражением электромагнитных волн от металла. Отражение электромагнитной энергии достигает -1...-3 дБ при использовании отражателя для образцов на основе трикотажа и до -1...-8 дБ при использовании целлюлозы в качестве основы исследуемых образцов.

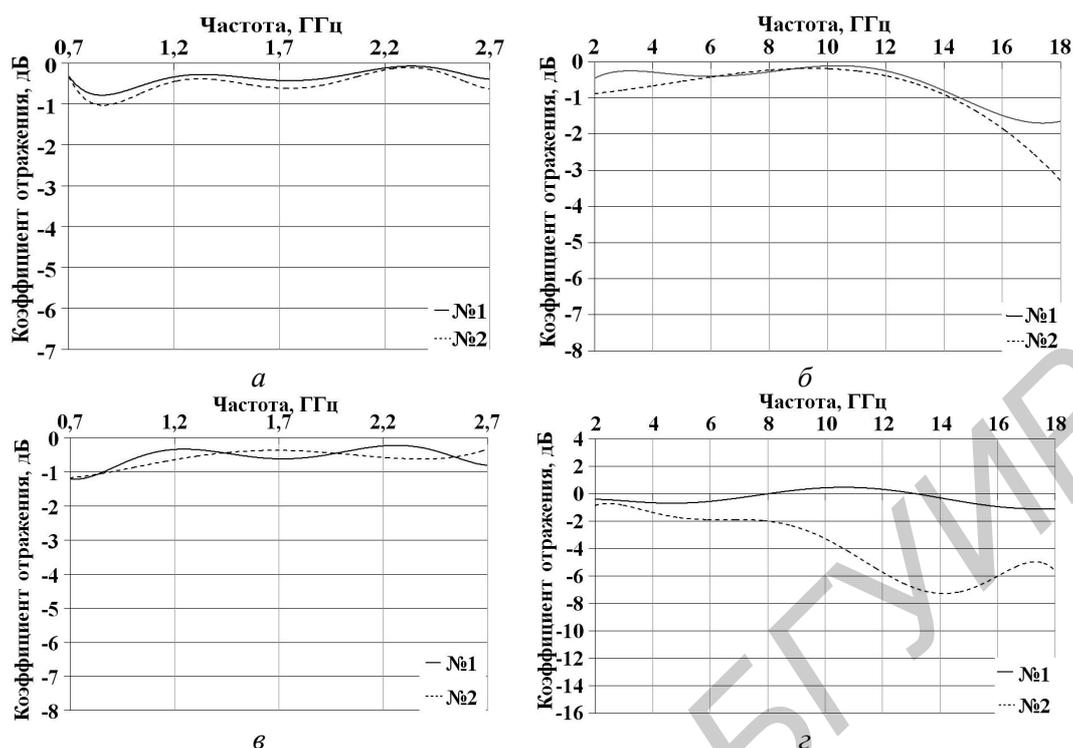


Рис. 2. Частотная зависимость коэффициента отражения ЭМИ в диапазонах 0,7...3,0 ГГц и 2...18 ГГц образцов с металлом на основе: а, б - трикотажа; в, г - целлюлозы; 1 – покрытие огнезащитной краской, 2 – покрытие огнезащитной краской с порошкообразным наполнителем

В результате исследования огнестойкости разработанных образцов поглотителей ЭМИ установлено прогорание образцов, покрытых огнезащитной краской через 7,24 с при использовании в качестве подложки трикотажа и через 37,29 с при использовании для подложки целлюлозы, с образованием в обоих случаях отверстий диаметром 40 мм и обугливанием краев материала подложек образцов. Увеличение времени прогорания разработанных образцов до 9,72 с для трикотажного материала подложки и на менее 12 мин. для целлюлозы с образованием кокса было достигнуто введением в состав огнестойкой краски порошкообразного наполнителя. Полученный результат огнестойкости для образцов на основе целлюлозы определяется не только использованием композиционного огнестойкого покрытия, но и материалом подложки, который отличается гигроскопичностью и внутриволоконной диффузией, что обеспечивает образование большего количества кокса на поверхности образцов с повышением температуры, увеличивая время прогорания образцов.

Изменение характеристик ослабления и коэффициента отражения ЭМИ исследуемых образцов в результате воздействия открытого пламени высокой температуры наблюдается в пределах $\pm 1,2$ дБ в диапазоне частот от 0,7 до 3,0 ГГц и $\pm 2,0$ дБ в диапазоне 2,0...18 ГГц.

Заключение

Установлена эффективность экранирования в диапазоне частот 0,7...3,0 ГГц и 2,0...18 ГГц исследуемыми образцами поглотителей ЭМИ на основе трикотажных и целлюлозных материалов с композиционным огнестойким покрытием, что позволило повысить конструктивно-технологические и эксплуатационные параметры разработанных образцов поглотителей ЭМИ для экранированных помещений. Использование целлюлозы в качестве подложки в сочетании с композиционным покрытием позволило стабилизировать экранирующие характеристики независимо от условий их эксплуатации, а также увеличить время прогорания образцов до 12 мин. и более благодаря высокой изолирующей способности коксоподобной пористой структуры на поверхности образцов, образующейся при взаимодействии с открытым пламенем.

ABSORBENTS OF ELECTROMAGNETIC RADIATION BASED ON THE FIRE-PROOF PAINTS WITH POWDER-LIKE FILLER

D.N. LISOVSKIY, M.SH. MAHMUD, G.A. VLASOVA, T.A. PULKO

Abstract

Composite materials painted by fire-proof paints with powder-like fillers based on schumgite absorb the electromagnetic radiation in the wide range. These materials were proposed to improve the constructional and working parameters of electromagnetic radiation absorbents and protect buildings and provide environmental safety.

Список литературы

1. Штогрин В.И., Швырев Ю.Н., Шатохин А.Н. и др. // Афіцыйны бюл. 2010. №7. С. 21.
2. Байдин Ф.Н., Никитина В.Н., Сафронов Н.Б. // Сборник докладов Девятой Российской научно-технической конференции по электромагнитной совместимости технических средств и электромагнитной безопасности. СПб., 2006. С. 292–294.
3. Никитина В.Н., Калинина Н.И., Ляшко Г.Г. // Безопасность жизнедеятельности. 2005. №12. С. 34–36.
4. Лаборатория Лимен [Электронный ресурс]. Режим доступа: http://lablimen.com/i/upload/Catalog/item_17_125.doc.
5. НПБ 80-2003. Материалы текстильные. Методы испытания на воспламеняемость. Классификация. Минск, 2003.
6. ГОСТ 12.1.005-88 ССБТ. Общие санитарно-гигиенические требования к воздуху рабочей зоны. М., 1988.

УДК 004.056.5

МЕТОДИКА ОЦЕНКИ ЭФФЕКТИВНОСТИ СРЕДСТВ ЗАЩИТЫ ИНФОРМАЦИИ ОТ УТЕЧКИ ПО ТЕПЛОВЫМ КАНАЛАМ

АБДУЛЬКАДЕР ХАМЗА АБДУЛЬКАБЕР, Т.В. БОРБОТЬКО

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

Поступила в редакцию 30 мая 2012

Предложена методика оценки эффективности средств тепловой защиты, позволяющая рассчитать дальность обнаружения, опознавания и идентификации объекта наблюдения на основе результатов лабораторных измерений температуры поверхности модуля средства тепловой защиты и известном значении температуры поверхности защищаемого объекта.

Ключевые слова: оценка эффективности, средства тепловой защиты, тепловой канал утечки информации.

Введение

При разработке технических средств защиты информации важной задачей является оценка их эффективности. Защита информации от утечки по тепловым каналам обеспечивается с использованием средств тепловой защиты (СТЗ). Для таких технических средств в качестве параметра, позволяющего оценить эффективность их применения, рассматривают тепловой контраст, характеризующий различие между температурами объекта наблюдения и фона, на котором он размещается [1]. Значения такого параметра позволяет определить дальность обнаружения объекта наблюдения конечного размера в коротковолновом и длинноволновом ИК-диапазонах длин волн при определенных метрологических условиях наблюдения и технических характеристиках тепловизионной техники.

В настоящее время для оценки эффективности СТЗ используются тепловые изображения объекта наблюдения, размещенного на некотором фоне, и этого же объекта, снабженного СТЗ на этом же фоне. Результат оценки получают в процессе сравнения значений тепловых контрастов объекта наблюдения в первом и втором случаях относительно некоторого фона. Такой вариант сравнения представляет собой частную оценку, которая является правомерной исключительно для используемого типа фона, условий наблюдения и характеристик тепловизора. Кроме того, реализация такого эксперимента требует больших финансовых средств, так как размеры используемого СТЗ значительные, а в случае неудовлетворительных результатов оценки возникает необходимость в изготовлении усовершенствованного комплекта СТЗ аналогичного размера. Проведение такого эксперимента может быть оправдано лишь в случае оценки эффективности СТЗ групповых объектов наблюдения и в случае необходимости учета отраженной компоненты ИК-излучения.

Целью данной работы являлась разработка методики, позволяющей выполнить расчет дальности обнаружения, опознавания и идентификации объекта наблюдения с учетом результатов изменения тепловых полей объекта и фона, на котором он расположен, метеорологических условий наблюдения и основных технических характеристик тепловизионной техники.

Описание методики

Исследования изменения температуры поверхности модуля СТЗ выполняются на лабораторном стенде, который имитирует тепловое излучение объекта наблюдения, а также обеспе-

чивает требуемые скорости и направления движения воздушного потока в зоне размещения модуля СТЗ. В результате первого этапа записываются тепловые изображения, обработка которых позволяет получить средние значения температур поверхности модуля СТЗ за некоторое время наблюдения. На втором этапе рассчитываются дальности обнаружения, опознавания и идентификации объекта наблюдения, снабженного СТЗ, с учетом возможных погодных условий наблюдения, температуры поверхности фона и основных технических характеристик тепловизионной техники.

Для исследования модулей СТЗ используется разработанный лабораторный стенд. Стендовое оборудование позволяет обеспечить исследование изменения температуры поверхности модуля СТЗ в условиях его конвективного охлаждения при движении воздушного потока в зоне размещения модуля СТЗ с требуемой скоростью и направлением (рис. 1).

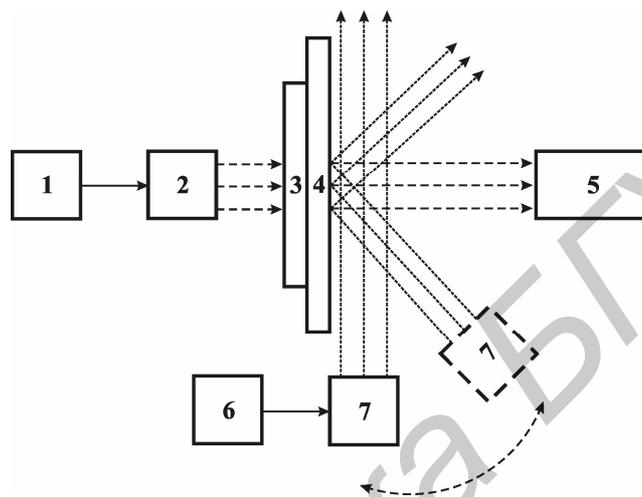


Рис. 1. Схема стенда для исследования СТЗ: 1 – источник питания; 2 – лампа КГ-220-1000-5; 3 – стальная пластина; 4 – исследуемый модуль СТЗ; 5 – тепловизор; 6 – источник питания; 7 – вентилятор

Основу стенда составляет источник ИК-излучения, состоящий из лампы КГ 220-1000-5 с источником питания и стальной пластиной (толщина 3 мм, коэффициент излучения $\approx 0,9$). За счет лампы формируется тепловой поток, обеспечивающий нагрев стальной пластины, использование которой позволяет имитировать фрагмент корпуса объекта наблюдения. Температура поверхности стальной пластины регулируется за счет изменения напряжения питания лампы, что обеспечивает ее источник питания.

Исследуемый модуль СТЗ крепится в непосредственной близости от стальной пластины. Площадь модуля СТЗ должна быть в 1,5...2 раза больше аналогичного параметра стальной пластины, что обеспечит гарантированное экранирование источника ИК-излучения, который размещается по центру модуля СТЗ.

При исследовании СТЗ возможны следующие варианты функционирования источника ИК-излучения:

1. включение источника выполняется при условии, что модуль СТЗ уже установлен;
2. источник ИК излучения нагревается до требуемой температуры, после чего устанавливается модуль СТЗ.

Система конвективного охлаждения модуля СТЗ включает вентилятор с воздухопроводом, создающим направленное движение воздушного потока. Источник питания вентилятора позволяет регулировать скорость движения воздушного потока, а направление его движения задается за счет выбора местоположения вентилятора, что позволяет имитировать движение исследуемого модуля СТЗ в случае его размещения на подвижном объекте наблюдения. Для измерения скорости воздушного потока использовался чашечный анемометр МС-13. Измерение температурных полей дальнего ИК-диапазона выполнялось с использованием тепловизора MobIR M4.

Для модулей СТЗ с жидкостным охлаждением возможны следующие варианты подачи теплоносителя:

1. нагрев поверхности модуля СТЗ до полной стабилизации значения его температуры с последующей подачей теплоносителя;

2. одновременное включение источника ИК-излучения и подача теплоносителя в модуль СТЗ.

Для измерения температуры использовался тепловизор MobIR M4 (спектральный диапазон 8...12 мкм) с разрешением 0,12°C. Погрешность измерения абсолютных температур по абсолютно черному телу по всему полю зрения прибора составляла ±1°C.

Методика измерения температуры основана на дистанционном измерении тепловизором температурного поля, распределенного по поверхности исследуемого модуля СТЗ, между внутренней и наружной стороной которого создан перепад температур. Тепловизор устанавливают на расстоянии 2 м от источника ИК-излучения, что позволяет исключить влияние теплового потока, исходящего от оператора тепловизора, на температуру зоны проведения измерений. Максимальное расстояние, на котором возможно различить исследуемый объект, рассчитывается исходя из параметров, определяющих поле зрения тепловизора.

Для определения минимального размера исследуемого объекта, приходящегося на один пиксель детектора, использовалась утилита для расчета оптической системы тепловизора [2]. С учетом того, что в тепловизоре MobIR M4 используется матрица 160x120 пикселей, а оптическое поле его зрения по горизонтали и вертикали составляет 25x19°, минимальная наблюдаемая площадь объекта составит 0,5 см² при расстоянии до исследуемого объекта 2 м, что является достаточным для проведения исследований.

Тепловое изображение поверхности модуля СТЗ просматривают и снимают обзорные термограммы, выбрав базовый участок [3]. За базовый принимают участок модуля, имеющий линейные размеры свыше двух его толщин и равномерное температурное поле, которому соответствует минимальное значение выходного сигнала тепловизора.

Обзорные термограммы записываются с шагом через 1 с первые 10 с, после чего шаг увеличивается до 10 с, с которым сохраняются изображения при наблюдении за исследуемым объектом на интервале времени 10...60 с. После первой минуты наблюдения термограммы записываются с шагом 30 с. Во временном интервале наблюдения 5...10 мин шаг записи термограмм составляет 1 мин. При наблюдении за исследуемым объектом более 10 мин, шаг сохранения термограмм выбирается 10 мин. Данные особенности записи термограмм определены экспериментально и позволяют оценить процессы нагрева (охлаждения) модулей СТЗ при условии минимально необходимого количества обзорных термограмм.

Обзорные термограммы записываются на внутренний носитель тепловизора для последующей обработки с помощью специального программного обеспечения (СПО) в качестве которого использовался Guide IrAnalyser v.1.7. При помощи указанного СПО в процессе просмотра тепловых изображений модуля СТЗ выявляют участки с нарушенными теплозащитными свойствами. К ним относят участки, тепловое изображение которых не соответствует модели термограммы. Получение более контрастных изображений обеспечивается за счет выбора соответствующей палитры на панели палитр.

Для обнаруженного вышеуказанного участка выполняют расчет среднего значения температуры путем выделения интересующего фрагмента изображения построением по его контуру многоугольника. Расчет минимального, максимального и среднего значений температуры программа выполняет автоматически.

Расчет распределения температур по поверхности модуля СТЗ так же выполняется при построении термопрофиля. Для чего отмечается интересующая область изображения и отображается графическая зависимость температуры от координаты графического указателя типа «мышь» на изображении.

Расчет дальности обнаружения, опознавания и идентификация объекта наблюдения выполняется следующим образом. ИК-излучение от объекта наблюдения и фона, на котором он размещается, пройдя расстояние R через атмосферу с пропускной способностью τ до тепловизора ослабляется. При этом начальное температурное различие между объектом и фоном ΔT_0 уменьшается до величины ΔT , определяемой по формуле [4]:

$$\Delta T(R) = \Delta T_0 \cdot e^{-\sigma R},$$

где ΔT_0 – температурное различие между объектом и фоном; $e^{-\sigma R} = \tau$; τ – коэффициент согласно равный при хороших атмосферных условиях 0,2 км⁻¹, при ограниченных – 1 км⁻¹.

При вычислениях в качестве ΔT_0 принимается разность радиационных температур между объектом и фоном, т.к. тепловизор обеспечивает измерение радиационных температур. Одним из условий положительного решения задачи поиска объекта на фоне при помощи тепловизора является то, что величина ΔT должна быть как минимум больше $\Delta T_{пор}$.

Приравняв значения ΔT и $\Delta T_{пор}$, можно найти максимальное расстояние R_{max} , с которого можно обнаружить объект на фоне при известном значении τ или σ из условия, определяемого характеристикой NETD тепловизионной системы:

$$R_{max(NETD)} = \frac{\left[\ln \left(\frac{\Delta T_{пор}}{\Delta T_0} \right) \right]}{-\sigma}.$$

Размер матрицы $n \times m$ и угол поля зрения θ (рад) определяют минимальную разрешающую способность тепловизионной системы, характеризуемую пространственной частотой ν . Величина пространственной частоты для объекта наблюдения $\nu_{об}$ находящегося в центре визирования с минимальным размером a , расположенного на расстоянии R от ИК-системы определяется из выражения:

$$\nu_{об} = \left(\frac{a}{R} \right)^{-1}.$$

Тогда вторым условием успешного решения задачи поиска объекта на фоне является неравенство $\nu > \nu_{об}$. Откуда максимальная дальность обнаружения объекта по пространственной частоте $R_{max(\nu)} = a \cdot \nu$.

Для каждой стадии поиска выделяют следующие условия:

- обнаружение (2...3 штриха эквивалентной миры);
- опознание (6...8 штрихов эквивалентной миры);
- идентификация (10...12 штрихов эквивалентной миры) [5, 6].

Количество штрихов эквивалентной миры определяется из выражения: $\gamma = \frac{\nu}{\nu_{об}}$, нера-

венство принимает вид: $R_{max(\nu)} = \frac{a\nu}{\gamma}$.

Далее методика оценки максимальной дальности обнаружения объектов с помощью тепловизора сводится к следующим этапам.

1. определение параметров предполагаемого тепловизора, которым будет выполняться процедура обнаружения: угол поля зрения θ , температурная чувствительность ΔT_n , размеры матрицы $n \times m$.

2. съемка исследуемого объекта при помощи тепловизора для определения его средней температуры и средней температуры фона.

3. определение наибольшей дальности обнаружения исходя из минимальных значений R_{max} системы.

$$\left\{ \begin{array}{l} R_{max(NETD)} = \frac{\left[\ln \left(\frac{\Delta T_{пор}}{\Delta T_0} \right) \right]}{-\sigma}, \\ R_{max(\nu)} = \frac{a\nu}{\gamma} \end{array} \right.$$

$$R_{max} = \min \left\{ R_{max(NETD)}, R_{max(\nu)} \right\}$$

Имея исходное тепловое изображение объекта наблюдения, полученное при помощи тепловизора с известными характеристиками, возможно рассчитать дальность обнаружения данного объекта. При этом принимаются следующие допущения:

- для обнаружения объекта достаточно, чтобы его размер соответствовал одному элементу разрешения матрицы предполагаемого тепловизора;
 - размер объекта наблюдения принимается равным стороне квадрата с площадью, эквивалентной площади объекта;
 - пропускная способность атмосферы учитывается введением коэффициента σ ;
 - радиационная температура объекта принимается одинаковой по всей его излучающей в направлении тепловизора площади поверхности и имеет значение средней температуры по этой площади;
 - температура фона принимается одинаковой во всех точках и имеет значение средней температуры типового фона.
- Температура фона может быть определена в соответствии с [7] или с учетом [8].

Заключение

Таким образом, разработанная методика оценки эффективности средств защиты информации от утечки по тепловым каналам позволяет рассчитать дальность обнаружения, опознавания и идентификации объекта наблюдения на основе результатов лабораторных измерений температуры поверхности модуля СТЗ с учетом температур поверхности защищаемого объекта и фона на котором он размещается, метеорологических условий наблюдения и основных технических характеристик тепловизионной техники. Полученные результаты дают возможность проанализировать эффективность СТЗ для выбранного варианта применения и разработать рекомендации по его дальнейшему использованию или усовершенствованию.

PROCEDURE OF AN ESTIMATE OF EFFICIENCY OF PROTECTION MEANS OF THE INFORMATION FROM LEAKAGE ON THERMAL CHANNELS

ABDULKADER HAMZA ABDULKABER, T.V. BORBOTKO

Abstract

The procedure of an estimate of efficiency of resorts of a thermal protection which is offered allows to carry out calculation of a picking-up range, the recognition and identification of installation of observation. Calculation is carried out on the basis of effects of laboratory measuring of temperature of a surface of the module of a resort of a thermal protection and at known value of temperature of a surface of defended installation.

Список литературы

1. *Меньшаков Ю.К.* Защита объектов и информации от технических средств разведки. М., 2002.
2. Программа (утилита) для расчета оптики тепловизоров [Электронный ресурс]. Режим доступа: <http://www.thermoview.ru/articles/fov/>.
3. ГОСТ 26629-85. Метод тепловизионного контроля качества теплоизоляции ограждающих конструкций. М., 1985.
4. NATO STANAG 4347. Definition of nominal static range performance for thermal imaging systems, 1995.
5. *Ллойд Дж.* Системы тепловидения. М., 1978.
6. *Колобродов, В.Г., Лихолит Н.И., Овечкин В.С.* // Артиллерийское и стрелковое вооружение. 2004. №2. С. 30–34.
7. ГОСТ 25358-82. Метод полевого определения температуры. М., 1983.
8. Справочное пособие к СНиП 2.01.01-82 Строительная климатология. М., 1989.

УДК 009.934+534

ОЦЕНКА РАЗБОРЧИВОСТИ РЕЧИ В ЗАШУМЛЕННОМ ПОМЕЩЕНИИ

Г.В. ДАВЫДОВ, Д.М. КАВАН, Ю.В. ШАМГИН

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

Поступила в редакцию 16 мая 2012

Проведены исследования оценки разборчивости речевого сигнала в зашумленном помещении методом корреляционного анализа. Показано существование сильной связи между разборчивостью речи и силой голоса с коэффициентом корреляции свыше 0,7. Последнее позволило считать эти переменные линейно коррелированными и построить линии регрессии, значительно упрощающие оценку разборчивости речи. Было исследовано также влияние скорости произнесения речи на разборчивость речи.

Ключевые слова: речевые сигналы, разборчивость речи, влияние на разборчивость речи окружающего шума.

Введение

Необходимость в оценке разборчивости речи (РР) возникает во многих случаях: таких как определение качества трактов передачи речи, измерения качества акустики залов, оценки качества устройств, обеспечения защиты речи от несанкционированного прослушивания.

Известно, что РР зависит не только от громкости ее произнесения, но и от других параметров речи. По стандарту [1], под РР понимается относительное количество (в процентах) правильно принятых элементов речи (слогов, слов, фраз) артикуляционных таблиц, распространяемых по тракту передачи.

Окружающий человека шум ухудшает восприятие речи. В этом случае происходит маскирование шумами речевого сигнала и снижение его разборчивости. В связи с этим разрабатываются различные расчетные методы оценки, которые, к сожалению, не дают достаточной уверенности в надежности результатов такого расчета. Кроме того, обработку зашумленной речи предлагается проводить на основе методов, используемых для оценки качества передачи речи в каналах связи. Поэтому стоит задача определения влияния на РР громкости и скорости ее произнесения, а также особенностей речи диктора.

Для решения указанной задачи были проведены исследования разборчивости зашумленных речевых сигналов на достаточно большом количестве реализаций, воспроизводимых 42-мя дикторами (мужчинами и женщинами).

Теоретические положения оценки разборчивости речи

Произносимые речевые сигналы имеют спектры с рядом максимумов и минимумов. Максимумы спектра называются формантами, а нулевые значения – антиформантами. Огибающая спектра для каждого звука речи имеет индивидуальную и вполне определенную форму. Таким образом, форманта – это область концентрации энергии в спектре звука речи [2]. Методы оценки РР делятся на формантные, модуляционные и эмпирические [1–7].

Формантные методы оценки РР основаны на разбиении спектра речи на полосы частот, в общем случае, произвольной ширины (октавных, третьоктавных, равноартикуляционных и т.п.), в пределах каждой из которых плотность вероятностей формант можно считать неизменными, а РР оценивается для разных соотношений сигнал/шум.

Модуляционные методы оценки РР основаны на представлении речевого сигнала в виде свертки импульсной характеристики звукового сигнала источника (для гласных звуков это импульсный сигнал с почти гармоническим спектром, для согласных это шумовой сигнал различной формы) с импульсной характеристикой голосового тракта. Речевой сигнал предлагается рассматривать как некоторый широкополосный сигнал с полосой от 125 до 8000 Гц, модулированный другим сигналом с низкой частотой. Частота модуляции определяется скоростью, с которой человек произносит форманты (скоростью артикуляции). Эксперименты показали, что частоты модуляции в обычной речи находятся в диапазоне от 0,63 до 16 Гц, причем наиболее вероятные частоты модуляции находятся в области от 0,5 до 7 Гц. Уменьшение глубины модуляции делает речевой сигнал более похожим на шумовой и, следовательно, приводит к уменьшению его разборчивости.

Среди эмпирических методов наиболее популярен метод % Alcons – метод измерения величины потери артикуляции согласных, выраженной в процентах. Метод % Alcons широко используется, особенно в США, для приближенной оценки РР и отображает потерю вокализованных согласных, вызванных реверберацией и поглощением звука в помещении.

Для оценки РР может использоваться модифицированный метод М.А. Сапожкова, разработанный для оценки разборчивости формант [2]. Как известно, формантный метод определения разборчивости речи является наиболее объективным и широко используется для количественной оценки разборчивости.

В указанном методе разборчивость формант (A) может быть определена с помощью простой зависимости

$$A = DF/K, \quad (1)$$

где D – величина эффективного динамического диапазона речи, дБ; F – ширина частотного диапазона речи, Гц; $k=1,05 \cdot 10^5$ (дБ·Гц) – нормирующий коэффициент.

В свою очередь динамический диапазон D речевого сигнала, в соответствии с [7], может быть определен как суммарный уровень этого сигнала на n октавных полос, шириной Δf_k , в пределах которых спектральный уровень сигнала B_k примерно постоянен

$$D = 10 \lg \sum_{k=1}^n 10^{0,1B_k} \frac{\Delta f_{\text{окт}}}{f_1}, \quad (2)$$

где $f_{\text{окт}}$ – ширина октавной полосы, Гц; f_1 – частота равная 1 Гц.

Значение спектрального уровня сигнала речи в данной октавной полосе можно вычислить как

$$B_{\text{окт}} = L_c - 10 \lg \left(\frac{\Delta f_{\text{окт}}}{f_1} \right). \quad (3)$$

Найденное по (1) значение формантной разборчивости (A) может быть выражено через словесную разборчивость (W), как более понятную в практическом смысле.

Если прослушивать речь в условиях шумов и помех, то ее разборчивость, согласно (1), снижается. Это обусловлено тем, что форманты имеют разные уровни интенсивности: у громких звуков речи выше, чем у глухих. Поэтому при увеличении уровня шумов сначала маскируются форманты с низкими уровнями, а затем с более высокими. Вследствие этого по мере увеличения уровня шумов и помех вероятность восприятия формант (а, следовательно, и РР) постепенно уменьшается. На практике это обусловлено снижением динамического диапазона речи D и уменьшением ширины частотного диапазона речи. Величина F определяется суммой октавных полос, в пределах которых речевой сигнал может быть услышан:

$$F = \sum_{k=1}^n (L_c \Delta f_{\text{окт}k}). \quad (4)$$

Дальнейшие вычислительные действия по этой методике оценки РР показали их значительную трудоемкость, поскольку требовалось проводить такие расчеты в каждой октавной полосе.

Нами был опробован метод непосредственного прослушивания зашумленной речи дикторов с последующей статистической обработкой результатов такого прослушивания и нахождения корреляционной связи между параметрами речевых сигналов.

Для оценки степени связи между громкостью голоса и РР проводился расчет коэффициента корреляции между суммарным уровнем речевого сигнала и разборчивостью для всех случаев наблюдения. Коэффициент корреляции определялся по формуле

$$r_{xy} = \frac{\sum_{i=1}^n [(x_i - \bar{x})(y_i - \bar{y})]}{(n-1) s_x s_y}, \quad (5)$$

где за x_i принимались измеренные значения суммарного уровня речевого сигнала, а за y_i – измеренные значения разборчивости речи для каждого i -го случая измерений. Те же значения с чертой сверху обозначают средние значения измеряемых величин. s_x и s_y – величины среднего квадратичного отклонения (СКО), рассчитанные для этих переменных; n – количество измерений (в данном случае $n=80$).

Расчет величин СКО проводился по формулам (6) и (7)

$$s_x = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n (x_i - \bar{x})^2}{(n-1)}} \quad (6)$$

$$s_y = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n (y_i - \bar{y})^2}{(n-1)}} \quad (7)$$

Определив эмпирический коэффициент регрессии по формуле (8)

$$b_{y/x} = r \frac{s_y}{s_x}, \quad (8)$$

можно построить эмпирическую линию регрессии в виде прямой, отражающей зависимость РР от громкости голоса диктора для заданного отношения сигнал/шум:

$$y = \bar{y} + b_{y/x} (x - \bar{x}). \quad (9)$$

Описание эксперимента и его результаты

В качестве рабочего материала для записи речевых сигналов использовались артикуляционные таблицы фраз из стандарта [1]. Каждый из 42-х дикторов зачитывал по две таблицы из указанного стандарта в привычной для него манере, т.е. громкости голоса и скорости чтения. Зачитываемые таблицы содержали по 50 фраз и общее количество слов не менее двухсот в каждой таблице. Запись речи дикторов проводилась с помощью программы Sound Forge 9, позволяющей производить измерение параметров записываемого сигнала, а также накладывать шум на записываемый сигнал. Для облегчения восприятия фраз при непосредственном прослушивании, каждая запись речевого сигнала разбивалась маркером на отдельные фразы. Такая маркировка позволяла прослушивать каждую фразу несколько раз, что увеличивало точность оценки РР.

При анализе записанных речевых сигналов по громкости их звучания были выделены дикторы с тихими голосами, средний уровень звукового давления акустического сигнала у которых не превышал 65 дБ, и дикторы с громкими голосами, у которых средний уровень сигнала

был больше 68,1 дБ. Промежуточную группу составляли дикторы с голосом, средний уровень, которого лежал в пределах 65,1÷68,0 дБ.

При наложении шума определенного уровня на речевой сигнал разборчивость этого сигнала ухудшалась с увеличением уровня шума. Однако, поскольку интонация речи диктора менялась в процессе произнесения им фраз, происходило изменение соотношения сигнал/шум. В результате этого отдельные слова или фразы могли превышать уровень шума и быть слышанными при непосредственном прослушивании. Для исследования нами использовались следующие уровни отношения сигнал/шум: –6 дБ; –12 дБ; –14 дБ; –17 дБ и –20 дБ.

В процессе исследования была замечена зависимость РР от громкости голоса диктора и скорости чтения им артикуляционных таблиц. Громкость голоса диктора определялась суммарным уровнем речевого сигнала, измеренного в пяти октавных полосах, а скорость чтения – скоростью произношения диктором слов в секунду. Средние значения этих величин были соответственно равны: средний уровень речевого сигнала – 66,3 дБ, а скорость произношения – 1,66 сл./с.

Максимальный измеренный уровень громкости голоса диктора определялся средним уровнем речевого сигнала в 72,7 дБ, а минимальный уровень громкости голоса диктора в 58,5 дБ. Соответственно, скорость произношения слов была в пределах от 1,09 слов в секунду до 2,94 слов в секунду.

Расчитанные значения СКО для отношения сигнал/шум равное –12 дБ были соответственно равны: $s_x=3,62$; $s_y=26,5$, что позволило определить коэффициент корреляции равным $r_{xy} \cong 0,73$. Такая величина коэффициента корреляции указывает на существование достаточно сильной связи между суммарным уровнем речевого сигнала отдельного диктора и разборчивостью произносимой им речи.

Для оценки влияния на разборчивость речевых сигналов скорости произношения слов дикторами были проведены аналогичные расчеты. В результате были получены следующие статистические данные:

- СКО скорости произношения слов $S_x=0,33$;
- СКО разборчивости речи $S_y=26,5$;
- коэффициент корреляции $r_{xy}=-0,15$;
- эмпирический коэффициент регрессии $b_{x/y}=12$;
- эмпирическая линия регрессии $y=65-12x$.

Поскольку в данном случае коэффициент корреляции отрицательный – это показывает, что при меньшей скорости произношения обеспечивается большая РР дикторов. Но влияние громкости голоса превалирует.

Обобщенная линия регрессии, описываемая (6), была получена экспериментально для оценки разборчивости речи при отношении сигнал/шум –20 дБ. Она предоставляет возможность проводить расчетные оценки РР с учетом корреляционных зависимостей для громкости голоса, выраженных через уровень звукового давления x_1 и скорости произнесения речи x_2 :

$$y = (0,35x_1 - 3x_2 - 12) \pm s_y, \quad (10)$$

где x_1 – уровень звукового давления, характеризующий громкость голоса диктора, дБ_{ак}; x_2 – скорость произношения слов, слов в секунду; $\pm s_y$ – интервал оценки РР для отношения сигнал/шум –20 дБ, %.

Подстановка в (6) соответствующих значений переменных, определенных экспериментально для одного из дикторов, дает следующую оценку РР при условиях: соотношение сигнал/шум равно –20 дБ; $x_1=69,5$ дБ_{ак}; $x_2=1,46$ слов в секунду; $\pm s_y=4,7\%$; разборчивость речи лежит в интервале $y=(7,9 \pm 4,7)\% = 3,2 \div 12,6$.

Измеренное значение РР для этого же диктора при тех же условиях шумления составило 8,5%, что находится в указанном интервале.

Как можно видеть, использование выражений для обобщенных эмпирических линий регрессии позволяет существенно сократить трудоемкость расчетной оценки РР по сравнению с существующими методами.

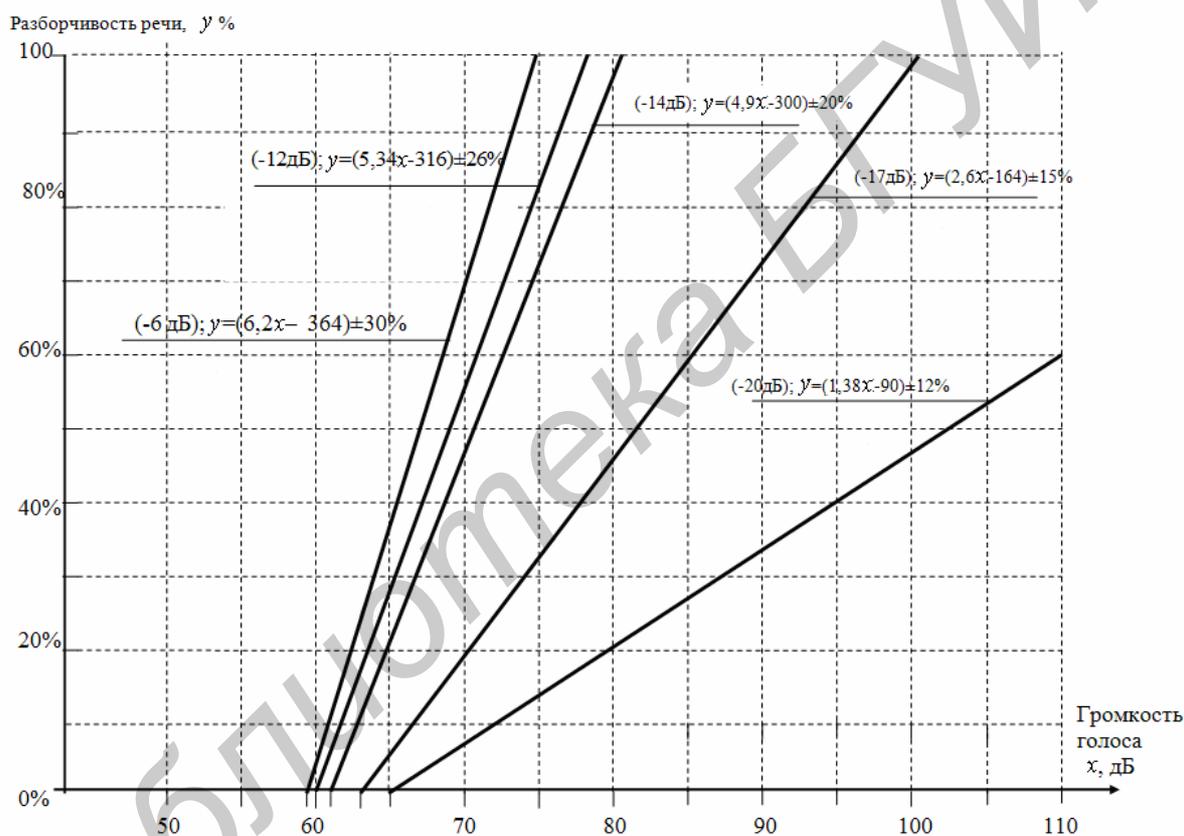
Оценка РР была проведена при условиях шумления речи, обеспечивающих уровни отношения сигнал/шум, изменяющихся в пределах от –6 дБ до –20 дБ. Суммарный уровень ре-

чего сигнала для различных дикторов изменялся от 55 до 73 дБ. В результате были получены выражения для линий регрессии, приведенные в таблице и позволяющие проводить расчетную оценку РР при допустимых уровнях погрешности таких расчетов.

Эмпирические линии регрессии для различных уровней сигнал/шум

Отношение сигнал/шум	Эмпирическая линия регрессии	Расчетная погрешность оценки РР
-6 дБ	$y=6,2x-364$	$\pm 30\%$
-12 дБ	$y=5,34x-316$	$\pm 26\%$
-14 дБ	$y=4,9x-300$	$\pm 20\%$
-17 дБ	$y=2,6x-164$	$\pm 15\%$
-20 дБ	$y=1,38x-90$	$\pm 12\%$

Эмпирические линии регрессии для указанных выше пределов отношения сигнал/шум приведены на рисунке. Как можно видеть из рисунка, чтобы превысить уровень шума для улучшения РР, необходимо усиливать звучание голоса с помощью усилительных устройств начиная с 75 дБ.



Зависимость разборчивости речи от силы голоса диктора при различных отношениях сигнал/шум (эмпирические линии регрессии)

Заключение

Использование корреляционного анализа позволило проводить более объективную оценку РР, маскируемой шумами речевых сигналов. Результатом такого анализа стало построение линий регрессии, позволяющих значительно упростить расчеты РР при заданном значении громкости голоса, а также определить допустимые уровни шумового сигнала.

EVALUATION OF SPEECH INTELLIGIBILITY IN THE PREMISES PROTECTED BY ACOUSTIC NOISE GENERATOR

H.V. DAVYDAU, D.M. KAVAN, Y.V. SHAMGIN

Abstract

The evaluation of the speech intelligibility in the premises protected by acoustic noise generator was performed by the correlation analysis method. The existence of dependence between the speech intelligibility and the signal power was proofed with a correlation coefficient over 0.7. The latter finding makes possible to suggest that these variables are linearly correlated, and construct the regression line, greatly simplifying the evaluation of speech intelligibility. The influence of speech temp on the speech intelligibility was investigated.

Список литературы

1. СТБ ГОСТ Р 50840-2000. Передача речи по трактам связи. Методы оценки качества, разборчивости и узнаваемости. Минск, 2000.
2. Сапожков М.А. Речевой сигнал в кибернетике и связи. Преобразование речи применительно к задачам техники связи и кибернетики. М., 1963.
3. Михайлов В.Г., Златоустова Л.В. Измерение параметров речи. М., 1987.
4. Покровский Н.Б. Расчет и измерение разборчивости речи. М., 1962.
5. Рашевский Я.И., Каргашин В.Л. // Специальная техника. 2002. №3–6.
6. Рашевский Я.И., Каргашин В.Л. // Специальная техника. 2003. №1.
7. Сапожков М.А. Звукофикация помещений: проектирование и расчет. М., 1979.

УДК 621.382

ОБЕСПЕЧЕНИЕ РАДИАЦИОННОЙ СТОЙКОСТИ АНАЛОГОВЫХ ИНТЕГРАЛЬНЫХ СХЕМ

О.В. ДВОРНИКОВ¹, В.А. ЧЕХОВСКИЙ², В.Л. ДЯТЛОВ¹, Ю.В. БОГАТЫРЕВ³,
С.Б. ЛАСТОВСКИЙ³

¹ОАО «МНИПИ»

Я. Коласа, 73, Минск, 220113, Беларусь

²Национальный научно-учебный центр физики частиц и высоких энергий Белгосуниверситета
М. Богдановича, 153, Минск, 220040, Беларусь

³Научно-практический центр НАН Беларуси по материаловедению
П. Бровка 19, Минск, 220072, Беларусь

Поступила в редакцию 31 января 2012

Рассмотрено влияние гамма-излучения Co^{60} на статические и динамические характеристики трансрезистивного усилителя и компаратора напряжения, реализованных на базовом матричном кристалле типа «АБМК 1-3» с учетом сформулированных правил проектирования радиационно-стойких аналоговых интегральных схем (ИС). При поглощенной дозе $D = 5$ Мрад входной ток компаратора возрос на 25%, остальные параметры ИС (коэффициент преобразования, длительность фронта нарастания и спада трансрезистивного усилителя, задержка переключения, длительность фронта нарастания и спада, выходной ток компаратора) изменились незначительно.

Ключевые слова: радиационная стойкость, гамма-излучение, аналоговые интегральные схемы, компаратор, трансрезистивный усилитель.

Введение

Одним из приоритетных направлений современной микроэлектроники является производство радиоэлектронных систем, малочувствительных к воздействию проникающей радиации.

Возможным способом реализации таких устройств может быть создание систем в корпусе (СвК), состоящих из нескольких полупроводниковых кристаллов с цифровыми и/или аналоговыми функциями, изготовленных по разным технологическим маршрутам, обеспечивающим наилучшее сочетание технических, экономических характеристик и радиационной стойкости. В этом случае аналоговые ИС целесообразно синтезировать на биполярных транзисторах (БТ) и полевых транзисторах с $p-n$ -переходом (ПТП), которые позволяют достичь высокого уровня статических параметров, низких шумов и небольших радиационных изменений основных характеристик.

Эффективному проектированию радиационно-стойких аналоговых ИС способствует применение ранее разработанного нами комплексного подхода [1–3], который в том числе включает:

- рекомендации по выбору интегральных элементов и режимов их работы;
- типовые схемотехнические решения аналоговых устройств;
- маршрут радиационных исследований, методики контроля работоспособности аналоговых ИС до, во время и после воздействия проникающей радиации.

Целью настоящей работы является экспериментальная апробация разработанных методов проектирования и исследований радиационно-стойких аналоговых ИС путем изучения влияния гамма-излучения Co^{60} на статические и динамические характеристики двух типовых схем: трансрезистивного усилителя и компаратора напряжения.

Исследуемые образцы и методика эксперимента

Для исследований выбраны микросхемы трансрезистивного усилителя Ampl-1.15 (рис. 1) и компаратора Comp-1.3 (рис. 2), реализованные на базовом матричном кристалле «АБМК 1-3» [2, 4].

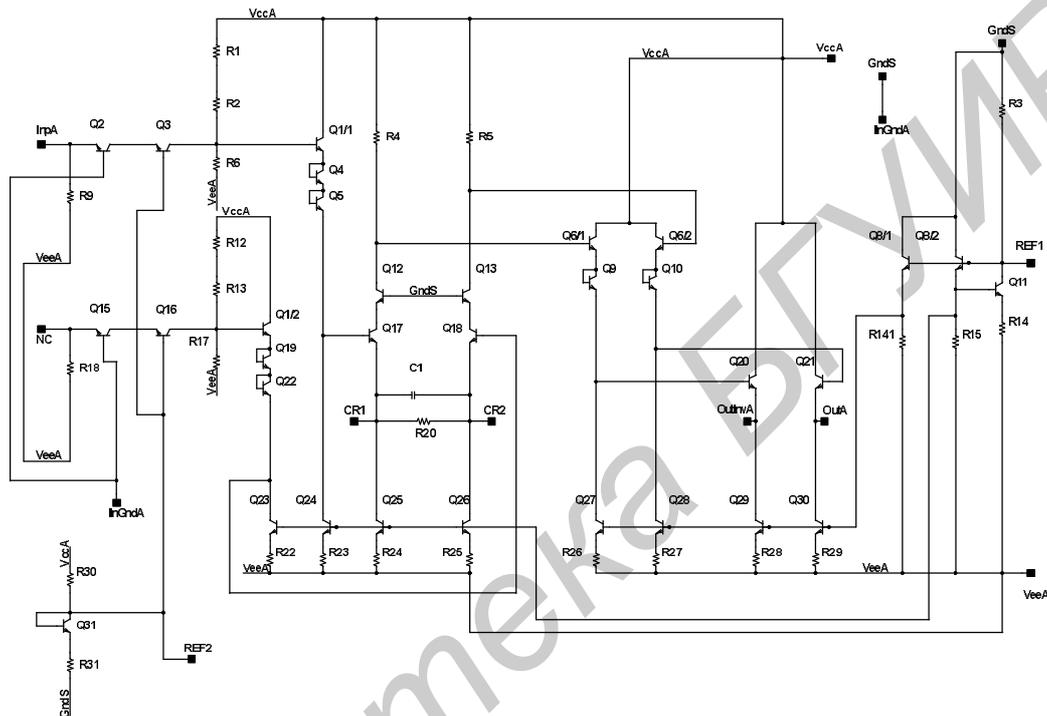


Рис. 1. Электрическая схема усилителя Ampl-1.15

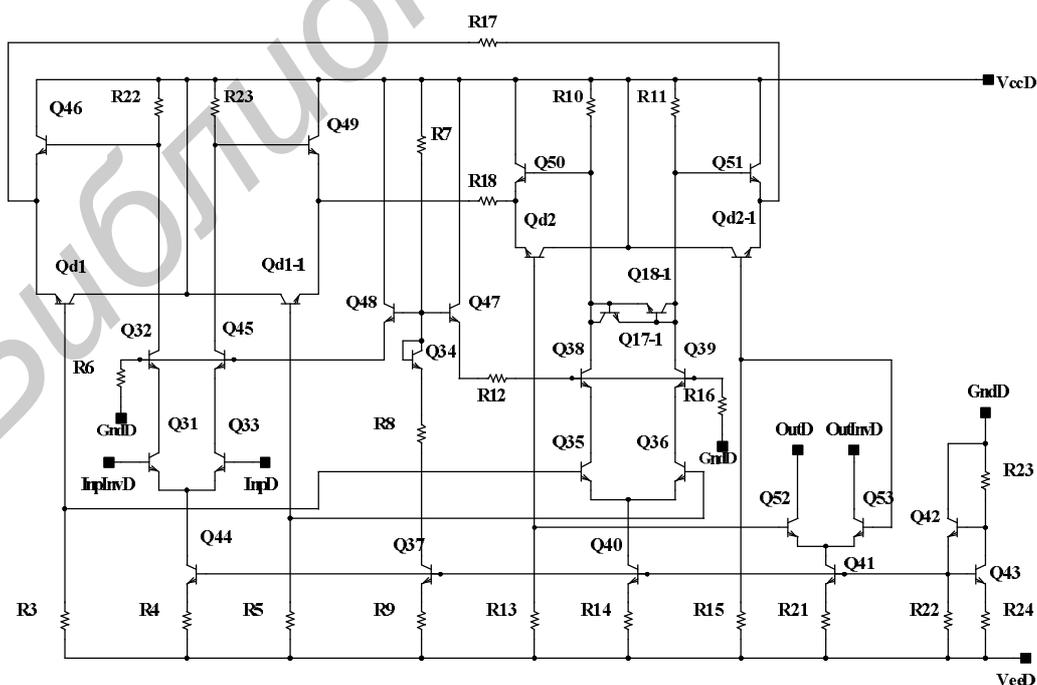


Рис. 2. Электрическая схема компаратора Comp-1.3

Электрические схемы на рис. 1, 2 выполнены в системе проектирования *OrCAD*, в соответствии с правилами которой одноименные узлы (например, V_{EEA} на рис. 1) соединены между собой.

Входной каскад усилителя *Ampl-1.15* (рис. 1) образован транзисторами с общей базой (ОБ) (Q_2, Q_3) и общим коллектором (ОК) ($Q_{1/1}$). Каскад с ОБ преобразует импульсы входного тока в напряжение с помощью резисторов R_1, R_2, R_6 . В качестве входного транзистора Q_2 применяется малощумящий *n-p-n*-транзистор, работающий при эмиттерном токе, равном 1 мА. Дифференциальный каскад (ДК) с каскодно включенными транзисторами (Q_{12}, Q_{17} и Q_{13}, Q_{18}) и резистивной нагрузкой обеспечивает необходимое усиление, а конденсатор в эмиттерных цепях укорачивает фронт выходного импульса. ДК соединен с выходом усилителя через эмиттерные повторители ($Q_{6/1}, Q_{6/2}$ и Q_{20}, Q_{21}) с диодами (Q_9, Q_{10}) для сдвига постоянного уровня напряжения. Выходные эмиттерные повторители (Q_{20}, Q_{21}) обеспечивают работоспособность *Ampl-1.15* при подключении внешней нагрузки величиной более 2 кОм. Для задания смещения ДК по постоянному напряжению применен источник опорного напряжения на транзисторах с ОБ (Q_{15}, Q_{16}) и ОК ($Q_{1/2}$), полностью идентичный входному каскаду.

Компаратор *Comp 1-3* состоит из трех дифференциальных каскадов, два из которых (Q_{31}, Q_{33} и Q_{35}, Q_{36}) с резистивной нагрузкой, а третий (Q_{52}, Q_{53}) с «открытым» коллектором. Дифференциальные каскады для уменьшения эффекта Миллера используют каскодное включение транзисторов, а именно: транзисторы $Q_{32}, Q_{45}, Q_{38}, Q_{39}$ включены с ОБ. Их базовый потенциал задает источник опорного напряжения $Q_{47}, Q_{48}, R_6, R_{12}, R_{16}$. Дифференциальные каскады соединены между собой через эмиттерные повторители $Q_{46}, Q_{49}, Q_{50}, Q_{51}$, которые одновременно сдвигают уровень постоянного напряжения с помощью стабилитронов, выполненных на обратно смещенных эмиттерных переходах транзисторов Q_{D1}, Q_{D2} . Рабочий режим транзисторов компаратора устанавливается многокаскадным «токовым зеркалом».

При разработке схем использованы следующие правила проектирования радиационно-стойких ИС [2]:

- обе ИС имеют дифференциальную структуру, причем выходной сигнал также снимается между двумя выводами (*OutA* и *OutInvA* для *Ampl-1.15*, *OutD* и *OutInvD* для *Comp 1-3*);
- исключено применение горизонтальных *p-n-p*-транзисторов;
- максимально увеличена плотность эмиттерного тока;
- резисторы сформированы на сильнолегированном полупроводниковом слое *p*-базы *n-p-n*-транзистора.

Обычно для уменьшения влияния на параметры ИС возрастающих при радиационном облучении базовых токов БТ вводят цепи компенсации [2, 5]. Однако в исследуемых ИС компенсация базовых токов умышленно не выполнена для выявления уровня радиационной стойкости наиболее простых схемотехнических решений.

Используемый маршрут радиационных исследований, поясняющий цикл измерений/испытаний, и блок-схема установки для измерений во время облучения и регистрации одиночных событий подробно рассмотрены в [3]. Следует отметить, что: ИС при облучении находились в электрическом режиме; установка для измерений и методика регистрации одиночных событий позволяла отдельно зафиксировать кратковременные сбои и «зашелкивания» в ИС; облучение образцов гамма-квантами Co^{60} проводилось на установке «Исследователь» [6] при температуре около 300 К; суммарная поглощенная доза после сеансов облучения составляла 0,1; 0,3; 0,5; 1,0; 3,0; 5,0 Мрад.

Экспериментальные результаты и их обсуждение

Одновременно с аналоговыми ИС изучалось влияние гамма-излучения на параметры тестовых транзисторов, изготовленных по тому же технологическому маршруту. Установлено, что при поглощенной дозе до 5,345 Мрад изменение ряда параметров *n-p-n*-транзисторов мало:

- выходного малосигнального сопротивления, напряжения пробоя, сопротивления полупроводниковых областей – менее 2 %;
- напряжения на прямосмещенном эмиттерном переходе – менее 3 мВ.

Кроме того, максимум зависимости статического коэффициента передачи тока в схеме с общим эмиттером (β) от коллекторного тока (I_C) *n-p-n*-транзисторов уменьшается до 30 % и

сдвигается в область больших коллекторных токов при $D < 0,845$ Мрад, а при поглощенной дозе, ориентировочно превышающей 0,845 Мрад, максимум β $n-p-n$ -транзисторов изменяется слабо.

Порядок контроля параметров ИС до и после гамма-облучения и основные результаты измерений приведены в таблице и на рис. 3–8.

Порядок контроля параметров аналоговых ИС при радиационных исследованиях

Измеряемые параметры	В ходе облучения	До и после облучения
Для усилителей		
Ток потребления по источникам напряжения питания	+	+
Форма выходного сигнала	+	+
Выходное напряжение при отсутствии входного сигнала	+	+
Амплитуда выходного напряжения	+	+
Коэффициент преобразования	+	+
Длительность фронта нарастания и спада выходного сигнала	–	+
Для компараторов		
Ток потребления по источникам напряжения питания	–	+
Входной ток	–	+
Амплитуда выходного сигнала	+	+
Задержка переключения в зависимости от: синфазного входного сигнала превышения порога	– –	+ +
Длительность фронта нарастания и спада сигнала в зависимости от: синфазного входного сигнала превышения порога	– –	+ +
Длительность выходного импульса в зависимости от: синфазного входного сигнала превышения порога	– –	+ +
Скважность выходного сигнала при входном синусоидальном напряжении и фиксированном пороге	+	–

Анализ результатов выполненных измерений позволяет утверждать следующее.

1. Максимальная амплитуда выходного напряжения Ampl-1.15 (рис. 3) уменьшается для неинвертирующего выхода на 20%, а для инвертирующего выхода – на 13% при поглощенной дозе 5 Мрад.

2. Выходное напряжение Ampl-1.15 при отсутствии входного сигнала увеличилось для неинвертирующего выхода на 15%, а для инвертирующего выхода – на 12% при поглощенной дозе 5 Мрад.

3. Изменение коэффициента преобразования ИС Ampl-1.15 (рис. 3) не превышает 4 % в диапазоне поглощенных доз до 5 Мрад для входного сигнала как положительной, так и отрицательной полярности в линейной области передаточной характеристики (абсолютное значение входного тока менее 30 мкА).

4. Длительность фронта ИС Ampl-1.15 для инвертирующего (рис. 4) и неинвертирующего (рис. 5) выхода слабо изменилась в диапазоне входных токов от 50 до 200 мкА для поглощенной дозы 5 Мрад.

5. Входной ток компаратора возрастает до 25 % при увеличении поглощенной дозы до 5 Мрад.

6. Выходной ток компаратора уменьшается до 7 % при увеличении поглощенной дозы до 5 Мрад.

7. Задержка переключения компаратора по дифференциальному сигналу (рис. 6), длительность фронта нарастания (рис. 7) и спада (рис. 8) практически не зависят от поглощенной дозы при разном входном синфазном напряжении и превышении порога.

С нашей точки зрения, изменение характеристик аналоговых ИС, указанное в пп. 1, 2, 6, вызвано уменьшением выходного тока источников тока в Ampl-1.15 и Comp 1-3 из-за спада коэффициента передачи тока в схеме с общей базой ($\alpha = I_C/I_E$). Такое изменение режимного тока не приводит к «критическому» изменению параметров аналоговых устройств и может быть устранено внешней подстройкой, например, подключением резистора между выводами REF1 и

GndS для Ampl-1.15 (рис. 1). Разная величина радиационного изменения параметров для выходов Ampl-1.15 (пп. 1, 2) обусловлена тем, что из-за неидентичности интегральных элементов выходное напряжение Ampl-1.15 при отсутствии входного сигнала для инвертирующего и неинвертирующего выходов различно, и при гамма-облучении плечи дифференциального каскада работают при отличающемся коллекторном токе.

Для устранения радиационного изменения входного тока (п. 5) компаратора рекомендуется применение схем компенсации базовых токов БТ.

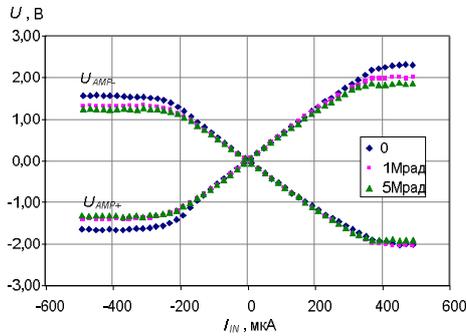


Рис. 3. Зависимость амплитуды выходного напряжения на неинвертирующем (U_{AMP+}) и инвертирующем (U_{AMP-}) выходе ИС Ampl-1.15 от входного тока (I_{IN}) при различной величине поглощенной дозы

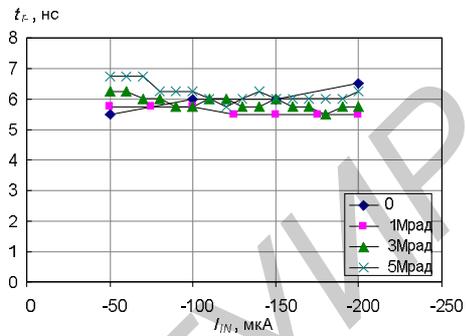


Рис. 4. Длительность фронта нарастания сигнала на инвертирующем выходе (t_r) ИС Ampl-1.15 в зависимости от входного тока (I_{IN}) при различной величине поглощенной дозы

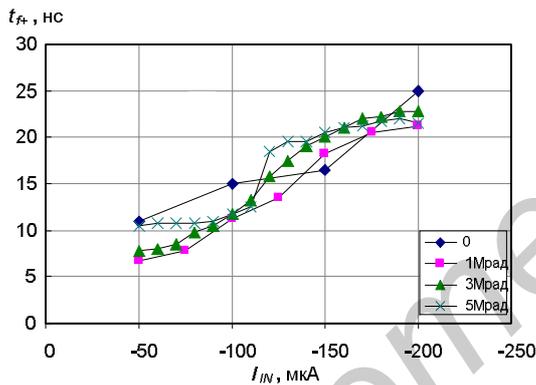


Рис. 5. Длительность фронта спада сигнала на неинвертирующем выходе (t_{f+}) ИС Ampl-1.15 в зависимости от входного тока (I_{IN}) при различной величине поглощенной дозы

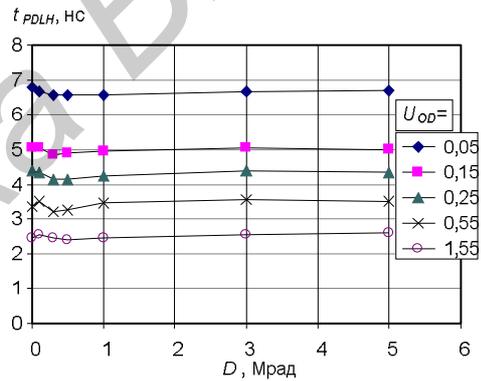


Рис. 6. Зависимость задержки переключения Comp 1-3 по дифференциальному сигналу (t_{PDLH}) от поглощенной дозы при различном превышении порога U_{OD}

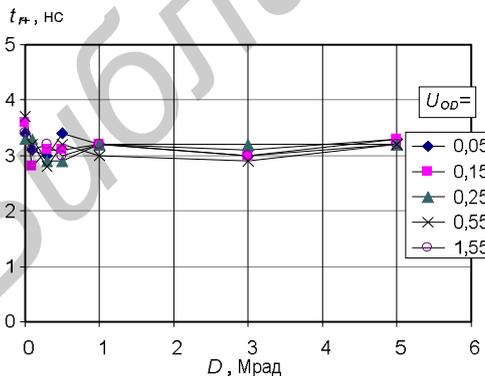


Рис. 7. Зависимость длительности фронта нарастания сигнала (t_{r+}) на неинвертирующем выходе Comp 1-3 от поглощенной дозы при различном превышении порога U_{OD}

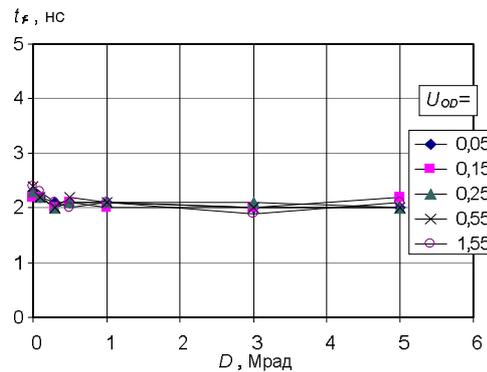


Рис. 8. Зависимость длительности фронта спада сигнала (t_{f-}) на инвертирующем выходе Comp 1-3 от поглощенной дозы при различном превышении порога U_{OD}

Заключение

Исследовано радиационное изменение статических и динамических характеристик трансрезистивного усилителя и компаратора при воздействии гамма-облучения с суммарной поглощенной дозой до 5 Мрад.

Установлено, что гамма-излучение Co^{60} заметно влияет только на входной ток компаратора, который возрастает до 25 % при увеличении поглощенной дозы до 5 Мрад. Остальные параметры ИС (коэффициент преобразования, длительность фронта нарастания и спада трансрезистивного усилителя, задержка переключения, длительность фронта нарастания и спада, выходной ток компаратора) изменились незначительно.

Таким образом, использование при проектировании биполярных аналоговых ИС базового матричного кристалла «АБМК 1-3» и сформулированных правил, а именно:

- применение дифференциальной структуры ИС,
- исключение горизонтальных *p-n-p*-транзисторов,
- максимальное увеличение плотности эмиттерного тока,
- формирование резисторов на сильнолегированных полупроводниковых слоях, - позволяет создавать ИС, малочувствительные к воздействию гамма-излучения.

RADIATION HARDNESS ENSURING OF ANALOG INTEGRATED CIRCUITS

O.V. DVORNIKOV, V.A. TCHEKHOVSKI, V.L. DIATLOV, YU.V. BOGATYREV,
S.B. LASTOVSKI

Abstract

Influence of gamma radiation Co^{60} on static and dynamic characteristics of the transresistance amplifier and the comparator realized on the master slice array «АБМК 1-3» is considered taking into account formulated design rule. At absorbed dose $D = 5$ Mrad the comparator input current has increased on 25 %, other IC parameters (gain, impulse response of the transresistance amplifier, propagation delay, transition time, output current of the comparator) have changed slightly.

Список литературы

1. Дворников О.В., Гришков В.Н. // Проблемы разработки перспективных микро- и нанoeлектронных систем. 2010. С. 301–306.
2. Дворников О.В. // Проблемы разработки перспективных микро- и нанoeлектронных систем. 2010. С. 283–288.
3. Дворников О.В., Чеховский В.А. // Проблемы разработки перспективных микро- и нанoeлектронных систем. 2010. С. 289–294.
4. Дворников О.В., Батурицкий М.А., Чеховский В.А. // Материалы 3-ей Международной научно-технической конференции «Приборостроение-2010». Минск, 10–12 ноября 2010 г. Минск, 2010. С. 51–52.
5. Дворников О.В., Прокопенко Н.Н. // Материалы 2-ой Международной научно-технической конференции «Приборостроение-2009». Минск, 11–13 ноября 2009 г. Минск, 2009. С. 52–53.
6. Радиационный центр ГНПО «НПЦ НАН Беларуси по материаловедению». Минск, 2008.

УДК 004.722

ОПТИМАЛЬНАЯ МАРШРУТИЗАЦИЯ ИНФОРМАЦИОННЫХ ПОТОКОВ С УЧЕТОМ ПАРАМЕТРОВ QOS

Н.И. ЛИСТОПАД, И.О. ВЕЛИЧКЕВИЧ

Главный информационно-аналитический центр Министерства образования Республики Беларусь
Захарова, 59, Минск, 220088, Беларусь

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

Поступила в редакцию 14 февраля 2012

Приведена классификация трафика в IP-сетях. Сформулирована проблема передачи трафика с учетом параметров качества обслуживания. Рассмотрены алгоритмы максимизации потока и минимизации стоимости. Модифицирован алгоритм из задачи о "Максимальном потоке минимальной стоимости" так, чтобы при выборе пути учитывалась не только стоимость, но и задержка. Произведена реализация данного алгоритма на языке Java. Написана программа для проверки работы алгоритма с возможностью моделирования характеристик сети.

Ключевые слова: обеспечение качества обслуживания, сети с коммутацией пакетов, трафик, максимальный поток, пропускная способность.

Введение

Обеспечение качества обслуживания (QoS) – одно из важнейших требований, предъявляемых к сетям с коммутацией пакетов современными мультимедийными приложениями, системами дистанционного обучения и т.д.

Методы обеспечения качества обслуживания фокусируют внимание на влиянии очередей в коммуникационных устройствах при передаче трафика. В них используются различные алгоритмы управления очередями, резервирования и обратной связи, позволяющие снизить негативное влияние очередей до приемлемого для пользователей уровня.

Очереди являются неотъемлемым атрибутом сетей с коммутацией пакетов. Сам принцип работы таких сетей подразумевает наличие буфера у каждого входного и выходного интерфейсов коммутатора пакетов. Буферизация пакетов во время перегрузок представляет собой основной механизм поддержания пульсирующего трафика, обеспечивающий высокую производительность сетей этого типа. С другой стороны, очереди означают неопределенную задержку при передаче пакетов через сеть, а это главный источник проблем для чувствительного к задержкам трафика. Поэтому провайдерам необходимы средства обеспечения компромисса между стремлением предельно загрузить свою сеть и выполнением требований QoS.

Классификация трафика в сетях телекоммуникаций

Современная тенденция конвергенции сетей различных типов привела к необходимости передачи сетью всех видов трафика, а не только традиционного для компьютерных сетей трафика приложений доступа к файлам и электронной почты.

Характеристики QoS особенно важны в том случае, когда сеть передает одновременно трафик разного типа, например, трафик веб-приложений и голосовой трафик. Это связано с тем, что различные типы трафика предъявляют разные требования к характеристикам QoS. До-

биться одновременного соблюдения всех характеристик QoS для всех видов трафика очень сложно. Поэтому обычно используют следующий подход [1–2]: классифицируют все виды трафика, существующие в сети, относя каждый из них к одному из распространенных типовых видов трафика, а затем добиваются одновременного выполнения определенного подмножества из набора требований QoS для этих типов трафика.

К настоящему времени проделана определенная работа по классификации трафика приложений. В качестве основных критериев классификации были приняты три характеристики трафика:

- 1) относительная предсказуемость скорости передачи данных;
- 2) чувствительность трафика к задержкам пакетов;
- 3) чувствительность к вариациям задержки;
- 4) чувствительность трафика к потерям и искажениям пакетов.

Перечисленные характеристики описаны в [3], подробнее рассмотрим чувствительность трафика к задержкам пакетов. Далее перечислены основные типы приложений в порядке уменьшения чувствительности к задержкам пакетов.

1. Трафик реального времени включает в себя аудио- и видеoinформацию, критичную к задержкам при передаче. Допустимые значения задержек обычно не превышают 0,1 с. Кроме того, задержка должна иметь малые флуктуации (jitter).

2. Трафик транзакций. При передаче этого вида трафика задержки не должны превышать 1с. В противном случае пользователи будут вынуждены прерывать работу и ждать ответа на свои сообщения, потому что только после получения ответа они могут продолжить отправлять свои данные. В некоторых случаях превышение допустимого времени задержек приводит к сбою рабочей сессии.

3. Трафик данных. Задержки при передаче трафика этой категории могут иметь практически любые значения и достигать даже нескольких секунд. Для такого трафика полоса пропускания более важна, чем время задержек: увеличение пропускной способности сети влечет за собой уменьшение времени передачи. Приложения, передающие большие объемы данных, разработаны, в основном, так, что захватывают всю доступную полосу пропускания сети.

Основные типы приложений и требования к ним с точки зрения обеспечения QoS представлены в таблице.

Требования по обеспечению QoS к основным типам приложений

Приложение	Надежность	Задержка	Флуктуация	Пропускная способность
Электронная почта	Высокая	Низкая	Слабые	Низкая
Передача файлов	Высокая	Низкая	Слабые	Средняя
Веб-доступ	Высокая	Средняя	Слабые	Средняя
Удаленный доступ	Высокая	Средняя	Средние	Низкая
Аудио по заказу	Низкая	Низкая	Сильные	Средняя
Видео по заказу	Низкая	Низкая	Сильные	Высокая
Телефония	Низкая	Высокая	Сильные	Низкая
Видеоконференции	Низкая	Высокая	Сильные	Высокая

Описание проблемы и обзор существующих алгоритмов

В [4] был предложен QoS-протокол передачи трафика с учетом параметров качества обслуживания. Суть предложенного протокола в следующем. В состав кадра в интеллектуальном узле соответствующего маршрутизатора будет добавляться информация о максимально допустимой задержке, вероятности потери пакета, джиттере, скорости, которую необходимо обеспечить при передаче пакета.

Однако при всей актуальности сформулированной проблемы в [4] не были предложены методы реализации (не существует ни программных, ни аппаратных средств, которые могли бы использовать предложенный QoS протокол) предложенного протокола.

С учетом вышеизложенного актуальной является задача разработки методов и алгоритмов маршрутизации, обеспечивающих предельную загрузку сети и учитывающих заданные параметры QoS при минимальной стоимости.

Описанная выше задача является расширением известной задачи «О максимальном потоке» [5] и заключается в нахождении такого потока по транспортной сети, что сумма потоков из истока, или, что то же самое, сумма потоков в сток максимальна. Решение может быть найдено несколькими методами. Это метод линейного программирования, а также методы, базирующиеся на алгоритме Форда-Фалкерсона и алгоритме Эдмондса-Карпа [5]. Однако полученные решения вышеназванными методами позволяют лишь максимально загрузить сеть, при этом такой важный параметр, как стоимость ребер, никак не учитывается.

Существует также задача «О потоке минимальной стоимости» и состоит в нахождении самого дешевого способа передачи определенного количества потока информации через транспортную сеть. Ее также можно решить методом линейного программирования, а также с использованием алгоритма Беллмана-Форда [5].

Симбиозом этих двух задач является задача «О максимальном потоке минимальной стоимости». В этой задаче находится не только максимальный поток, но и поток, проходящий по самым «дешевым» с точки зрения веса путям. В результате мы получаем максимизацию по одной функции (максимальный поток) и минимизацию по второй (стоимость). Это достигается следующим образом – стоимости двух потоков сравниваются только при равных значениях пропускных способностей. Иначе поток с большей пропускной способностью считается лучше, вне зависимости от его стоимости.

Однако данный алгоритм не учитывает параметров QoS каналов связи, представленных в виде ребер. Таким образом, решение описанной выше задачи с учетом требований QoS является одним из вариантов реализации протокола, предложенного в [4].

Постановка и решение задачи

Пусть дана произвольная сеть $G(V, E)$ с источником $s \in V$ и стоком $t \in V$, где ребра $(u, v) \in E$ имеют пропускную способность $c(u, v)$, по которым передается поток – $f(u, v)$. Стоимость пересылки единицы потока между u и v обозначим через $a(u, v)$ и задержку – через $d(u, v)$. Таким образом, стоимость пересылки всего потока $f(u, v)$ будет равна $f(u, v) a(u, v)$.

Цель исследования состоит в определении подграфа $G'=(V', E')$ графа $G(V, E)$, который обеспечивал бы маршрутизацию трафика и обладал бы минимальной стоимостью ребер при следующих ограничениях:

- поток не может превысить пропускную способность – ограничение пропускной способности:

$$f(u, v) \leq c(u, v);$$

- анти симметричность – поток из u в v должен быть противоположным потоку из v в u :

$$f(u, v) = - f(v, u);$$

- сохранение потока:

$$\sum_{w \in V} f(u, w) = 0$$

для всех $u \in V$, кроме источника и стока.

При поиске подграфа должны быть учтены следующие требования:

- поток по сети является максимальным для данного графа G'

$$\sum_{u', v' \in V'} f(u', v') \rightarrow \max;$$

- максимальная задержка при передаче в G' должна быть минимальной:

$$\max(d(P_1), \dots, d(P_n)) \rightarrow \min; P \in G',$$

где n – количество выбранных путей P подграфа G' , $d(P_n)$ – задержка передачи потока по пути P_n ;

- стоимость потока стремится к минимальной:

$$\sum_{u,v \in V} f(u,v)a(u,v) \rightarrow \min.$$

Для решения поставленной задачи модифицируем алгоритм из задачи «О максимальном потоке минимальной стоимости» так, чтобы при выборе пути учитывалась не только стоимость, но и задержка. Для этого нужно изменить проверку весов дуг в алгоритме Беламана-Форда. Одна из его ключевых особенностей заключается в том, что он способен работать на графах, где вес ребер может быть задан отрицательным числом. Алгоритм может обнаруживать побочное явление таких графов – циклы отрицательной величины.

Предлагаемый алгоритм состоит в следующем. Начиная с некоторой вершины, просматриваем по «доступным» ребрам соседние вершины, и пытаемся улучшить их параметры, т.е. минимизировать задержку и стоимость между рассматриваемыми вершинами. Этот процесс будем называть «релаксацией» [6]. Если найдены такие вершины, то обновляются расстояния до них и заносятся в очередь изменения графа G' . В алгоритме предусматривается возможность просмотра одной и той же вершины несколько раз.

В процессе работы алгоритма могут формироваться «отрицательные циклы», по которым можно бесконечно двигаться, уменьшая вес дуг. Поэтому «радиус осмотра» вершин ограничим числом N (числом самих вершин). Этого будет достаточно для того, чтобы гарантированно просчитать минимальный вес любой дуги, а главное, алгоритм в любом случае завершится.

Необходимые изменения для подсчета весов дуг представлены на рис. 1.

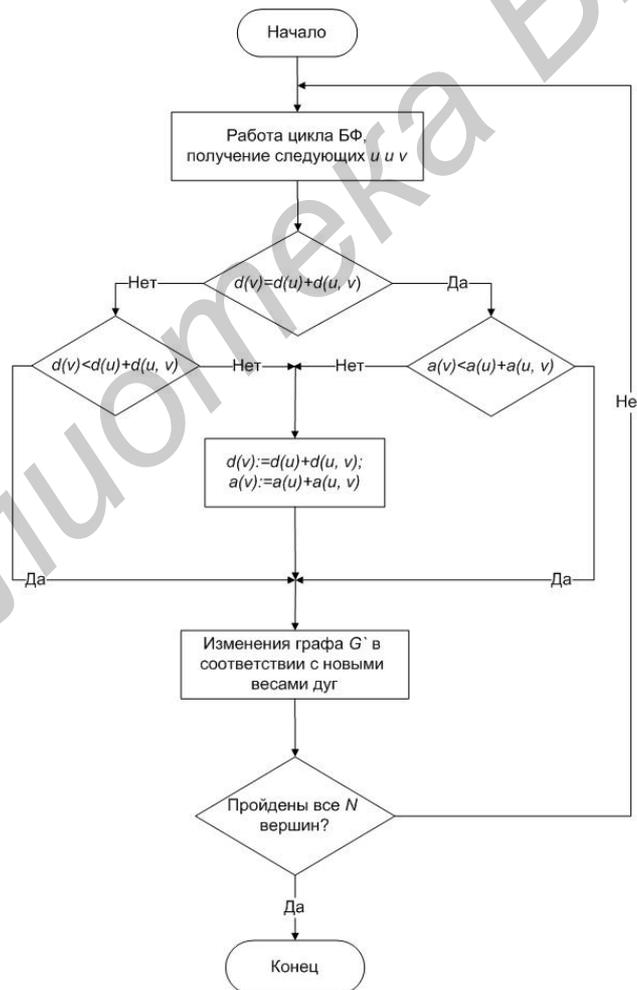


Рис. 1. Изменения в алгоритме Белмана-Форда для учета двух весов дуг

Моделирование

Для моделирования работы алгоритма произведем его реализацию на языке Java.

Возьмем произвольный граф, имитирующий сеть телекоммуникаций и представленный на рис. 2. На каждом его ребре обозначены слева направо: пропускная способность, стоимость, задержка. Рассчитаем поток из v_0 в v_{15} . В результате получаем: максимальный поток, который может пройти через граф из v_0 в v_{15} , равен 15, стоимость потока – 350, задержка – 12. Оптимальными были выбраны 3 пути:

- 1) (0;2)(2;3)(3;8)(8;10)(10;13)(13;15); поток – 5, стоимость – 170, задержка – 12,
- 2) (0;4)(4;5)(5;6)(6;14)(14;15); поток – 5, стоимость – 100, задержка – 11,
- 3) (0;4)(4;6)(6;8)(8;14)(14;15); поток – 5, стоимость – 80, задержка – 10.

Из полученных результатов видно, что ребра с высокими значениями задержки и стоимости были проигнорированы, а поток направлен по альтернативным ребрам с меньшими весами.

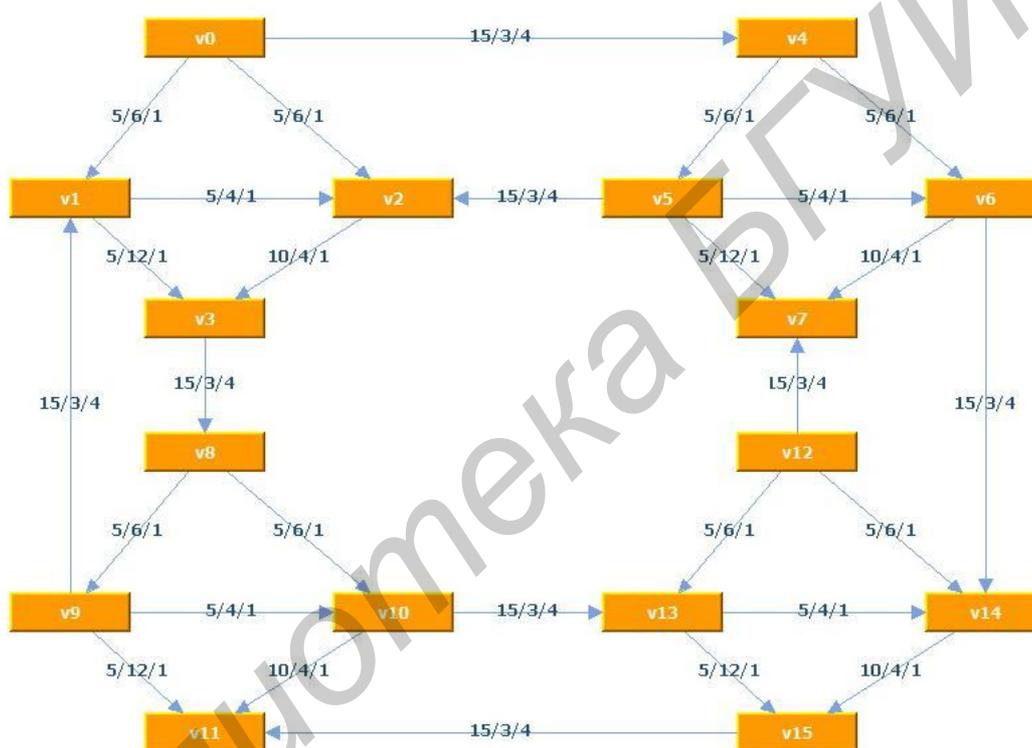


Рис. 2. Произвольный граф для тестирования

Заключение

Была поставлена задача разработки методов и алгоритмов маршрутизации, обеспечивающих предельную загрузку сети и учитывающих заданные параметры QoS при минимальной стоимости, что является одним из вариантов реализации протокола, предложенного в [4]. Решение данной задачи можно описать как определение подграфа $G'=(V', E')$ графа $G(V, E)$, который обеспечивал бы маршрутизацию трафика и обладал бы минимальной стоимостью ребер при заданных ограничениях. Для решения поставленной задачи был модифицирован алгоритм из задачи «О максимальном потоке минимальной стоимости» так, чтобы при выборе пути учитывалась не только стоимость, но и задержка. Была произведена реализация данного алгоритма на языке Java. Также была написана программа для проверки работы алгоритма с возможностью моделирования характеристик сети. Из результатов моделирования видно, что ребра с высокими значениями задержки и стоимости были проигнорированы, а поток направлен по альтернативным ребрам с меньшими весами. Это значит, что алгоритм при расчете максимального

потока минимальной стоимости учитывает задержку при передаче пакетов, что является решением поставленной задачи.

Результаты данного исследования могут быть использованы для практического выбора оптимальных маршрутов (оптимальной маршрутизации) в сетях телекоммуникаций при обеспечении одновременных требований минимальной стоимости и минимальной задержки единицы передаваемой информации.

OPTIMAL ROUTING INFORMATION FLOWS WITHIN THE PARAMETERS OF QOS

N.I. LISTOPAD, I.O. VELICHKEVICH

Abstract

A classification of traffic in IP-based networks is described. The problem of traffic within the parameters of quality of service is formulated. The algorithms to maximize flow and minimize cost are reviewed. The algorithm of the problem of the «maximum minimum cost flow» is modified so that would be taken into account when choosing a path not only cost, but also the delay. Implementation of this algorithm in Java is developed. The program to test the algorithm with the ability to model the characteristics of the network is written.

Список литературы

1. *Копачев А.Г.* // Информатизация образования. 2004. №4. С. 69–74.
2. Cisco IOS Technologies. [Электронный ресурс] Режим доступа: http://www.cisco.com/en/US/technologies/tk543/tk766/technologies_white_paper09186a00800a3e2f_ps6610_Products_White_Paper.html.
3. *Листопад Н.И., Величкевич И.О.* // Вестник связи. 2009. №2. С. 17–23.
4. *Трухан А.В.* // Информатизация образования. 2007. №2. С. 65–71
5. *Кормен Т.* Алгоритмы. Построение и анализ. Москва, 2005.

УДК 621.396.1.001.24

СИНТЕЗ УСТРОЙСТВА ОБРАБОТКИ ПРОСТРАНСТВЕННО-ВРЕМЕННОГО КОГЕРЕНТНО-ИМПУЛЬСНОГО ФЛУКТУИРУЮЩЕГО СИГНАЛА НА ФОНЕ КОРРЕЛИРОВАННЫХ ПАССИВНЫХ ПОМЕХ

Ю.В. ГРИДНЕВ, В.А. ПАЛЬЦЕВ

Физико-технический институт НАН РБ
Купревича, 10, Минск, 220141, Беларусь

Военная академия Республики Беларусь
Минск-57, 220057, Беларусь

Поступила в редакцию 14 февраля 2012

Произведен синтез оптимальной структуры системы пространственно-временной обработки сигнала цели на радиолокационном фоне. Определены структуры пространственно-временных фильтров компенсации коррелированных пассивных помех и когерентного накопления импульсных сигналов.

Ключевые слова: пространственно-временной фильтр, корреляционная матрица.

Введение

В радиолокационных станциях (РЛС) с большой апертурой антенны информация о целях и помехах содержится в отраженном пространственно-временном (ПВ) сигнале [1–3]. В статье рассматривается когерентно-импульсная (КИ) РЛС с адаптивной M -элементной антенной решеткой (ААР) и адаптивным приемником, в которой происходит обнаружение по пространству и времени флукутирующего ПВ КИ сигнала цели в виде пакета из L импульсов на фоне коррелированных помех. РЛС данного типа включает последовательно соединенную антенну в виде эквидистанционной линейной ААР с шагом d и приемное устройство с временным автокомпенсатором пассивных помех (ВАК) и временным автокогерентным накопителем (ВАКН) полезного сигнала (см. рис. 1) [4].

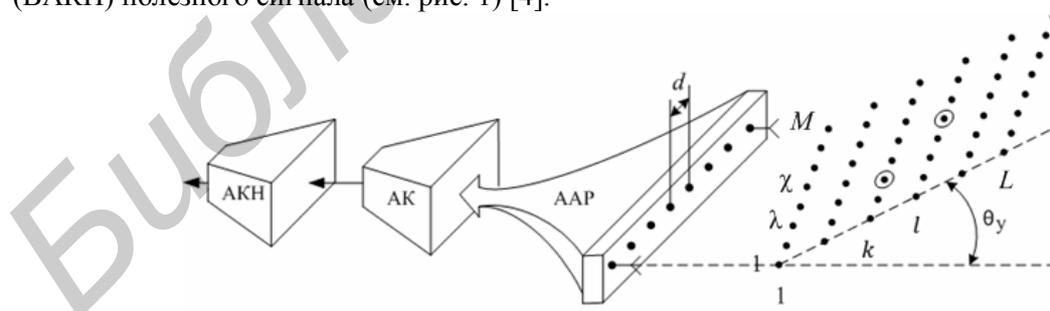


Рис. 1. Пространственно-временная система обработки сигнала

Модель отраженного сигнала цели и помехи можно представить в виде ПВ случайных процессов, которые описываются комплексными функциями со случайной амплитудой и неслучайной фазой [2, 5, 6]. Корректное построение теории оптимальной обработки данного вида сигнала, с учетом его внутриимпульсной модуляции, требует привлечения сложного математического аппарата. Однако эту задачу можно упростить, если в модели отраженного сигнала будем учитывать только междупериодные и междуканальные свойства комплексных огибающих

в виде дискретных значений корреляционных функций с индексами kl по времени и с индексами $\chi\lambda$ по направлению прихода сигнала (рис. 1).

Синтез оптимальной структуры системы ПВ обработки сигнала цели на радиолокационном фоне

Учитывая сказанное выше, модель импульсного комплексного сигнала на входе системы обработки можно представить в виде суммы полезного сигнала цели $\dot{x}_{k\lambda}$ и фона $\dot{f}_{k\lambda}$ в ПВ записи с индексами $k\lambda$

$$\dot{y}_{k\lambda} = x_{k\lambda} e^{j\vartheta_{k\lambda}} + f_{k\lambda} e^{j\psi_{k\lambda}},$$

где $x_{k\lambda}$, $f_{k\lambda}$ – случайные амплитуды ПВ $k\lambda$ импульса цели и фона; $\vartheta_{k\lambda}$, $\psi_{k\lambda}$ – регулярные фазы ПВ $k\lambda$ импульса цели и фона.

Доплеровский набег фазы по дальности отраженного сигнала цели и помехи за период повторения определяется по формуле $\Delta\vartheta_d = \Omega_{dc} T_n$, $\Delta\psi_d = \Omega_{dp} T_n$. Междуканальный набег фазы

по углу отраженного сигнала цели и помехи определяется $\Delta\vartheta_y = \Omega_y T_y = \left[\omega_0 \cdot \cos\theta_y \int \frac{v}{D} dt \right] \cdot T_y$,

где $T_y = \frac{d}{c}$ – междуканальный период обработки сигнала.

Если нормированная корреляционная функция амплитудных флуктуаций по времени отраженного сигнала цели является экспоненциальной, то ее дискретные значения междупериодной корреляционной функции с учетом фазового набега определяются через индексы kl согласно выражения $R_{kl}^x = \overline{x_k x_l^*} = 2\sigma_x^2 r^{|k-l|} e^{j|k-l|\Delta\vartheta_d}$ и формируют корреляционную матрицу сигнала по времени $\|R_{kl}^x\|$ [5]. Дискретные значения междуканальной корреляционной функции определяются через индексы $\chi\lambda$ согласно выражения $R_{\chi\lambda}^x = \overline{x_\chi x_\lambda^*} = 2\sigma_x^2 r^{|\chi-\lambda|} e^{j|\chi-\lambda|\Delta\vartheta_y}$ и формируют корреляционную матрицу по углу $\|R_{\chi\lambda}^x\|$.

Дискретные значения междупериодной корреляционной функции ПВ КИ сигнала фона (помехи) также определяются через индексы kl согласно выражения $R_{kl}^f = \overline{f_k f_l^*} = 2\sigma_f^2 r^{|k-l|} e^{j|k-l|\Delta\psi_d}$ и формируют матрицу $\|R_{kl}^f\|$, а дискретные значения междуканальной корреляционной функции определяются через индексы $\chi\lambda$ согласно выражения $R_{\chi\lambda}^f = \overline{f_\chi f_\lambda^*} = 2\sigma_f^2 r^{|\chi-\lambda|} e^{j|\chi-\lambda|\Delta\psi_y}$ и формируют матрицу $\|R_{\chi\lambda}^f\|$.

Единая ПВ-обработка сигнала цели на радиолокационном фоне требует единой записи корреляционной функции сигнала по времени (междупериодной корреляции), по углу (междуканальной корреляции) и по углу-времени (междупериодной и междуканальной корреляции) в виде статистического усреднения флуктуирующих комплексных огибающих сигнала по четырем индексам $kl\chi\lambda$ [7]:

$$R_{k\chi l\lambda}^x = \overline{x_{k\chi} x_{l\lambda}^*} = \overline{x_k x_l^* x_\chi x_\lambda^*} = \overline{x_k x_l^*} \cdot \overline{x_\chi x_\lambda^*} + \left(\overline{x_k x_\lambda^*} \right)^2 = R_{kl}^x \cdot R_{\chi\lambda}^x + \left(R_{k\lambda}^x \right)^2, \quad (1)$$

где $R_{k\lambda}^x = \overline{x_k x_\lambda^*} = 2\sigma_x^2 r^{|k-\lambda|} e^{j|k-\lambda|\Delta\vartheta_d}$ – дискретные значения междупериодной и междуканальной корреляционной функции.

Соответственно, дискретные значения междупериодной и междуканальной корреляционной функции сигнала цели согласно выражения (1) определяют единую ПВ-матрицу сигнала цели:

$$\|R_{kl\chi\lambda}^x\| = \|R_{kl}^x\| \cdot \|R_{\chi\lambda}^x\| + \left(\|R_{k\lambda}^x\| \right)^2, \quad (2)$$

где $\|R_{k\lambda}^x\|$ – ПВ (междупериодно-междуканальная) корреляционная матрица дискретных значений комплексной огибающей отраженного сигнала цели.

Аналогично можно получить дискретные значения ПВ (междупериодной и междуканальной) корреляционной функции сигнала фона (помехи) и ее единую ПВ матрицу:

$$\|R_{kl\gamma\lambda}^f\| = \|R_{kl}^f\| \cdot \|R_{\gamma\lambda}^f\| + \left(\|R_{k\lambda}^f\|\right)^2, \quad (3)$$

где $\|R_{k\lambda}^f\|$ – ПВ (междупериодно-междуканальная) корреляционная матрица дискретных значений комплексной огибающей сигнала фона.

Полученные выражения (2) и (3) показывают, что единая ПВ корреляционная матрица сигнала цели и фона определяется произведением известных корреляционных матриц по времени (междупериодной) и углу (междуканальной) $\|R_{kl}^x\| \cdot \|R_{\gamma\lambda}^x\|$, а также ранее неизвестным новым членом квадрата ПВ корреляционной матрицы по времени и углу $\left(\|R_{k\lambda}^x\|\right)^2$ с учетом единой междупериодной и междуканальной связи.

Будем считать, что полезный сигнал цели и сигнал фона являются нормальными стационарными процессами (комплексными сигналами) со средними значениями, равными нулю, и заданными корреляционными функциями $R_{kl\gamma\lambda}^x = R_{kl}^x \cdot R_{\gamma\lambda}^x + \left(R_{k\lambda}^x\right)^2$ для сигнала цели и $R_{kl\gamma\lambda}^f = R_{kl}^f \cdot R_{\gamma\lambda}^f + \left(R_{k\lambda}^f\right)^2$ для сигнала фона (помехи). Для такой модели наиболее полной статистической характеристикой комплексной огибающей отраженного сигнала и фона являются их многомерные плотности вероятности, которые при отсутствии сигнала цели определяются только фоном (помехой) ($y_{k\lambda} = f_{k\lambda}$):

$$w_0(y) = \frac{1}{(2\pi)^{LM} \text{Det}\|R_{kl\gamma\lambda}^f\|} \exp\left(-\sum_{k,l=1}^L \sum_{\gamma,\lambda=1}^M Q_{kl\gamma\lambda}^f y_k y_l^* y_\gamma y_\lambda^*\right),$$

а при наличии сигнала цели и фона ($y_{k\lambda} = x_{k\lambda} + f_{k\lambda}$) определяются следующим выражением

$$w_1(y) = \frac{1}{(2\pi)^{LM} \text{Det}\|R_{kl\gamma\lambda}^{x+f}\|} \exp\left(-\sum_{k,l=1}^L \sum_{\gamma,\lambda=1}^M Q_{kl\gamma\lambda}^{x+f} y_k y_l^* y_\gamma y_\lambda^*\right),$$

где $Q_{kl\gamma\lambda}^f$ – элементы матрицы, обратной корреляционной матрицы фона $\|R_{kl\gamma\lambda}^f\|$, имеющей определитель $\text{Det}\|R_{kl\gamma\lambda}^f\|$; $Q_{kl\gamma\lambda}^{x+f}$ – элементы матрицы, обратной корреляционной матрицы сигнала и фона $\|R_{kl\gamma\lambda}^{x+f}\|$, имеющей определитель $\text{Det}\|R_{kl\gamma\lambda}^{x+f}\|$.

Математическим эквивалентом устройства оптимальной ПВ обработки является отношение правдоподобия, которое определяется как отношение многомерной плотности вероятности совокупности результатов междупериодной и междуканальной обработки при наличии сигнала к многомерной плотности вероятности той же совокупности в отсутствие сигнала:

$$\Lambda(y) = \frac{w_1(y)}{w_0(y)} = \frac{\text{Det}\|R_{kl\gamma\lambda}^f\|}{\text{Det}\|R_{kl\gamma\lambda}^{x+f}\|} \exp\left(\sum_{k,l=1}^L \sum_{\gamma,\lambda=1}^M (Q_{kl\gamma\lambda}^f - Q_{kl\gamma\lambda}^{x+f}) y_k y_l^* y_\gamma y_\lambda^*\right).$$

Решение об обнаружении сигнала с учетом его единой ПВ корреляции можно принимать по величине

$$Z = \sum_{k,l=1}^L \sum_{\gamma,\lambda=1}^M (Q_{kl\gamma\lambda}^f - Q_{kl\gamma\lambda}^{x+f}) y_k y_l^* y_\gamma y_\lambda^*.$$

Данное выражение представляет собой алгоритм единой ПВ междупериодной и междуканальной обработки входного сигнала $y_{kl\gamma\lambda}$, который позволяет записать матрицу обработки

$$\|R_{kl\gamma\lambda}^y\| = \|Q_{kl\gamma\lambda}^f\| - \|Q_{kl\gamma\lambda}^{x+f}\| = \left[E + \left(\|Q_{kl\gamma\lambda}^f\| \cdot \|R_{kl\gamma\lambda}^x\| \right)^{-1} \right]^{-1} \|Q_{kl\gamma\lambda}^f\|. \quad (4)$$

Выражение (4) определяет структуру единой ПВ-системы междупериодной и междуканальной обработки флуктуирующего сигнала на фоне коррелированной помехи.

Первый ПВ множитель $\|Q_{kl\gamma\lambda}^f\|$ матрицы обработки сигнала $y_{kl\gamma\lambda}$ определяется исключительно ПВ корреляционными свойствами фона через обратную единую корреляционную матрицу фона и согласно выражения (3) определяет первый этап обработки сигнала $y_{kl\gamma\lambda}$:

$$\|R_{kl\gamma\lambda}^I\| = \|Q_{kl\gamma\lambda}^f\| = \frac{E}{\|R_{kl\gamma\lambda}^f\|} = \frac{E}{\|R_{kl}^f\| \cdot \|R_{\gamma\lambda}^f\| + (\|R_{k\lambda}^f\|)^2} = \|Q_{kl}^f\| \cdot \|Q_{\gamma\lambda}^f\| \cdot \|Q_{k\lambda}^{f1}\|, \quad (5)$$

где $\|Q_{kl}^f\|$ – обратная междупериодная матрица фона; $\|Q_{\gamma\lambda}^f\|$ – обратная междуканальная матрица

фона; $\|Q_{k\lambda}^{f1}\| = \left[E + \frac{(\|R_{k\lambda}^f\|)^2}{\|R_{kl}^f\| \cdot \|R_{\gamma\lambda}^f\|} \right]^{-1}$ – обратная ПВ-матрица фона.

Система, реализующая единый этап ПВ подавления и декорреляции фона включает в себя антенную систему компенсации помехи, которая определяется обратной матрицей фона $\|Q_{\gamma\lambda}^f\|$, приемник подавления (декорреляции) помехи, который определяется обратной матрицей фона $\|Q_{kl}^f\|$, и ПВ-устройство подавления помехи, которое определяется обратной матрицей фона $\|Q_{k\lambda}^f\|$.

Второй множитель матрицы обработки сигнала $y_{kl\gamma\lambda}$

$$\|R_{kl\gamma\lambda}^{II}\| = \left[E + \left(\|Q_{kl\gamma\lambda}^f\| \cdot \|R_{kl\gamma\lambda}^x\| \right)^{-1} \right]^{-1} \quad (6)$$

определяет второй этап обработки этого сигнала, который заключается в выделении флуктуирующего сигнала цели на декоррелированном радиолокационном фоне. Структура этой системы определяется единой ПВ-матрицей обработки сигнала цели

$$\|R_{kl\gamma\lambda}^{III}\| = \|R_{kl\gamma\lambda}^x\| = \|R_{kl}^x\| \cdot \|R_{\gamma\lambda}^x\| + (\|R_{k\lambda}^x\|)^2 \quad (7)$$

и включает антенную систему накопления сигнала за время междуканальной пространственной корреляции по ее апертуре, которая определяется матрицей $\|R_{\gamma\lambda}^x\|$, приемник накопления импульсного сигнала за время междупериодной корреляции, который определяется матрицей $\|R_{kl}^x\|$, и ПВ-устройство накопления сигнала, которое определяется матрицей $\|R_{k\lambda}^x\|$.

Структура ПВ адаптивного фильтра компенсации коррелированных пассивных помех

Квадрат амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) единого устройства обработки сигнала $y_{kl\gamma\lambda}$ определяется преобразованием Фурье дискретного аналога корреляционной характеристики единой матрицы обработки (5):

$$\left| k(\omega T_n, \omega_y T_y) \right|^2 = \sum_{k-l} \sum_{\gamma-\lambda} R_{kl\gamma\lambda}^y e^{-j[(k-l)\omega T_n + (\gamma-\lambda)\omega_y T_y]}.$$

Согласно выражения (5) общая матрица обработки представлена произведением двух матриц обработки:

$$\|R_{kl\gamma\lambda}^y\| = \|R_{kl\gamma\lambda}^I\| \cdot \|R_{kl\gamma\lambda}^{II}\|,$$

что позволяет записать квадрат АЧХ единой ПВ-системы в виде произведения квадратов АЧХ первого и второго этапов обработки сигнала:

$$|k(\omega T_n, \omega_y T_y)|^2 = \sum_{\substack{k-l \\ \chi-\lambda}} R_{k\lambda}^I R_{l\lambda}^{II} e^{-j[(k-l)\omega T_n + (\chi-\lambda)\omega_y T_y]} = |K^I(\omega T_n, \omega_y T_y)|^2 \cdot |K^{II}(\omega T_n, \omega_y T_y)|^2.$$

Таким образом, единая ПВ-система обработки когерентно-импульсного сигнала на радиолокационном фоне состоит из ПВ-устройства подавления фона с частотной характеристикой $|K^I(\omega T_n, \omega_y T_y)|^2$ и ПВ-устройства накопления полезного сигнала с частотной характеристикой $|K^{II}(\omega T_n, \omega_y T_y)|^2$.

Квадрат АЧХ ПВ-фильтра подавления фона можно аналогично представить в виде

$$|K^I(\omega T_n, \omega_y T_y)|^2 = \sum_{k-l} \sum_{\chi-\lambda} R_{k\lambda}^I e^{-j[(k-l)\omega T_n + (\chi-\lambda)\omega_y T_y]} = \frac{1}{S_{kl}^f(\omega T_n)} \cdot \frac{1}{S_{\lambda\lambda}^f(\omega_y T_y)} \cdot \frac{1}{S_{k\lambda}^{f1}(\omega T_n, \omega_y T_y)}, \quad (8)$$

где $S_{kl}^f(\omega T_n)$ – энергетический спектр последовательности междупериодных дискретных значений фона; $S_{\lambda\lambda}^f(\omega_y T_y)$ – энергетический спектр последовательности междуканальных дискретных значений фона;

$S_{k\lambda}^{f1}(\omega T_n, \omega_y T_y) = S_{PB}^f(\omega T_n, \omega_y T_y) = 1 + \frac{(S_{k\lambda}^f(\omega T_n, \omega_y T_y))^2}{S_{kl}^f(\omega T_n) S_{\lambda\lambda}^f(\omega_y T_y)}$ – энергетический спектр последовательности междупериодных и междуканальных дискретных значений фона.

Таким образом, квадрат АЧХ ПВ-устройства декорреляции фона обратно пропорционален междупериодному, междуканальному и междупериодно-междуканальному энергетическим спектрам фона.

Из выражения (8) следует, что ПВ-фильтр подавления фона состоит из пространственного фильтра с частотной характеристикой $K_I^2(\omega_y T_y) = \frac{1}{S_{\lambda\lambda}^f(\omega_y T_y)}$, временного фильтра с частотной характеристикой $K_I^2(\omega T_n) = \frac{1}{S_{kl}^f(\omega T_n)}$, и пространственно-временного фильтра с частотной характеристикой $K_I^2(\omega T_n, \omega_y T_y) = \frac{1}{S_{k\lambda}^{f1}(\omega T_n, \omega_y T_y)}$.

Структура ПВ адаптивного фильтра когерентного накопления импульсных сигналов

Квадрат АЧХ ПВ-устройства выделения ПВ КИ флуктуирующего сигнала цели на фоне шума (декоррелированной помехи) можно представить в виде дискретного преобразования Фурье от элементов корреляционной матрицы второго этапа обработки сигнала $y_{k\lambda}$:

$$|K_{\text{опт}}^{II}(\omega T_n, \omega_y T_y)|^2 = \sum_{k-l} \sum_{\chi-\lambda} R_{k\lambda}^{II} e^{-j[(k-l)\omega T_n + (\chi-\lambda)\omega_y T_y]}.$$

Учитывая выражение (6) для ПВ КИ сигнала цели, можно записать единую ПВ корреляционную матрицу второго этапа обработки в свернутом виде:

$$\|R_{k\lambda}^{II}\| = \left[E + (\mu \cdot \|R_{k\lambda}^x\|)^{-1} \right]^{-1} = \frac{\mu \cdot \|R_{k\lambda}^x\|}{E + \mu \cdot \|R_{k\lambda}^x\|}, \quad (9)$$

где μ – отношение сигнал/шум после первого этапа обработки.

Из выражения (9) видно, что единая ПВ корреляционная матрица второго этапа обработки определяется исключительно корреляционными свойствами сигнала и отношением сигнал/шум после первого этапа обработки.

Представим единую ПВ корреляционную матрицу в раздельном виде согласно выражений (7) по времени (междупериодная), по углу (междуканальная) и по времени и углу

$$\|R_{kl\gamma\lambda}^{\prime\prime}\| = \mu \cdot \|R_{kl}^x\| \|R_{\gamma\lambda}^x\| \left[E + \frac{(\|R_{k\lambda}^x\|)^2}{\|R_{kl}^x\| \|R_{\gamma\lambda}^x\|} \right] \cdot \left[E + \mu \cdot \|R_{kl}^x\| \|R_{\gamma\lambda}^x\| \left[E + \frac{(\|R_{k\lambda}^x\|)^2}{\|R_{kl}^x\| \|R_{\gamma\lambda}^x\|} \right] \right]^{-1}. \quad (10)$$

Учитывая дискретное преобразование Фурье от элементов корреляционной матрицы сигнала цели, квадрат АЧХ второго этапа обработки согласно выражения (10) можно записать в виде

$$\begin{aligned} |K_{\text{опт}}^{\prime\prime}(\omega T_n, \omega_y T_y)|^2 &= \frac{\mu S_{kl}^x(\omega T_n) S_{\gamma\lambda}^x(\omega_y T_y) \left[1 + \frac{(S_{k\lambda}^x(\omega T_n, \omega_y T_y))^2}{S_{kl}^x(\omega T_n) S_{\gamma\lambda}^x(\omega_y T_y)} \right]}{1 + \mu S_{kl}^x(\omega T_n) S_{\gamma\lambda}^x(\omega_y T_y) \left[1 + \frac{(S_{k\lambda}^x(\omega T_n, \omega_y T_y))^2}{S_{kl}^x(\omega T_n) S_{\gamma\lambda}^x(\omega_y T_y)} \right]} = \\ &= \frac{\mu S_{kl}^x(\omega T_n) S_{\gamma\lambda}^x(\omega_y T_y) S_{\text{ПВ}}^x(\omega T_n, \omega_y T_y)}{1 + \mu S_{kl}^x(\omega T_n) S_{\gamma\lambda}^x(\omega_y T_y) S_{\text{ПВ}}^x(\omega T_n, \omega_y T_y)}, \end{aligned} \quad (11)$$

где $S_{kl}^x(\omega T_n)$ – энергетический спектр последовательности междупериодных дискретных значений сигнала цели; $S_{\gamma\lambda}^x(\omega_y T_y)$ – энергетический спектр последовательности междуканальных

дискретных значений сигнала цели; $S_{\text{ПВ}}^x(\omega T_n, \omega_y T_y) = 1 + \frac{(S_{k\lambda}^x(\omega T_n, \omega_y T_y))^2}{S_{kl}^x(\omega T_n) S_{\gamma\lambda}^x(\omega_y T_y)}$ – ПВ энергетический спектр последовательности дискретных значений сигнала цели.

Выражение (11) показывает, что квадрат АЧХ ПВ-устройства накопления сигнала цели на фоне белого шума пропорционален междупериодному, междуканальному и междупериодно-междуканальному энергетическим спектрам сигнала цели.

При отсутствии ПВ корреляции сигнала элементы корреляционной матрицы $\|R_{k\lambda}^x\|$ будут равны нулю и выражение (11) преобразуется к виду

$$|K_{\text{опт}}^{\prime\prime}(\omega T_n, \omega_y T_y)|^2 = \frac{\mu S_{kl}^x(\omega T_n) S_{\gamma\lambda}^x(\omega_y T_y)}{1 + \mu S_{kl}^x(\omega T_n) S_{\gamma\lambda}^x(\omega_y T_y)},$$

которое показывает трансформацию единой ПВ-системы накопления сигнала в раздельные системы с накоплением сигнала в антенне и приемном устройстве согласно квадрата АЧХ:

$$|K_{\text{опт}}^{\prime\prime}(\omega T_n, \omega_y T_y)|^2 = \left| K_{\text{АП}}^{\prime\prime}(\omega_y T_y) \right|^2 \left| K_{\text{Прием}}^{\prime\prime}(\omega T_n) \right|^2.$$

Из выражения (11) следует, что единый ПВ-фильтр накопления сигнала состоит из пространственного (междуканального) фильтра с частотной характеристикой

$$K_{\text{опт}}^2(\omega_y T_y) = \frac{1}{S_{\gamma\lambda}^x(\omega_y T_y)},$$

$$K_{\text{опт}}^2(\omega T_n) = \frac{1}{S_{kl}^x(\omega T_n)}$$

$$\text{и пространственно-временного (междуканального и междупериодного) фильтра с частотной характеристикой } K_{\text{опт}}^2(\omega T_n, \omega_y T_y) = \frac{1}{S_{\text{ПВ}}^x(\omega T_n, \omega_y T_y)}.$$

Заключение

Полученные результаты показывают, что адекватная ПВ структура фильтра подавления коррелированной помехи и фильтра накопления флуктуирующего сигнала цели полностью определяется их пространственной, временной и пространственно-временной корреляцией, на основании которой разработаны технические устройства [8–10].

SYNTHESIS OF THE PROCESSING DEVICE OF THE SPACE-TIME COHERENTLY-PULSE FLUCTUATING SIGNAL AGAINST THE CORRELATED PASSIVE HINDRANCES

Y.V. GRIDNEV, V.A. PALTSEV

Abstract

The synthesis of the optimal structure of space-time signal processing for background on the radar is produced. Determined the structure of space-time filters compensation correlated passive hindrances and coherent accumulation of pulse signals.

Список литературы

1. *Канащенкова А.И., Меркулова В.И.* Защита радиолокационных систем от помех. Состояние и тенденции развития. М., 2003.
2. *Кремер И.Я. и др.* Пространственно-временная обработка сигналов. М., 1984.
3. *Коростелев А.А.* Пространственно-временная теория радиосистем. М., 1987.
4. *Монзинго Р.А., Миллер Т.У.* Адаптивные антенные решетки. М., 1986.
5. *Охрименко А.Е.* Основы радиолокации и РЭБ. М., 1983.
6. *Ширмана Я.Д.* Теоретические основы радиолокации. М., 1970.
7. *Евсиков Ю.А., Чапурский В.В.* Преобразование случайных процессов в радиотехнических устройствах. М., 1977.
8. *Гриднев Ю.В.* Авторское свидетельство SU №1507052 «Пространственно-временной автокомпенсатор».
9. *Гриднев Ю.В.* Авторское свидетельство SU №1632209 «Цифровой пространственно-временной автокомпенсатор».
10. *Гриднев Ю.В., Пальцев В.А., Осипова Д.Н.* Патент на полезную модель ВУ №7898U.

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, радиопизика, 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.