ФИЗИЧЕСКИЕ ОСНОВЫ ПРИБОРОСТРОЕНИЯ

ISSN: 2225-4293

2020. Т.9. №1 (35)

ФИЗИЧЕСКИЕ ОСНОВЫ ПРИБОРОСТРОЕНИЯ. 2020. Т.9. №1 (35)

Научно-технологический центр уникального
приборостроения Российской академии наук

Учредители: Научно-технологический центр уникального приборостроения Российской академии наук, Кравченко Виктор Филиппович, Пустовойт Владислав Иванович

Издатель: Федеральное государственное бюджетное учреждение науки Научно-технологический центр уникального приборостроения Российской академии наук

Журнал зарегистрирован 15 февраля 2000 г. Министерством Российской Федерации по делам печати, телерадиовещания и средств массовой информации

Свидетельство о регистрации ПИ № 77–1685

Физические Основы Приборостроения

2020. Т.9. №1 (35)

doi: 10.25210/jfop-2001

ISSN 2225–4293

Журнал «Физические основы приборостроения» включен:

- В **Российский индекс научного цитирования (РИНЦ)**.
- В список журналов базы данных **Russian Science Citation Index (RSCI)** на платформе **Web of Science**.

• В **Перечень рецензируемых научных изданий, в которых должны быть опубликованы основные научные результаты диссертаций на соискание ученой степени кандидата наук, на соискание ученой степени доктора наук**.

РЕДКОЛЛЕГИЯ

Пустовойт В.И., гл. редактор, академик РАН, д.ф.-м.н., проф.
Кравченко В.Ф., зам. гл. редактора, д.ф.-м.н., проф.
Боголюбов А.Н., д.ф.-м.н., проф.
Боритко С.В., д.ф.-м.н., проф.
Быков А.А., д.ф.-м.н.
Булатов М.Ф., д.ф.-м.н., проф.
Виноградов Е.А., член-корр. РАН, д.ф.-м.н., проф.
Гуляев Ю.В., академик РАН, д.ф.-м.н., проф.
Дианов Е.М., академик РАН, д.ф.-м.н., проф.
Дмитриев А.С., д.ф.-м.н., проф.
Крохин О.Н., академик РАН, д.ф.-м.н., проф.
Крюковский А.С., д.ф.-м.н., проф.
Кутуза Б.Г., д.ф.-м.н., проф.
Лукин Д.С., д.ф.-м.н., проф.
Мазур М.М., д.т.н.
Морозов А.Н., член-корр. РАН, д.ф.-м.н., проф.
Назаров Л.Е., д.ф.-м.н.
Панич А.Е., д.т.н., проф.
Панич А.А., д.т.н., проф.
Садовничий В.А., академик РАН, д.ф.-м.н., проф.
Самохин А.Б., д.ф.-м.н., проф.
Сидняев Н.И., д.т.н., проф.
Синявский Г.П., д.ф.-м.н., проф.
Татаренко Н.И., д.ф.-м.н.
Федоров И.Б., академик РАН, д.т.н., проф.

ЗАРУБЕЖНЫЕ ЧЛЕНЫ РЕДКОЛЛЕГИИ

Буц В.А., д.ф.-м.н., проф. (Украина)
Волосюк В.К., д.т.н., проф. (Украина)
Загородный А.Г., академик НАН Украины, иностранный член РАН, д.ф.-м.н., профессор (Украина)
Кобаяши К., проф. (Япония)
Кураев А.А., д.ф.-м.н., проф. (Беларусь)
Луценко В.И., д.ф.-м.н., (Украина)
Мартirosян Р.М., академик НАН Республики Армения, иностранный член РАН, д.ф.-м.н., проф. (Республика Армения)
Мележик П.Н., академик НАН Украины, д.ф.-м.н., проф. (Украина)
Миттра Р., проф. (США)
Павликов В.В., д.т.н., (Украина)
Перес-Меана Э., проф. (Мексика)
Пономарев В.И., д.т.н., проф. (Мексика)
Ра Д., проф. (Корея)
Хашимото М., проф. (Япония)
Яковенко В.М., академик НАН Украины, д.ф.-м.н., проф. (Украина)

EDITORIAL BOARD

Pustovoit, V.I., Editor-in-Chief, Academician of RAS, Dr. Sci. (Phys.– Math.), Prof.
Kravchenko, V.F., Deputy Editor-in-Chief, Dr. Sci. (Phys.– Math.), Prof.
Bogolyubov, A.N., Dr. Sci. (Phys.– Math.), Prof.
Boritko, S.V., Dr. Sci. (Phys.– Math.), Prof.
Bykov, A.A., Dr. Sci. (Phys.– Math.)
Bulatov, M.F., Dr. Sci. (Phys.– Math.), Prof.
Vinogradov, E.A., Corresponding Member of RAS, Dr. Sci. (Phys.– Math.), Prof.
Gulyaev, Yu.V., Academician of RAS, Dr. Sci. (Phys.– Math.), Prof.
Dianov, E.M., Academician of RAS, Dr. Sci. (Phys.– Math.), Prof.
Dmitriev, A.S., Dr. Sci. (Phys.– Math.), Prof.
Krohin, O.N., Academician of RAS, Dr. Sci. (Phys.– Math.), Prof.
Krukovsky, A.S., Dr. Sci. (Phys.– Math.), Prof.
Kutuza, B.U., Dr. Sci. (Phys.– Math.), Prof.
Lukin, D.S., Dr. Sci. (Phys.– Math.), Prof.
Mazur, M. M., Dr. Sci. (Techn.)
Morozov, A. N., Corresponding member of RAS, Dr. Sci. (Phys.– Math.), Prof.
Nazarov, L.E., Dr. Sci. (Phys.– Math.)
Panich, A.E., Dr. Sci. (Techn.), Prof.
Panich, A.A., Dr. Sci. (Techn.), Prof.
Sadovnichiy, V.A., Academician of RAS, Dr. Sci. (Phys.– Math.), Prof.
Samokhin, A.B., Dr. Sci. (Phys.– Math.), Prof.
Sidnyayev, N.I., Dr. Sci. (Techn.), Prof.
Synyavskiy, G.P., Dr. Sci. (Phys.– Math.), Prof.
Tatarenko, N.I., Dr. Sci. (Phys.– Math.)
Fedorov, I.B., Academician of RAS, Dr. Sci. (Techn.), Prof.

FOREIGN EDITORIAL BOARD MEMBERS

Buts, V.A., Dr. Sci. (Phys.– Math.), Prof. (Ukraine)
Volosyuk, V. K., Dr. Sci. (Techn.), Prof. (Ukraine)
Zagorodny, A.G., Academician NAS of Ukraine, Foreign Member of the RAS, Dr. Sci. (Phys.– Math.), Prof. (Ukraine)
Kobayashi, K., Prof. (Japan)
Kuraev, A.A., Dr. Sci. (Phys.– Math.), Prof. (Belarus)
Lutsenko, V.I., Dr. Sci. (Phys.– Math.) (Ukraine)
Martirosyan, R.M., Academician of NAS of Republic of Armenia, Foreign Member of the RAS, Dr. Sci. (Phys.– Math.), Prof. (Republic of Armenia)
Melezhik, P.N., Academician of NAS of Ukraine, Dr. Sci. (Phys.– Math.), Prof. (Ukraine)
Mittra, R., Prof. (USA)
Pavlikov, V.V., Dr. Sci. (Techn.) (Ukraine)
Perez-Meana, H., Prof. (Mexico)
Ponomaryov, V.I., Dr. Sci. (Techn.), Prof. (Mexico)
Ra, J-W., Prof. (Korea)
Hashimoto, M., Prof. (Japan)
Yakovenko, V.M., Academician NAS of Ukraine, Dr. Sci. (Phys.– Math.), Prof. (Ukraine)

СОДЕРЖАНИЕ

ПАМЯТНЫЕ ДАТЫ

Максимова Н.Г.
К 100-летию Якова Соломоновича Шифрина

3

НОВЫЕ МАТЕМАТИЧЕСКИЕ И ФИЗИЧЕСКИЕ МЕТОДЫ

Будунова К.А., Кравченко В.Ф.
Атомарные функции $h_a(x)$ в задачах фильтрации

12

Кравченко В.Ф., Ло Иян, Луценко В.И.
Конструирование разреженных пленарных антенных решеток
с использованием специальных матриц

27

Донец И.В., Лерер А.М., Цветковская С.М.
Метод анализа собственных волн многослойных планарных
линий передачи, образованных бесконечными и
периодическими полосками и щелями

49

ИНФОРМАЦИОННО-ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ СИСТЕМЫ

Пономарев В.И.
Новый подход для фильтрации цветных изображений
поврежденных смешанными шумами

55

МАТЕМАТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ФИЗИЧЕСКИХ ПРОЦЕССОВ

Буц В.А.
Особенности динамики систем
с большим числом осцилляторов

64

АКУСТООПТИЧЕСКИЕ И ОПТОАКУСТИЧЕСКИЕ МЕТОДЫ И УСТРОЙСТВА

**Ахмедов Р.А., Гасанов А.Р.,
Гасанов Р.А., Гусейнов А.Г.**
Переходная характеристика акустооптической
линии задержки и ее применения

71

ФИЗИЧЕСКИЕ ОСНОВЫ ПРИБОРОСТРОЕНИЯ ДЛЯ БИОЛОГИИ И МЕДИЦИНЫ

Анциперов В.Е., Кершнер В.А.
Генерализация участков коры головного мозга как mesh-сети
сообщающихся нейронов

79

Дмитриев А.С., Ицков В.В., Рыжов А.И., Уваров А.В.
Микроволновая электромагнитная дозиметрия
персонального экологического пространства

85

CONTENTS

MEMORABLE DATES

Maksimova, N.G.
To the 100th Anniversary of Yakov Solomonovich Shifrin

NEW MATHEMATICAL AND PHYSICAL METHODS

Budunova, K.A., Kravchenko, V.F.
Atomic functions $h_a(x)$ in filtering problems

Kravchenko V.F., Luo Yiyang, and Lutsenko V.I.
Design and optimization of spared planar antenna array
by using special matrixes

Donets I.V., Lerer A.M., and Tsvetkovskaya S.M.
Method for analyzing eigenwaves of multilayer planar
transmission lines formed by infinite
and periodic strips and slots

INFORMATION-MEASURING SYSTEM

Ponomaryov, V.I.
Sparse Approach in Filtering of Color Images Corrupted
by Mixture Noises

MATHEMATICAL MODELING OF PHYSICAL PROCESSES

Buts, V.A.
Features of the dynamics of systems
with a large number of oscillators

ACOUSTO-OPTIC AND OPTO-ACOUSTIC METHODS AND DEVICES

**Hasanov, R.A., Hasanov, R.A.,
Huseynov, A.Q., and Ahmadov, R.A.**
Transient response of an acoustooptic
delay line and its applications

PHYSICAL BASES OF INSTRUMENTATION FOR BIOLOGY AND MEDICINE

Antsiperv, V.E., Kershner, V.A.
Generalization of cortical regions as mesh networks of
communicating neurons

Dmitriev, A.S., Itskov, V.V., Ryzhov, A.I., and Uvarov, A.V.
Microwave electromagnetic dosimetry of personal ecological
space

СПЕКТРАЛЬНЫЕ МЕТОДЫ И УСТРОЙСТВА

Вагин В.А., Хорохорин А.И.
Система регистрации интерферограмм в двухзондовом
(двухканальном) фурье-спектрометре

100

SPECTRAL METHODS AND DEVICES

Vaguine, V.A., Khorokhorin, A.I.
System for Recording Interferograms in a Two-Probe
(Two-Channel) Fourier Spectrometer

НАШИ ЮБИЛЯРЫ

К 80-летию Игоря Борисовича Федорова

108

OUR HERO OF THE DAY

To the 80th Anniversary of Igor Borisovich Fedorov

Рубрики журнала

110

Journal Headings

Правила оформления рукописей

111

Rules for the Preparation of Manuscripts

doi: 10.25210/jfop-2001

ПАМЯТНЫЕ ДАТЫ

К 100-ЛЕТИЮ

ЯКОВА СОЛОМОНОВИЧА ШИФРИНА

© Автор, 2020

doi: 10.25210/jfop-2001-003011

Максимова Н. Г. — к.т.н. E-mail: ninamax3@gmail.com

Аннотация

Статья посвящена памяти выдающегося ученого и замечательного человека Я.С. Шифрина, 100-летие со дня рождения которого отмечается в 2020 г. Рассказано о его жизни и деятельности, о создании им нового направления в теории антенн — статистической теории антенн и о его фундаментальном вкладе в другие научные направления в области радиофизики и антенн, о его прекрасном учебнике и других книгах, по которым учились и учатся многие поколения антенников. Отмечена не только колоссальная работа по подготовке кадров в вузах, в которых работал Яков Соломонович, но и его помощь соискателям ученых степеней из других вузов и организаций страны. Показано, что в самое трудное время после распада СССР Яков Соломонович стал организатором антенной науки в Украине, создав Национальную ассоциацию «Антенны» и став ее бессменным президентом, и впервые организовав в Украине проведение международных конференций по теории и технике антенн.

В основе статьи — книга Я.С. Шифрина «Как мы жили», воспоминания автора, проработавшей под руководством Якова Соломоновича на протяжении 25 лет, и воспоминания его коллег и учеников.

Ключевые слова: юбилей, антенны, статистическая теория антенн, дальнее тропосферное распространение, антенны с нелинейными элементами, бесфазовая диагностика фазированных антенных решеток, Яков Соломонович Шифрин

Abstract

The article is devoted to a memory of an outstanding scientist and a wonderful person, Yakov Shifrin whose centenary is celebrated in 2020. It narrates about his life and activities, his foundation of a new scientific direction of statistical antenna theory, and his fundamental contribution to other scientific directions in the field of radio physics and antennas; about a fine text-book and other books by which many generations of antenna specialists have studied. The article describes not only a many-year huge training work in the universities, with which Yakov Shifrin worked, but also his help to candidates for scientific degrees from other universities and organizations in the country. It is shown that in the most difficult time after the Soviet Union collapsed, Yakov Shifrin became an organizer of the antenna science in Ukraine having founded the National Antenna Association and being its permanent president, and having organized, for the first time in Ukraine, international conferences on antenna theory and techniques.

The article is based on Yakov Shifrin's book "How we lived", on recollections of the author who used to work during 25 years under leadership of Yakov Solomonovich, and on recollections of Shifrin's colleagues and disciples.

Keywords: jubilee, antennas, statistical antenna theory, long-distance tropospheric propagation, antennas with nonlinear elements, phaseless diagnostics of phased array antennas, Yakov Solomonovich Shifrin

23 апреля 2020 г. исполняется 100 лет со дня рождения крупного ученого в области электродинамики и теории антенн, доктора технических наук, профессора Якова Соломоновича Шифрина. После окончания в 1937 г. школы с серебряной медалью он с отличием окончил в 1941 г. физический факультет Ленинградского государственного университета, намереваясь заняться теоретической физикой.

Но осуществлению этих планов помешала война. В первые же дни Яков Шифрин, будучи председателем профкома факультета, принял активное участие в формировании Ленинградской Армии Народного Ополчения, а в начале июля вступил в ее ряды. По приказу Верховного Главнокомандующего в конце августа был откомандирован на учебу в Военную Краснознаменную академию связи им. С. М. Буденного (ВКАС). В ноябре 1942 г. заканчивался ускоренный срок обучения группы, в которой учился Яков Соломонович. Но по приказу главнокомандующего перевести военные академии на нормальный срок обучения — 4 года и 6 месяцев, с 1 декабря 1942 г. Якова Шифрина и его друзей зачислили на 4-й курс.

Войсковую стажировку Яков Соломонович проходил на 3-м Украинском фронте. Первые две недели провел в штабе 6-й армии. А вторую часть стажировки — в 59-й гвардейской стрелковой дивизии, где он ремонтировал дивизионные радиостанции. К моменту, когда он туда прибыл, дивизия участвовала в освобождении Донбасса. Вместе с дивизией Я.С. Шифрин принимал участие в освобождении Краматорска и Запорожья. Во ВКАС ему предложили по окончании академии продолжить учебу в адъюнктуре (военной аспирантуре), от чего он наотрез отказался: тут война идет, надо быстрее оканчивать академию и ехать на фронт. ВКАС он окончил с отличием в апреле 1944 г. по специальности инженер-электрик.

Когда Яков Соломонович приехал в Москву за назначением, его, в составе большой группы выпускников академии, направили в Высшую военную школу противовоздушной обороны (ВВШ ПВО) на трехмесячные курсы по радиолокации, поскольку в армию начала поступать радиолокационная техника, прежде всего станции орудийной наводки (СОН) — американские (SCR-584, SCR-545), канадские (СОН-3к) и английские (СОН-2, СОН-3б). По окончании курсов Я.С. получил предписание выехать в г. Могилев-Подольский, в штаб 9-го Сталинградского корпуса ПВО, для формирования новой, 291-й Отдельной батареи СОН. Ему предстояло развернуть эту батарею на базе 433-го Отдельного зенитно-артиллерийского дивизиона противовоздушной обороны. На это ему было выделено несколько человек из дивизиона и обозначен срок в три дня. Несмотря на все трудности, все было сделано в срок. Через несколько дней на батарею пришло пополнение — большая группа девушек (человек 25–30) из двух черниговских деревень, бывших в оккупации, а затем еще семь городских девушек. Вскоре пришел приказ о перемещении на запад, причем пути дивизиона и батареи расходились: 433-й дивизион должен был переместиться в г. Дебрецен (в Венгрию), а 291-я батарея СОН — в г. Тимишоару (в Румынию). С эшелонам, который следовал в Тимишоару, произошла авария, в результате которой станция СОН-3б была повреждена, а командиру батареи СОН Якову Шифрину до конца войны грозил трибунал. Взамен СОН-3б была получена СОН-3к. В Тимишоаре Я. С. и его батарея находились до середины декабря 1945 г.

В 1946 г. Якова Соломоновича направили в Севастопольское училище зенитной артиллерии (СУЗА), уже базировавшееся в то время в Житомире. В этом училище он стал первым преподавателем радиолокации. Все приходилось делать заново — и разрабатывать курс радиолокации, и создавать лабораторную базу, и читать лекции слушателям и офицерам-преподавателям.

Но Якову Соломоновичу всегда хотелось заниматься наукой. И, как только появилась такая возможность, он поступил в адъюнктуру Артиллерийской радиотехнической академии (АРТА), находившейся

в Харькове. Его научным руководителем был один из первых учеников Л. Д. Ландау Александр Ильич Ахиезер. Темой диссертации Яков Соломонович выбрал теорию приборов бегущей волны. Диссертация была завершена в срок, защита состоялась на ученом совете радиотехнического факультета академии им. Н. Е. Жуковского в октябре 1952 г.

С 1951 по 1956 гг. Я. С. занимал преподавательские должности в АРТА. В 1957 г. его назначили начальником кафедры антенн и распространения радиоволн (АФУ и РРВ), коллектив которой насчитывал 15 человек. Начал Яков Соломонович с того, что детально изучил и лично провел занятия по обеим дисциплинам кафедры. Базируясь на его подходе, преподаватели кафедры существенно переработали содержание и методику преподавания своих дисциплин. По руководством Я. С. Шифрина были разработаны научные основы дисциплин, исключены второстепенные вопросы. На кафедру были переданы учебные дисциплины «Теория электромагнитного поля» и «Техника СВЧ». Здесь оказались сосредоточенными все электродинамические дисциплины, что способствовало их тесной увязке между собой и с дисциплинами смежных кафедр. Преподаватели кафедры использовали создавшиеся условия и провели большую методическую работу по совершенствованию содержания всех дисциплин.

В 1958 г. на основании разработанного курса распространения радиоволн для специалистов по радиолокации доцентом Ф. Б. Черным была написана и издана в академии книга «Распространение радиоволн». Позднее эта книга дважды, в 1962 и 1972 гг., выпускалась издательством «Советское радио». Большое количество учебных пособий было написано и по другим учебным дисциплинам кафедры. В дальнейшем на их основе было издано пособие «Расчет и проектирование антенн СВЧ» под редакцией Я. С. Шифрина, учебник «Теория электромагнитного поля и техника СВЧ» (авторы — М. А. Алексеев, Г. С. Богословский, Л. К. Черняев, Б. И. Штительман), задачник по теории электромагнитного поля под редакцией Б. И. Штительмана, учебник Я. С. Шифрина «Антенны». Об учебнике Я. С. Шифрина «Антенны» заслуженный деятель науки РФ, доктор технических наук, профессор Юрий Юрьевич Радциг в 2010 г. писал: «Он по-военному строг, четок и на удивление краток. Но позволяет быстро, а главное правильно, усвоить эту дисциплину, в общем-то, достаточно сложную. И это очень отличает его от всех мне известных учебников и пособий, которых великое множество и все еще появляющихся даже в наше «кризисное» время».

На кафедре совершенствовалась лабораторная база. Некоторые из разработанных на кафедре лабораторных установок демонстрировались на Выставке достижений народного хозяйства СССР и были удостоены ее медалей.

Под руководством Я. С. Шифрина за пять лет все преподаватели кафедры стали кандидатами наук. Успешно защитили диссертации и несколько адъюнктов.

На кафедре АФУ и РРВ, начиная с 1955 г., непрерывно проводились исследования дальнего тропосферного распространения радиоволн (ДТР). С момента прихода Я. С. на кафедру, они проводились под его руководством. На начальном (1955–1957) и конечном (1961–1962) этапах исследования выполнялись совместно с Московским институтом радиоэлектроники (ИРЭ) АН СССР как правительственные темы, причем по значительно более широкой программе, чем аналогичные исследования за рубежом. Они носили в основном экспериментальный характер, что потребовало создания серьезной экспериментальной базы. В результате был получен обширный, весьма интересный материал, описывающий разные аспекты явления ДТР. По нему Я. С. Шифрин написал монографию «Экспериментальное исследование дальнего тропосферного распространения радиоволн», авторами которой он поставил всех исполнителей этой работы: Шифрина Я. С., Черного Ф. Б., Тихомирова Ю. А., Тарасова В. А. и Трашкова П. С. Эта книга, объемом около 100 страниц, вышла в изд-ве АРТА в 1964 г. А в 1965 г. в издательстве «Советское радио» вышла в свет совместная с москвичами книга «Дальнее тропосферное распространение УКВ», объемом около 450 страниц, под редакцией Б. А. Введенского, А. И. Калинина, М. А. Колосова, Я. С. Шифрина.

Одним из сопутствующих результатов активной научной деятельности в области ДТР было то, что Я. С. Шифрина ввели в состав Совета по распространению радиоволн при АН СССР, и долгое время он был там заместителем председателя тропосферной секции.

В 1959 г. Яков Соломонович начал исследования, положившие начало новому научному направлению — статистической теории антенн (СТА) — теории антенн со случайными источниками. Этому в немалой степени способствовали исследования ДТР. До этого существовала статистическая теория допусков, наиболее полно развитая в работах итальянца Рузе и француза Робье. В этих работах рассматривалось влияние случайностей при изготовлении зеркальных антенн на их характеристики. Было показано, что даже малые случайности в антенне приводят к размыванию ее диаграммы направленности (ДН), снижению усиления, росту боковых лепестков. С увеличением электрических размеров

антенны и внедрением в практику сложных фазированных решеток, случайности (флуктуации источников) в антенне растут. А так как крупные и сложные антенны очень дороги, то вопросы учета и ослабления влияния случайностей на их характеристики приобретают первостепенное значение. Рост габаритов антенны приводит к тому, что их размеры становятся соизмеримыми с размерами случайных неоднородностей среды распространения волн. При этом падающую на антенну волну уже нельзя считать плоской в пределах апертуры. Отсюда ясно, что случайности в апертуре антенны могут порождаться как внутри, так и вне антенны. Иногда, например при ДТР, флуктуации поля в апертуре антенны могут быть столь значительными, что ДН «рассыпается». Все это придает рассматриваемой проблеме совершенно новую окраску и выводит ее далеко за рамки теории допусков. Поэтому возникла необходимость построения единой теории, пригодной при разных механизмах происхождения флуктуаций и любых вероятностных свойствах этих флуктуаций, т.е. статистической теории антенн. Работая в этом направлении, Я. С. Шифрин за два-три года опубликовал большое количество статей в общесоюзных журналах и трудах АРТА, а в 1962 г. в издательстве АРТА была опубликована его монография «Статистика поля линейной антенны» (объемом в 115 страниц), в которой изложены основы СТА. Эта небольшая монография «раскрыла глаза» многим антенщикам. Как, в частности, писал в своих воспоминаниях Главный конструктор АФАР ОАО «ГСКБ «Алмаз-Антей» (г. Москва), д.т.н., профессор В. А. Кашин, «эта книга, впоследствии ставшая фактически учебником для специалистов, позволила антенщикам перейти от уровня интуитивных требований на точность изготовления антенн и их узлов к обоснованным оценкам влияния конструктивных допусков на электродинамические характеристики антенных устройств. Антенщики «Алмаза» сразу поняли, что значение разработанной в книге Я. С. Шифрина методологии выходит за рамки рассмотренных в ней вопросов, и немедленно приступили к освоению и распространению этой методологии на проблемы фазированных антенных решеток. Книга Я. С. Шифрина как нельзя кстати пришлась к разработке антенн совершенно нового класса».

В 1964 г. Яков Соломонович защищает докторскую диссертацию, посвященную созданной им статистической теории антенн. В 1966 г. ему присваивают ученое звание профессора по кафедре АФУ и РРВ. По материалам диссертации Я.С. в 1970 г. в издательстве «Советское радио» была опубликована монография «Вопросы статистической теории антенн». А уже в 1971 г. эта книга в переводе на английский язык вышла в свет в США под названием «Statistical Antenna Theory» (Golem Press, Boulder, Co). С тех пор имя Я. С. Шифрина приобрело мировую известность, и за рубежом его стали называть «the father of statistical antenna theory».

Работы по СТА продолжились и после 1970 г. Целью научного направления работы Я.С. в те годы стало дальнейшее развитие основ СТА: снятие ограничений, применявшихся при разработке основ теории; расширение области ее применимости. В отличие от этапа становления теории, когда он работал один, Я.С. привлек к работе по СТА сотрудников кафедры и аспирантов, позднее кандидатов на степень доктора наук. Исследования проводились по таким вопросам СТА: развитие основ статистического синтеза антенн, изучение статистики антенных обтекателей и укрытий, построение статистической теории антенных измерений; исследование статистики больших секционированных антенн бегущей волны и т.д. По некоторым из этих вопросов исследования проводились совместно с сотрудниками основных московских НИИ, и результаты их использовались в разработках этих институтов и публиковались совместно. Важным результатом всей этой работы были защиты кандидатских, а позднее и докторских диссертаций.

Столь широкий размах научно-исследовательской работы кафедры привел к резкому увеличению числа правительственных и хозяйственных тем. Численность кафедры существенно возросла и превысила сто человек.

Заказчиками в основном были крупные московские НИИ и КБ. В их числе: МНИИП (Л. Д. Бахрах), КБ им. А. А. Расплетина (Г. Г. Бубнов), НИИДАР (А. А. Кузьминский), РИАН (Д. С. Конторов) и многие другие. По большей части эти работы были связаны со многими приложениями СТА, расчетами антенных укрытий, разными задачами распространения радиоволн. Резко расширился круг людей, с которыми Яков Соломонович познакомился и контактировал в ходе выполнения многочисленных НИР, а также в результате участия в научных конференциях, экспертных комиссиях, заседаниях ученых советов, работы в проблемных советах: Совете по распространению радиоволн при АН СССР и Антенном совете при Минрадиопрое, который возглавлял А. А. Пистолькорс. В числе новых знакомых были, прежде всего, ученые-антенщики, специалисты по распространению радиоволн, радиолокаторщики, радиофизики и т.п. Но были и генеральные конструкторы, крупные военные руководители из центральных управлений Министерства обороны и руководства Войск ПВО. В частности, как вспоминают сотрудники ПАО «Радиофизика», «по заданию Г. Г. Бубнова под руководством Шифрина в ВИРТА (в 1968 г. АРТА была переимено-

вана в Военную инженерную радиотехническую академию имени Л. А. Говорова — ВирТА — Н.Г.М.) была выполнена НИР по проектированию передающих и приемных крупноапертурных антенн и анализу их электромагнитных полей в ближней зоне. Были получены новые результаты, позволившие в дальнейшем принять правильные решения при создании практических конструкций антенн».

Расширение фронта научных исследований на кафедре привело к значительному увеличению числа научных публикаций, широкому привлечению сотрудников кафедры к работе в различных советах и экспертных комиссиях. На базе кафедры проводились Всесоюзные конференции и семинары: симпозиум по дифракции волн в 1967 г.; конференция по антенным укрытиям в 1978 г.; первый в СССР семинар по адаптивным антеннам, которым руководил А. А. Пистолькорс и т.д. Сотрудники кафедры принимали самое активное участие в многочисленных научных конференциях по антеннам, распространению радиоволн, теории дифракции и т.п., проходивших в разных городах Советского Союза. Этой активности, как и плодотворной работе всех, кто работал в те годы на кафедре, как вспоминают ученики Шифрина, в частности генерал-майор в отставке, Главный конструктор ОАО НПК НИИДАР Г. Н. Ткачев, способствовало то, что Яков Соломонович «каким-то «непостижимым» образом создал на кафедре атмосферу доброты, взаимного уважения и одновременно дух конкуренции».

Больше всего, как Я.С. впоследствии говорил, 90 процентов своего времени он уделял подготовке научных кадров, которая особого размаха достигла к середине 70-х годов. О её масштабе можно судить по тому факту, что в 1975–1976 гг. на кафедре одновременно работали над докторскими диссертациями 7–8 человек, а над кандидатскими — 25–30, из которых 15 учились в адъюнктуре, а остальные были соискателями. В той или иной мере через руки Шифрина прошли практически все кафедральные докторские и все кандидатские работы (хоть далеко не у всех кандидатов он был руководителем). Яков Соломонович всегда считал, что соискатель кандидатской и даже докторской степени должен уметь за 10–15 минут сформулировать цель своей работы и то, какую нишу в науке заполнит его работа.

Работа Якова Соломоновича по подготовке кадров выходила и за рамки кафедры. Было и «бесконечное» оппонирование. Докторов в академии было немного, и отказываться от оппонирования молодым адъюнктам и соискателям других кафедр, было нельзя. Вся эта работа способствовала быстрому росту в академии высококвалифицированных кадров — докторов и кандидатов наук.

Яков Соломонович активно помогал соискателям научных степеней и из других военных и гражданских вузов и научных организаций. Он проводил большую работу по разъяснению и пропаганде идей и результатов СТА и всячески поддерживал исследования, проводившиеся учеными из разных организаций Советского Союза по вопросам СТА. Это были циклы из трех-четырёх лекций на школах молодых специалистов, на сборах заведующих кафедрами всех электродинамических вузов СССР, проводимых регулярно на базе Московского института связи, выступления с заказными докладами на регулярно проводившихся антенных конференциях и помощь, оказываемая разным ученым в их работе в области СТА. Формы этой помощи были самые разные. В некоторых случаях он фактически являлся руководителем выполняемых диссертаций. Наиболее четко это проявилось в его связях с Минским высшим зенитно-ракетным училищем (МВИЗРУ), где было развито одно из важных ответвлений СТА — теория надежности крупных антенных систем. По этому направлению там защитились пять человек, у которых Я.С. был в роли негласного научного руководителя и оппонента.

Во многих отечественных организациях широко использовалась разработанная на кафедре АФУ и РРВ статистическая теория антенных измерений (СТАИ). Особенно активно — во Всесоюзном научно-исследовательском институте радиоизмерений (ВНИИРИ, г. Ереван), бывшем многие годы головной организацией в системе Госстандарта СССР по антенным измерениям. Результаты СТАИ использовались как при разработке ими опытных образцов антенной измерительной аппаратуры, так и в выпускаемых ими многочисленных стандартах, инструкциях и других документах. Использовались они и при разработке требований к дорогостоящим антенным эталонам. На протяжении многих лет Яков Соломонович регулярно бывал во ВНИИРИ либо на конференциях по антенным измерениям, либо в качестве зампреда комиссий по приемке многочисленных НИРовских тем.

Энгельсовскому и Днепропетровскому военным училищам Я.С. помогал организовывать научные конференции и брал на себя руководство ими.

В армии Яков Соломонович прослужил от курсанта до полковника почти сорок лет, из них более тридцати лет работал в ВирТА им. Л. А. Говорова, около двадцати пяти лет возглавляя там кафедру.

Выйдя в отставку, почти сорок лет проработал в Харьковском национальном университете радиоэлектроники (ХНУРЭ), из них в течение пяти лет возглавлял созданную им кафедру технической электродинамики и антенн.

Когда Яков Соломонович пришел в Харьковский институт радиоэлектроники (ХИРЭ, как тогда назывался ХНУРЭ), кафедры антенн, ранее существовавшей в институте, там не было. К моменту его прихода весь цикл электродинамики в ХИРЭ был сосредоточен на кафедре радиоизмерений. Я.С. неофициально возглавил электродинамический цикл. Он читал на нескольких потоках курс антенн, проводил практические занятия в нескольких группах, руководил курсовыми и дипломными работами. Немалое время он уделил совершенствованию лабораторной базы электродинамического цикла, используя богатый опыт становления и развития лабораторных работ в академии и оснастив лаборатории новой измерительной аппаратурой и элементами современной техники антенно-фидерных устройств.

Состояние науки и работы по подготовке кадров в области антенн, которое он увидел в 1980 г. в ХИРЭ, совершенно не соответствовало тому, к чему он привык в ВИРТА. По сравнению с тем, как проводилась в 70–80-е годы научно-исследовательская работа на возглавляемой Я. С. Шифриным антенной кафедре, уровень научных исследований здесь был значительно ниже. Почти все члены антенной группы, пройдя аспирантуру или несколько лет соискательства, так и не защитили диссертации. На радиотехническом факультете был только один доктор наук — Борис Леонидович Кашеев, который вел исследования в области метеоров. Он организовал большую проблемную лабораторию и создал полигон недалеко от Харькова. Было еще несколько групп, которые занимались разной наукой: лидарными исследованиями атмосферы (М. Ф. Лагутин), радиоакустическим и акустическим ее зондированием (Е. Г. Прошкин), вопросами обработки сигналов (И. Н. Пресняков, В. А. Омельченко) и др. Но на факультете не было доброжелательной творческой обстановки, поэтому не было и успешных защит диссертаций. И Яков Соломонович, в первую очередь, занялся изменением научного климата как в антенной группе, так и на радиофакультете в целом. И ему удалось за несколько лет не только разгрести кафедральные завалы (кандидатские диссертации защитили 6 человек), но и сдвинуть с мертвой точки защиты докторских диссертаций на факультете. Я.С. помогал всем, кто к нему обращался с просьбой вычитать диссертацию, и делал это очень скрупулезно. И эта работа дала свои плоды, не оставшись незамеченной. На одном из совещаний тогдашний ректор В. В. Свиридов как-то сказал: «С приходом Якова Соломоновича на радиофакультете начались защиты докторских диссертаций».

Но для Я.С. важно было также продолжить исследования в созданном им направлении, а значит, инициировать на кафедре науку в области СТА. С этой целью он прочитал научным сотрудникам кафедры цикл из 10 лекций по СТА и подключил некоторых из них непосредственно к этим исследованиям. Так, Ю. М. Бородавко с энтузиазмом включился в работу по обобщению СТА на зону Френеля для сфокусированных и несфокусированных систем, а кандидатская работа В. А. Назаренко была посвящена построению теории случайных решеток на всю глубину зоны Френеля. Обе работы были в русле важной хозяйственной тематики, выполнявшейся по заказу Радиотехнического института АН СССР.

Позднее к исследованиям в области СТА подключились также доцент В. В. Должигов и аспирант В. Ю. Радченко. Все вместе провели исследования по статистическому синтезу антенн и изучению характера трансформации эффектов сверхнаправленности в СТА.

С 1991 года, когда по предложению Якова Соломоновича была создана кафедра технической электродинамики и антенн (ТЭА) и он ее возглавил, работа приобрела особый размах. На должности заведующего кафедрой ТЭА Яков Соломонович пробыл около пяти лет, до 1996 г. За это время заметно обогатилась лаборатория, улучшился ее внешний вид, удалось также расширить территорию кафедры: к ней добавились две комнаты. В одной разместилась преподавательская, а другая служила офисом созданной Я. С. Шифриным в 1992–1993 гг. украинской национальной ассоциации «Антенны».

Помимо работы в области СТА, не менее важным для Якова Соломоновича было инициировать на кафедре настоящую серьезную науку по тем научным заделам, которые имелись там до его прихода, сохранив и развив их должным образом. Наиболее интересными и перспективными из них оказались исследования по активным антеннам, основным исполнителем которых был А. И. Лучанинов. Помогая А. И. в завершении кандидатской диссертации, Я.С. ознакомился с результатами выполненных ранее на кафедре работ и существенно обобщил как саму постановку, так и цель исследований, сформулировав и возглавив новое научное направление — теорию антенн с нелинейными элементами (АНЭ) и ее приложения. Одним из важнейших типов АНЭ являются ректенны (антенны-выпрямители), используемые, в частности, как оконечные устройства в системах беспроводной передачи энергии (БПЭ) СВЧ-лучом. Они извлекают мощность из СВЧ-пучка и преобразуют ее в мощность постоянного тока. Исследования в области ректенн проводились на кафедре А. И. Лучаниновым, В. М. Шокало и А. А. Щербиной. Яков Соломонович предложил В. М. Шокало и А. И. Лучанинову использовать темы «Ректенны» и «Теория АНЭ», соответственно, в качестве тем докторских диссертаций. А. И. Лучанинов впоследствии вспоминал: «В то время почти все мы работали в научно-исследовательском секторе, необходимы были хозяйственные работы. Я.С. организовал командировку для В. М. Шокало, П. Л. Токарского и меня в Москву

в КБРП им. Расплетина, где познакомил нас с А. Г. Шубовым, Ю. Г. Владыченским и А. Н. Егоровым — сотрудниками отдела, который занимался разработками ректенн. Сам же Яков Соломонович в это время встречался с руководителем КБРП Г. Г. Бубновым. После одной из таких встреч он нам сообщил, что КБРП готово заключить с ХИРЭ большой хоздоговор. Довольно быстро были оформлены все документы, и начались исследовательские работы. Потом были исследования по антеннам с нелинейными элементами, которые постоянно расширялись, был выполнен еще ряд крупных работ с ведущими организациями как бывшего СССР, так и Украины. По результатам этих работ опубликованы более 90 статей, 4 монографии и сделано несколько десятков докладов на международных конференциях. Наиболее весомыми доказательствами актуальности нового направления явились опубликование главы «Антенны с нелинейными элементами» в «Справочнике по антенной технике» под редакцией Л. Д. Бахраха и Е. Г. Зелкина и участие в симпозиуме по антеннам JINA-94. Я.С. подал в Оргкомитет этого симпозиума предложение об организации секции по антеннам с нелинейными элементами и буквально «выбил» из нас 6 докладов. Несмотря на то, что Оргкомитет принял всего 2 доклада, прочитанные Яковом Соломоновичем, они вызвали достаточно большой интерес. Весьма положительные отклики на них были получены от «отцов» беспроводной передачи энергии П. Глэзера и В. Брауна. Поступили предложения участвовать в написании монографии в составе международного коллектива авторов, написать обзорную статью в журнал, посвященный солнечной энергетике. К сожалению, в силу ряда причин, эти предложения оказались нереализованными. Авторитет школы подтвердился, когда П. Глэзер прислал доклад на международную конференцию по теории и технике антенн ICATT'95, главным инициатором которой был Яков Соломонович. Сам Яков Соломонович является автором около 50 научных работ и трех монографий в этом направлении. Потом были его доклады в Польше, Германии, Франции, США, Японии. Эти доклады были одобрены ведущими зарубежными учеными, а научное направление антенны с нелинейными элементами получило заслуженное признание».

В конце 90-х годов по предложению У. Р. Лиепиня Яков Соломонович подключился к разработке еще одного научного направления — бесфазовой диагностике фазированных антенных решеток (ФАР). Ими совместно с сотрудниками У. Р. Лиепиня были предложены два новых весьма перспективных метода диагностики ФАР, разработан оригинальный метод компенсации откатов части каналов ФАР и решен ряд других важных задач, примыкающих к проблеме диагностики ФАР.

Осенью 1996 г. Я.С. перешел на должность профессора-консультанта. От учебного процесса он отошел, но продолжил активно заниматься наукой и научно-организационной работой и раз в год читал для молодых преподавателей и аспирантов лекцию «Методологические основы фундаментального инженерного образования». Вопросы методики преподавания и организации учебного процесса в вузах интересовали его всю жизнь, и многие годы он был членом методического совета по электродинамическим дисциплинам при Министерстве образования СССР. В частности, Яков Соломонович считал, что так же, как и в классических университетах, в технических вузах образование должно быть фундаментальным. В 2003 г. в Таганрогском радиотехническом университете (ТРТУ) на научной конференции он прочитал лекцию по вопросам фундаментальности вузовского инженерного образования, обобщившую его 50-летний педагогический опыт. Эта лекция очень заинтересовала и участников конференции, и руководство ТРТУ, которое дало указание издать ее в виде препринта. В дальнейшем Я.С. прочитал подобные лекции для руководящего состава в Севастопольском техническом университете и в Национальном техническом университете Украины «Киевский политехнический институт» (КПИ). И там, и там некоторые из его предложений были реализованы.

Яков Соломонович Шифрин создал свою широко известную школу в области теории и техники антенн. Под его руководством или при его консультациях защищено более 20 докторских и свыше 50 кандидатских диссертаций. Список его трудов насчитывает почти 400 публикаций, из которых более 250 открытых, включая 16 монографий при авторстве или соавторстве Я. С. Шифрина.

И все же, по собственной оценке Якова Соломоновича, самый большой и важный вклад его в науку — это создание и развитие статистической теории антенн.

Именно за работы по СТА он был избран IEEE Fellow (действительным членом Института инженеров электротехники и электроники). Вступление в члены IEEE Я. С. Шифрина было продиктовано его научно-организационной деятельностью. Общественной работе Яков Соломонович начал уделять много времени еще со школьной скамьи, проявляя недюжинные организаторские способности. В полной мере эти способности проявились тогда, когда он руководил кафедрами в ВИРТА и ХНУРЭ. А более масштабным шагом организационного плана было создание Яковом Соломоновичем в 1992–1993 гг. Украинской национальной ассоциации «Антенны». Распад СССР привел к нарушению связей между специалистами в области прикладной электродинамики, осуществлявшихся ранее через Москву. Как писал Яков Соломонович, «эти «радиальные» связи теперь оказались разорванными. Необходимо было срочно устано-

вить «рокадные» связи между украинскими специалистами-антенщиками, радиотехническими вузами, НИИ и предприятиями радиопромышленности, дабы познакомить ученых Украины друг с другом и оценить потенциал Украины в области антенн и техники СВЧ». Эта идея, высказанная им в письмах, разосланных по всей Украине, получила горячую поддержку, и в марте 1993 г. состоялась первое, организационное, собрание новой ассоциации, объединившей более 60 вузов, НИИ и промышленных предприятий. В период с 1993 по 1996 г. было проведено свыше десяти семинаров, на которых было рассмотрено состояние дел в Украине по многим актуальным вопросам теории и техники антенн. Важным шагом на пути интеграции украинской науки в международную явилось создание в 1995 г. Восточно-Украинского отделения (E-U. Chapter'a) IEEE. Вступив в члены IEEE, мы стали получать научные журналы этого общества. Тем самым была прорвана информационная блокада, обусловленная распадом СССР и возникшим, как следствие этого распада, обнищанием научных сотрудников.

В 1994 г. Яков Соломонович вплотную приступил к подготовке первой международной конференции по теории и технике антенн (International Conference on Antenna Theory and Techniques, ICATT), намеченной на осень 1995 г. Его инициативу возродить в СНГ антенные конференции, проводившиеся ранее в СССР под руководством А. А. Пистолькорса, поддержали, в первую очередь, его близкий друг — антенщик № 1 в СССР Лев Давидович Бахрах и другие крупные ученые из Украины, России и Белоруссии. В отличие от Пистолькорсовских конференций, которые проводились для обмена опытом между учеными русскоязычного Советского Союза, конференции, задуманные Я.С., должны были объединить ученых из разных стран. Для этого, решил он, тезисы нужно было издать на двух языках — русском и английском. С тех пор эти конференции проводятся раз в два года в разных городах Украины, а их труды публикуются только на английском языке и распространяются по всему миру. Яков Соломонович сделал все, чтобы ICATT проходили на мировом уровне. По его приглашению приезжали многие видные ученые не только из Украины, России и других стран СНГ, но и из дальнего зарубежья. Очень большое внимание Яков Соломонович уделял тому, чтобы в конференциях приняло участие как можно больше молодежи. Все ICATT проводятся при поддержке IEEE. Перед своим уходом из жизни Яков Соломонович очень беспокоился о том, чтобы начатое им дело по организации антенных конференций не прекращалось. Зная, что в 2020 г. в Харькове планируется IEEE First Ukrainian Microwave Week (Первая Украинская микроволновая неделя), он волновался, в каком вузе лучше провести эту неделю, включающую в себя четыре конференции по радиоэлектронике, так, чтобы всем участникам было удобно общаться друг с другом, ведь одна из главных идей конференции заключается в завязывании и развитии контактов между ее участниками. В том, что эта микроволновая неделя проводится сегодня в Украине, немалая заслуга и Якова Соломоновича, который был избран IEEE Fellow в 1998 г. с весьма редкой и почетной формулировкой «За фундаментальный вклад в теорию и технологию антенн». Для того, чтобы получить такое звание, нужна была поддержка нескольких признанных в мире ученых-членов IEEE (Senior member или Fellow). И в этом ему помогли его зарубежные друзья, с которыми он встречался на международных конференциях, в том числе на организованных им ICATT. Яков Соломонович оказался первым и до 2003 г. единственным ученым в Украине, удостоенным этого почетного звания. А с 2008 г. Я.С. стал называться Life Fellow IEEE (пожизненным действительным членом).

Еще раньше, в 1983 г., президиум Академии наук СССР присудил Я.С. Шифрину премию имени А. С. Попова с похожей формулировкой «За работы в области статистической теории антенн, внесшие фундаментальный вклад в теорию и технику антенн». В состав экспертного совета входили наиболее видные специалисты в области радиоэлектроники и радиофизики. Диплом вручил Президент АН СССР академик А. П. Александров на общем собрании АН СССР в марте 1984 г.

В 1989 г. Я.С. вместе с другими соавторами был удостоен премии Министерства высшего образования СССР за монографию «Методы измерений параметров излучающих систем» как за лучшую научную работу.

В 1991 г. он был удостоен звания «Заслуженный деятель науки и техники Украины».

В 2014 г. Совет директоров Европейской микроволновой ассоциации (ЕМА) присудил Я. С. Шифрину награду «Outstanding Career Award EuMA 2014» («Награда ЕМА за выдающуюся профессиональную деятельность 2014»). Ученому постсоветского пространства награда ЕМА была присуждена впервые.

В 2015 г. профессор Я. С. Шифрин был удостоен престижной награды IEEE AESS Pioneer Award за 2015 г. за его пионерский вклад и достижения, которые прошли испытание временем, с формулировкой: «За фундаментальный вклад в современную радиофизику и статистическую теорию антенн». Сама награда представляет собой внушительный по весу и очень красивый бронзовый именной диск, размещенный на деревянной доске. К ней полагается денежный приз в 3000 долларов и, как часть награды, возможность опубликовать научно-популярную статью в журнале Aerospace and Electronic Systems IEEE о том, как было создано новое направление в науке. Статья Я. С. Шифрина «Statistical antenna theory:

formation and extension" была опубликована в августовском номере журнала Aerospace and Electronic Systems IEEE за 2016 г. (Том 31, № 8). Пионерской награды этого общества удостоивают за значительный вклад в создание таких электронных и аэрокосмических систем, которые существуют поныне. Вклад, за который вручается награда, должен быть сделан как минимум за двадцать лет до награждения. Статистическая теория антенн не потеряла своей актуальности и за пятьдесят лет.

С получением, помимо премии им. А. С. Попова АН СССР 1983 г., наград 2014 и 2015 гг., Яков Соломонович оказался единственным в мире обладателем трех высших профессиональных наград СССР, Европы и США в области радиоэлектроники. Он удостоен также 25 государственных наград, включая 5 орденов и 20 медалей, и званий Почетного профессора пяти вузов Украины и России и Почетного доктора Харьковского национального университета им. В. Н. Каразина.

За свою выдающуюся научную, педагогическую и общественную деятельность Я. С. Шифрин был избран в 2016 г. Почетным гражданином г. Харькова.

Яков Соломонович ушел из жизни 6 августа 2019 г. в возрасте 99 лет, до последних дней проявляя волю к жизни. Его честность, неукротимая энергия, мощный интеллект, мудрость и обаяние как магнитом притягивали к нему людей. Его очень не хватает, особенно сейчас, когда готовится очередная порожденная им Международная конференция по теории и технике антенн, ICATT'2020. Так и хочется обратиться к нему за советом

Список литературы

1. Шифрин Я. С. Как мы жили. Харьков: Контраст, 2004. 512с.
2. Радциг Ю. Ю. Из Великого Новгорода // Прикладная радиоэлектроника. 2010. Т. 9. № 1. С. 158.
3. Кашин В. А. Антеннщики «Алмаза» — Я. С. Шифрину // Прикладная радиоэлектроника. 2010. Т. 9. № 1. С. 136–137.
4. Воспоминания сотрудников ПАО «Радиофизика» (к 100-летию Я. С. Шифрина) // Радиолокация и связь. 2019. № 28. С. 5.
5. Лучанинов А. И. Я. С. Шифрин и теория антенн с нелинейными элементами // Прикладная радиоэлектроника. 2010. Т. 9. № 1. С. 145.

Поступила 23 апреля 2020 г.

TO THE 100TH ANNIVERSARY OF YAKOV SOLOMONOVICH SHIFRIN

N.G. MAKSIMOVA

doi: 10.25210/jfop-2001-003011

The article is devoted to a memory of an outstanding scientist and a wonderful person, Yakov Shifrin whose centenary is celebrated in 2020. A story is given about his life and activities, his foundation of a new scientific direction – statistical antenna theory, and his fundamental contribution to other scientific directions in the field of radio physics and antennas; about a fine text-book and other books by which many generations of antenna specialists have studied. The article describes not only a many-year huge training work in the universities, with which Yakov Shifrin worked, but also his help to candidates for scientific degrees from other universities and organizations in the country. It is shown that in the most difficult time after the Soviet Union collapsed, Yakov Shifrin became an organizer of the antenna science in Ukraine having founded the National Antenna Association and being its permanent president, and having organized, for the first time in Ukraine, international conferences on antenna theory and techniques.

The article is based on Yakov Shifrin's book "How we lived", on recollections of the author who used to work during 25 years under leadership of Yakov Solomonovich, and on recollections of Shifrin's colleagues and disciples.

НОВЫЕ МАТЕМАТИЧЕСКИЕ И ФИЗИЧЕСКИЕ МЕТОДЫ

УДК 621.372.542.2:517.521:519.651

АТОМАРНЫЕ ФУНКЦИИ $h_a(x)$ В ЗАДАЧАХ ФИЛЬТРАЦИИ

© Авторы, 2020

doi: 10.25210/jfop-2001-012026

Будунова К. А. — м.н.с., Институт радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова РАН, Москва. E-mail: 1917schw@mail.ru

Кравченко В. Ф. — заслуженный деятель науки РФ, д.ф.-м.н., гл.н.с., Институт радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова РАН; Научно-технологический центр уникального приборостроения РАН; профессор кафедры высшей математики ФН-1, Московский государственный технический университет им. Н.Э. Баумана, Москва. E-mail: kvf-ok@mail.ru

Аннотация

Представлены методы построения фильтров с амплитудно-частотной характеристикой, аппроксимирующей атомарные функции. В разделе, посвященном цифровым фильтрам, приводится метод определения коэффициентов фильтра с конечной импульсной характеристикой, амплитудно-частотная характеристика которого аппроксимирует функцию $h_a(x)$. Рассмотрены также фильтры с амплитудно-частотными характеристиками на основе сумм сдвигов $h_a(x)$. Приведена вместе с доказательством теорема об оценке отклонений частотных характеристик атомарных фильтров с конечной импульсной характеристикой в полосах пропускания и подавления. Эффективность применения атомарных фильтров, обусловленная быстрым затуханием отклонения, наглядно подтверждается результатами численного эксперимента. Рассмотрены три различных метода аппроксимации квадратов атомарных функций рациональными дробями. Полученные дробно-рациональные приближения можно использовать с целью построения частотных характеристик аналоговых атомарных фильтров. Представлен пример применения атомарного фильтра в цифро-аналоговом преобразовании.

Ключевые слова: теорема отсчетов, фильтры низких частот, дробно-рациональная аппроксимация, атомарные функции

Abstract

Methods for constructing filters with a magnitude response approximating atomic functions are presented. The section on digital filters provides a method for determining the coefficients of a filter with a finite impulse response whose magnitude response approximates the function $h_a(x)$. Filters with magnitude response based on shift sums of $h_a(x)$ are also considered. Together with the proof, we present a theorem on estimating deviations in the frequency characteristics of atomic filters with a finite pulse characteristic in the passband and stopband. The efficiency of using atomic filters, due to the rapid attenuation of the deviation, is clearly confirmed by the results of a numerical experiment. Three different methods of approximating the squares of atomic functions with rational fractions are considered. The obtained fractional-rational approximations can be used to construct the frequency characteristics of analog atomic filters. An example of using an atomic filter in digital-to-analog conversion is presented.

Keywords: sampling theorem, low-pass filters, fractional-rational approximation, atomic functions

Введение

Ряд Кравченко-Котельникова, представляющий собой обобщение ряда Котельникова спектрами атомарных функций, впервые предложен В. Ф. Кравченко и В. А. Рвачевым в [1]. В [2] была доказана соответствующая теорема, а также исследованы условия сходимости ряда. Впоследствии эффективность применения ряда на основе спектров атомарных функций неоднократно подтверждалась экспериментально [3–6]. Недавно в [7] была выведена оценка ошибки усечения разложения Кравченко-Котельникова. Как оказалось, данная ошибка, которая возникает при замене бесконечной суммы конечной из $2N + 1$ слагаемых, затухает асимптотически быстрее, чем $N^{-\alpha}$, где α — любое положительное число.

Быстрая сходимость ряда на основе спектров атомарных функций обуславливает перспективность применения его в различных практических приложениях. При этом наиболее естественным из таких приложений является фильтрация сигналов. В данной работе рассматриваются методы синтеза специальных фильтров, амплитудно-частотные характеристики (АЧХ) которых аппроксимируют атомарную функцию $h_a(x)$. Представлены методы синтеза как цифровых, так и аналоговых фильтров низких частот (ФНЧ). При этом из цифровых фильтров рассмотрены фильтры с конечной импульсной характеристикой (КИХ). Задача синтеза фильтров с бесконечной импульсной характеристикой (БИХ) тесно связана с разработкой аналоговых фильтров. Если необходимо, то их можно получить с помощью стандартных методов из аналоговых прототипов [8]. Задача синтеза аналогового фильтра с АЧХ, аппроксимирующей атомарную функцию, сама по себе является нетривиальной. Прежде всего для ее решения необходимо наличие метода дробно-рациональной аппроксимации квадратов атомарных функций. В работе представлены три таких метода. Описаны также процедуры получения из рациональных приближений частотных характеристик (ЧХ) фильтров.

1. Теорема Кравченко-Котельникова и ошибка усечения разложения на основе спектров атомарных функций $h_a(x)$

Ниже приводятся некоторые сведения о ряде Кравченко-Котельникова и атомарной функции $h_a(x)$.

1.1. Атомарные функции $h_a(x)$ и разложение Кравченко-Котельникова

Теоретической основой обсуждающихся ниже методов фильтрации сигналов является разложение Кравченко-Котельникова [6], базисные функции которого есть спектры атомарных функций $h_a(x)$ [5,9].

Функция $h_a(x)$ определяется как финитное решение функционально дифференциального уравнения

$$y'(x) = \frac{a^2}{2}(y(ax+1) - y(ax-1)), \quad a > 1$$

с условием нормировки

$$\int_{-\infty}^{+\infty} y(x) dx = 1.$$

Функция $h_a(x)$ может быть представлена интегралом Фурье

$$h_a(x) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} F_a(t) e^{ixt} dt,$$

где $F_a(t)$ — спектр $h_a(x)$,

$$F_a(t) = \prod_{k=1}^{\infty} \operatorname{sinc}\left(\frac{t}{a^k}\right). \quad (1)$$

Носителем финитной функции $h_a(x)$ является отрезок $\left[\frac{-1}{a-1}, \frac{1}{a-1}\right]$,

$$h_a(x) \equiv 0, \quad |x| > \frac{1}{a-1}. \quad (2)$$

При $a > 2$ АФ $h_a(x)$ равна константе на отрезке $\left[-\frac{a-2}{a(a-1)}, \frac{a-2}{a(a-1)}\right]$,

$$h_a(x) \equiv \text{const} = \frac{a}{2}, \quad |x| \leq \frac{a-2}{a(a-1)}. \quad (3)$$

Функция $h_a(x)$ — решение задачи о разложении единицы

$$\frac{2}{a} \sum_{k \in \mathbb{Z}} h_a\left(x + \frac{2}{a}k\right) \equiv 1. \quad (4)$$

Теорема Кравченко-Котельникова представляет собой обобщение теоремы Уиттекера-Котельникова-Шеннона спектрами атомарной функции $h_a(x)$. Согласно теореме, функция $f(t)$, обладающая финитным преобразованием Фурье $F(\omega)$ с носителем $\operatorname{supp} F(\omega) = [-\Omega, \Omega]$, может быть точно восстановлена по набору своих отсчетов $f(k\Delta)$ по следующей формуле:

$$f(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} f(k\Delta) F_a\left(\frac{a\pi}{\Delta}(t - k\Delta)\right). \quad (5)$$

Функция $F_a(t)$ в (5) является бесконечным произведением (1). Точное разложение по формуле (5) справедливо лишь в случае, когда параметр a и шаг Δ удовлетворяют условиям

$$a > 2, \quad 0 < \Delta \leq \frac{\pi}{\Omega} \frac{a-2}{a-1}.$$

Вместо выражения (1) в (5) можно использовать произведение конечного числа сомножителей

$$F_a(t) \approx P_K(a, t), \quad P_K(a, t) = \prod_{l=1}^K \operatorname{sinc}\left(\frac{t}{a^l}\right).$$

Пусть по-прежнему функция $f(t)$ имеет финитный спектр $F(\omega)$ с носителем $[-\Omega, \Omega]$. Разложение вида

$$f(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} f(k\Delta) P_K\left(a, \frac{a\pi}{\Delta}(t - k\Delta)\right), \quad (6)$$

как и (5), является точным [9]. Ограничения на шаг Δ и параметр a задаются неравенствами

$$a(1+a^{-K}) > 2, \quad \Delta \leq \frac{\pi}{\Omega} \frac{a(1+a^{-K})-2}{a-1}.$$

1.2. Ошибка усечения

Практическое применение как ряда Котельникова, так и его обобщений, подразумевает аппроксимацию искомой функции $f(t)$ конечной суммой $f_N(t)$, содержащей $2N+1$ слагаемых. Для ряда (5) $f_N(t)$ задается формулой

$$f_N(t) = \sum_{k=-N}^N f(k\Delta) F_a \left(\frac{a\pi}{\Delta} (t - k\Delta) \right).$$

Возникающая в результате отбрасывания слагаемых ошибка $\varepsilon_N(t) = f(t) - f_N(t)$ называется ошибкой усечения. Она является остатком ряда (5) и выражается формулой

$$\varepsilon_N(t) = \sum_{k=N+1}^{+\infty} f(k\Delta) F_a \left(\frac{a\pi}{\Delta} (t - k\Delta) \right) + \sum_{k=-\infty}^{-N-1} f(k\Delta) F_a \left(\frac{a\pi}{\Delta} (t - k\Delta) \right). \quad (7)$$

Ошибка усечения (7) быстро затухает с ростом числа слагаемых усеченного ряда, причем наилучший результат обеспечивается при выборе параметра a близким к 2. При $a \rightarrow \infty$ ряд (5) совпадает с рядом Котельникова, погрешность усечения которого затухает со скоростью $1/N$.

Оценка величины (7) впервые была получена в [7]. Ниже приводится соответствующая теорема.

Теорема 1. Ошибка усечения $|\varepsilon_N(t)|$ ряда (1) при $|t| \leq \Delta$ и $N > \frac{a}{\pi}$ удовлетворяет неравенству

$$|\varepsilon_N(t)| \leq 2M \pi^{-\log_a \sqrt{a\pi}} N^{-\log_a (\pi^2 a^{-1} N)/2} \left(\frac{1}{\eta(N-1)-2} + N^{-1} \right), \quad (8)$$

где

$$\eta(x) = \begin{cases} [\log_a(a^2 \pi(x+1))], & \{\log_a(\pi(x+1))\} \neq 0, \\ \log_a(a\pi(x+1)), & \{\log_a(\pi(x+1))\} = 0. \end{cases} \quad (9)$$

В (9) обозначения $[b]$ и $\{b\}$ используются соответственно для целой и дробной части числа b .

В [7] была проанализирована также ошибка усечения ряда (6)

$$\varepsilon_N(t) = f(t) - \sum_{k=-N}^N f(k\Delta) P_K \left(a, \frac{a\pi}{\Delta} (t - k\Delta) \right). \quad (10)$$

Для оценки модуля величины (10) при выполнении условия

$$N > \frac{a}{\pi}, \quad K \geq \log_a(\pi(N+2))$$

можно использовать соотношение (8).

2. Цифровые фильтры с конечной импульсной характеристикой

Цифровые КИХ-фильтры на основе спектров атомарных функций обладают преимуществами как перед фильтрами на основе весовых функций, так и перед фильтрами Чебышева [11]. Процедура получения коэффициентов импульсной характеристики для атомарных фильтров, как и для оконных, в отличие от фильтров Чебышева, не включает специальных численных методов, таких как алгоритм Ремеза. С другой стороны, известно, что отклонение ЧХ оконных фильтров длиной $2N+1$ асимптотически затухает как $O(1/N)$ [12]. Отклонение же ЧХ атомарного фильтра при $N \rightarrow \infty$ затухает быстрее, чем $N^{-\alpha}$, где α — произвольное положительное число.

2.1. Цифровые фильтры с амплитудно-частотной характеристикой, аппроксимирующей $h_a(x)$

Воспользуемся свойствами (2), (3) АФ $h_a(x)$ и рассмотрим ее в качестве идеальной характеристики ФНЧ. Построим фильтр, удовлетворяющий следующим требованиям спецификации:

Полоса пропускания $0 \leq \omega \leq \omega_0$.

Полоса подавления $\omega_1 \leq \omega$.

Отклонение в полосе пропускания и подавления δ .

Граничные частоты полос пропускания и подавления фильтра с ЧХ вида $h_a(C\omega)$, где C – произвольная постоянная, удовлетворяют соотношению

$$\frac{\omega_0}{\omega_1} = \frac{a-2}{a}.$$

Отсюда следует, что параметр a должен задаваться формулой

$$a = \frac{2}{1 - \omega_0 / \omega_1}.$$

Преобразовывая аргумент функции $h_a(\omega)$

$$h_a\left(\omega_1 \frac{\omega_1 - \omega_0}{\omega_1 + \omega_0} \omega\right),$$

получим ЧХ, имеющую заданные спецификацией полосы пропускания и подавления. Коэффициенты импульсной характеристики соответствующего фильтра имеют вид

$$h(k) = \frac{\omega_1 + \omega_0}{2\pi} F_a(k(a-1)\omega_1), \quad k \in \mathbb{Z}. \quad (11)$$

При реализации вычислительных методов с использованием атомарной функции $h_a(x)$ обычно используют аппроксимации

$$F_a(t) \approx P_K(a, t), \quad P_K(a, t) = \prod_{k=1}^K \text{sinc}\left(\frac{t}{a^k}\right), \quad (12)$$

$$h_a(x) \approx (a-1) \left(\frac{1}{2} + \sum_{m=1}^M P_K(a, (a-1)\pi k) \cos((a-1)\pi kx) \right).$$

Заменим функцию $F_a(t)$ в (11) на $P_K(a, t)$ в соответствии с выражением (12)

$$h(k) = \frac{\omega_1 + \omega_0}{2\pi} P_K(a, k(a-1)\omega_1), \quad k \in \mathbb{Z}. \quad (13)$$

Граничные частоты полосы пропускания и подавления фильтра с импульсной характеристикой (13) определяются следующим образом:

$$\tilde{\omega}_0 = \omega_0 \left(1 + \frac{a^{-K+1}}{a-2} \right), \quad \tilde{\omega}_1 = \omega_1 \left(1 - \frac{1}{a^K} \right).$$

Коэффициенты (13) затухают быстрее коэффициентов идеального ФНЧ. Данное свойство позволяет получить КИХ-фильтр с хорошими характеристиками путем усечения импульсной характеристики (13) прямоугольным окном (рис. 1, а, б)

$$h(k) = \frac{\omega_1 + \omega_0}{2\pi} P_K(a, k(a-1)\omega_1), \quad k = -N, \dots, N. \quad (14)$$

Требуемое отклонение может быть получено путем изменения длины фильтра и оценки величины δ по специальной формуле, которая приводится далее в 2.3.

2.2. Цифровые фильтры на основе сумм сдвигов $h_a(x)$

При уменьшении параметра a асимптотическая скорость затухания оценки ошибки усечения (8) увеличивается. Как будет показано далее, аналогичное утверждение справедливо и для оценки отклонения ЧХ атомарных фильтров в полосах пропускания и подавления. Один из способов уменьшения значения параметра a — применение сумм сдвигов функций $h_a(x)$. Данные суммы также образуют ЧХ идеального ФНЧ за счет свойства (4). Будем рассматривать функции вида

$$h_{s,a}(x) = \frac{1}{S} \sum_{k=0}^{S/2} \left(h_a\left(x + \frac{2k+1}{a}\right) + h_a\left(x - \frac{2k+1}{a}\right) \right), \quad S = 2n, \quad n \in \mathbb{N}, \quad (15)$$

$$h_{s,a}(x) = \frac{1}{S} \sum_{k=-(S-1)/2}^{(S-1)/2} h_a\left(x + \frac{2k}{a}\right), \quad S = 2n-1, \quad n \in \mathbb{N}, \quad (16)$$

представляющие собой соответственно сумму четного и нечетного числа сдвигов АФ $h_a(x)$.

Построенные функции бесконечно дифференцируемы и финитны

$$\text{supp } h_{s,a}(x) = \left[-\frac{S(a-1)+1}{a(a-1)}, \frac{S(a-1)+1}{a(a-1)} \right]. \quad (17)$$

Суммы (15), (16) будут являться ЧХ ФНЧ в случае, когда параметр a удовлетворяет неравенству

$$a > \frac{S+1}{S}. \quad (18)$$

Последнее неравенство позволяет уменьшить параметр a , не расширяя переходной полосы фильтра и получить малые значения отклонений. При выполнении (18) имеет место свойство

$$h_{s,a}(x) \equiv \frac{a}{2}, \quad |x| < \frac{S(a-1)-1}{a(a-1)}. \quad (19)$$

Спектр $H_{s,a}(\omega)$ функции $h_{s,a}(x)$ задается выражением

$$H_{s,a}(\omega) = \frac{\sin(S\omega/a)}{S \sin(\omega/a)} F_a(\omega). \quad (20)$$

Функции $H_{s,a}(\omega)$ могут выступать в качестве базисных в обобщенном разложении УКИШ. Формула восстановления сигнала $f(t)$ с финитным на отрезке $[-\Omega, \Omega]$ спектром

$$f(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} f(k\Delta) H_{s,a} \left(\frac{a\pi}{S\Delta} (t - k\Delta) \right) \quad (21)$$

справедлива в случае, когда шаг Δ и параметр a удовлетворяют неравенствам

$$a > \frac{S+1}{S}, \quad 0 < \Delta \leq \frac{\pi}{\Omega} \frac{S(a-1)-1}{S(a-1)}.$$

Построим на основе функций $h_{s,a}(x)$ цифровой КИХ-фильтр с заданными граничными частотами ω_0 и ω_1 полос пропускания и подавления. В соответствии с (17), (19) параметр a определяется выражением

$$a = \frac{(S-1)(1-\omega_0/\omega_1)+2}{S(1-\omega_0/\omega_1)}. \quad (22)$$

Заменяя бесконечное произведение $F_a(t)$ в формуле (20) конечным

$$H_{s,a}^*(t) = \frac{\sin(St/a)}{S \sin(t/a)} P_K(a, t)$$

и учитывая (19), получим коэффициенты импульсной характеристики искомого КИХ-фильтра

$$\frac{\omega_1 + \omega_0}{2\pi} H_{s,a}^* \left(\frac{a(\omega_1 + \omega_0)}{2S} k \right), \quad k = -N, \dots, N. \quad (23)$$

Графики АЧХ фильтров (23) для $S=2$ и $S=3$ показаны на рис. 1(в) и рис. 1(г).

2.3. Оценка отклонения в полосах пропускания и подавления

Абсолютное отклонение δ ЧХ фильтра (23) от идеальной в полосах пропускания и подавления удовлетворяет неравенству

$$\delta \leq \max_{\omega} \left| \frac{\omega_0 + \omega_1}{\pi} \sum_{m=N+1}^{+\infty} H_{s,a}^* \left(\frac{a(\omega_0 + \omega_1)}{2S} k \right) \cos(k\omega) \right|. \quad (24)$$

Ниже приводится теорема о верхней оценке величины δ .

Теорема 2. Отклонение δ ЧХ фильтра (23) в полосах пропускания и подавления можно оценить, используя соотношение

$$\delta \leq \frac{2}{\pi} a^{\nu(\nu-1)/2} \left(\frac{\omega_1 + \omega_0}{2S} \right)^{1-\nu} (N+1)^{1-\nu} \left(\frac{1}{\nu-1} + (N+1)^{-1} \right), \quad (25)$$

где

$$\nu \equiv \nu(N) = \begin{cases} \left\lceil \log_a \left(a \frac{\omega_1 + \omega_0}{2S} (N+1) \right) \right\rceil, & \log_a \left(\frac{\omega_1 + \omega_0}{2S} (N+1) \right) \notin \mathbb{N}, \\ \log_a \left(\frac{\omega_1 + \omega_0}{2S} (N+1) \right), & \log_a \left(\frac{\omega_1 + \omega_0}{2S} (N+1) \right) \in \mathbb{N}. \end{cases}$$

Рис. 1. АЧХ фильтра с частотой среза $\omega_0 = \pi/5$, полученного усечением идеальной импульсной характеристики прямоугольным окном, $N = 50$ (а), АЧХ фильтров (14) (б) и (24) для $S = 2$ (в) и $S = 3$ (г) при $\omega_0 = \pi/5$, $\omega_1 = \pi/3$, $N = 50$.

На числа K и N налагаются следующие ограничения:

$$K \geq \log_a \left(\frac{\omega_1 + \omega_0}{2S} (N+1) \right), \quad N > \frac{2aS}{\omega_1 + \omega_0} - 1. \quad (26)$$

Доказательство. Положим $A = \frac{a(\omega_0 + \omega_1)}{2S}$. Справедлива цепочка неравенств

$$\begin{aligned} \left| \frac{\omega_0 + \omega_1}{\pi} \sum_{m=N+1}^{+\infty} H_{S,a}^*(Am) \cos(m\omega) \right| &\leq \frac{\omega_0 + \omega_1}{\pi} \sum_{m=N+1}^{+\infty} |H_{S,a}^*(Am)| \leq \\ &\leq \frac{\omega_0 + \omega_1}{\pi S} \sum_{m=N+1}^{+\infty} G_a^{(K)}(Am), \end{aligned} \quad (27)$$

где $G_a^{(K)}(t)$ при $t > a$ — положительная кусочная функция, определяемая формулой [7]

$$G_a^{(K)}(t) = \begin{cases} a^{n(n+1)/2} t^{-n}, & t \in (a^n, a^{n+1}], \quad n = 1, \dots, K-1, \\ a^{K(K+1)/2} t^{-K}, & t > a^K. \end{cases}$$

Далее,
$$\sum_{m=N+1}^{+\infty} G_a^{(K)}(Am) \leq G_a^{(K)}(A(N+1)) + \frac{1}{A} \int_{A(N+1)}^{+\infty} G_a^{(K)}(x) dx. \quad (28)$$

Пусть натуральное число ν таково, что $A(N+1) \in (a^\nu, a^{\nu+1}]$. Из условий (26) следует, что $2 \leq \nu < K-1$. Вычислим интеграл в правой части (28)

$$\begin{aligned} \int_{A(N+1)}^{+\infty} G_a^{(K)}(x) dx &= \int_{A(N+1)}^{a^{\nu+1}} a^{\nu(\nu+1)/2} x^{-\nu} dx + \sum_{l=\nu+1}^{K-1} \int_{a^l}^{a^{l+1}} a^{l(l+1)/2} x^{-l} dx + \int_{a^K}^{+\infty} a^{K(K+1)/2} x^{-K} dx = \\ &= \frac{1}{\nu-1} a^{\nu(\nu+1)/2} (A(N+1))^{-\nu+1} - \sum_{l=\nu+1}^K \frac{a^{-l^2/2+3l/2}}{(l-2)(l-1)}. \end{aligned}$$

Поскольку

$$G_a^{(K)}(A(N+1)) = a^{\nu(\nu+1)/2} (A(N+1))^{-\nu},$$

верно соотношение

$$\sum_{m=N+1}^{+\infty} G_a^{(K)}(Am) \leq a^{\nu(\nu+1)/2} A^{-\nu} (N+1)^{-\nu+1} \left(\frac{1}{\nu-1} + \frac{1}{N+1} \right). \quad (29)$$

Используя (29), (27) и (24), получим

$$\delta \leq \frac{2}{\pi} a^{\nu(\nu-1)/2} \left(\frac{\omega_1 + \omega_0}{2S} \right)^{1-\nu} (N+1)^{1-\nu} \left(\frac{1}{\nu-1} + (N+1)^{-1} \right).$$

Отметим, что при $S = 1$ оценка (25) справедлива для отклонения ЧХ фильтра (14).

2.4. Численный эксперимент.

Рассмотрим пример применения цифровых фильтров (14), (23) в задаче повышения частоты дискретизации цифрового сигнала. Пусть Δ — интервал между соседними отсчетами интерполируемого входного сигнала $x(n\Delta)$ и требуется получить последовательность $y(k\Delta_1) \approx x(k\Delta_1)$ с шагом $\Delta_1 = \Delta / L$. В общем случае выходной сигнал $y(k\Delta_1)$ вычисляется как свертка вида

$$y(k\Delta_1) = \sum_{l=-\infty}^{+\infty} h(l)x^*((k-l)\Delta_1), \quad (30)$$

где $h(k)$, $k \in \mathbb{Z}$, — коэффициенты импульсной характеристики некоторого фильтра, а последовательность $x^*(k\Delta_1)$ получена путем вставки $L-1$ нулей между соседними отсчетами $x(k\Delta)$,

$$x^*(k\Delta) = \begin{cases} x(n\Delta), & k = Ln, \\ 0, & k = Ln+1, \dots, Ln+L-1, \end{cases} \quad k, n \in \mathbb{Z}.$$

Если фильтр $h(k)$ имеет конечную длину $2M+1$, то (30) есть конечная свертка,

$$y(k\Delta_1) = \sum_{l=-M}^M h(l)x^*((k-l)\Delta_1).$$

В примере рассмотрим интерполяцию с коэффициентом $L = 3$. Используя так называемый полифазный метод фильтрации [13], будем вычислять отсчеты выходной последовательности $y((3s+m)\Delta_1)$, где $m = 1, 2$, по формуле

$$y((3s+m)\Delta_1) = \sum_{l=-N+1}^N h(3l+m)x(3(s-l)), \quad (31)$$

где число N связано с M соотношением $M = 3N - 1$.

Входной сигнал $x(k\Delta)$ имеет вид

$$x(k\Delta) = \begin{cases} 4(\sin(k\Delta)/(k\Delta)^3 - \cos(k\Delta)/(k\Delta)^2) + 1, & |k| > 0, \\ 7/3, & k = 0. \end{cases}$$

В примере интерполяция осуществлялась с помощью фильтров (14) (h_1), (23) при $S = 2, 3$ (h_2, h_3), фильтра с характеристикой типа «приподнятый косинус» (h_4) [14], а также оконных фильтров на основе весовых функций Хэмминга (h_5), Кайзера при $\beta = 8.96$ (h_6) и Блэкмана (h_7) [12]. Погрешность интерполяции ε вычислялась для отсчетов вида $y((3s+1)\Delta_1)$, $y((3s+2)\Delta_1)$ при $s = -20, \dots, 20$ по формуле

$$\varepsilon_1 = \max_{s=-20, \dots, 20} |x((3s+1)\Delta_1) - y((3s+1)\Delta_1)|, \quad \varepsilon_2 = \max_{s=-20, \dots, 20} |x((3s+2)\Delta_1) - y((3s+2)\Delta_1)|, \quad \varepsilon = \max(\varepsilon_1, \varepsilon_2).$$

Вычисления производились для различных значений исходного интервала дискретизации Δ , он выбирался равным $\Delta = \Delta_0 / b$ при $b = 1.5, 2, 3, 4$, где Δ_0 — интервал, соответствующий частоте дискретизации Найквиста. Значения числа N в формуле (31) принимались равными 20, 40 и 60, что позволило наблюдать поведение погрешности с увеличением числа отсчетов, используемых при интерполяции. Результаты численного эксперимента приведены в табл. 1.

Из табл. 1 следует, что положительный эффект применения атомарных КИХ-фильтров (14), (23) проявляется наиболее полно при высокой частоте дискретизации входной цифровой последовательности. Поскольку выборка с частотой, во много раз превышающая частоту Найквиста (так называемый метод выборки с запасом), часто используется в системах цифровой обработки сигналов [12], использование фильтров (14) и (23) целесообразно.

Таблица 1. Погрешность ε интерполяции сигнала $x(k\Delta_1)$ для различных значений b , полученная при использовании фильтров $h_1, \dots, h_7$ длиной $2N$ при $N=20, 40, 60$

$b = 1.5$							
N	h_1	h_2	h_3	h_4	h_5	h_6	h_7
20	$3.26 \cdot 10^{-5}$	$2.10 \cdot 10^{-5}$	$4.51 \cdot 10^{-5}$	$1.02 \cdot 10^{-4}$	$1.98 \cdot 10^{-3}$	$7.48 \cdot 10^{-6}$	$1.25 \cdot 10^{-5}$
40	$3.50 \cdot 10^{-7}$	$8.74 \cdot 10^{-8}$	$5.14 \cdot 10^{-7}$	$5.37 \cdot 10^{-6}$	$5.99 \cdot 10^{-4}$	$4.16 \cdot 10^{-6}$	$4.30 \cdot 10^{-7}$
60	$3.68 \cdot 10^{-8}$	$5.94 \cdot 10^{-9}$	$2.71 \cdot 10^{-9}$	$3.27 \cdot 10^{-6}$	$3.99 \cdot 10^{-4}$	$3.33 \cdot 10^{-6}$	$1.26 \cdot 10^{-7}$
$b = 2$							
N	h_1	h_2	h_3	h_4	h_5	h_6	h_7
20	$3.29 \cdot 10^{-5}$	$1.80 \cdot 10^{-6}$	$5.81 \cdot 10^{-7}$	$8.83 \cdot 10^{-5}$	$1.98 \cdot 10^{-3}$	$7.30 \cdot 10^{-6}$	$9.94 \cdot 10^{-6}$
40	$1.56 \cdot 10^{-6}$	$1.04 \cdot 10^{-8}$	$1.42 \cdot 10^{-10}$	$5.92 \cdot 10^{-6}$	$5.99 \cdot 10^{-4}$	$4.17 \cdot 10^{-6}$	$4.23 \cdot 10^{-7}$
60	$4.74 \cdot 10^{-9}$	$1.09 \cdot 10^{-10}$	$4.46 \cdot 10^{-12}$	$1.75 \cdot 10^{-6}$	$3.99 \cdot 10^{-4}$	$3.33 \cdot 10^{-6}$	$1.25 \cdot 10^{-7}$
$b = 3$							
N	h_1	h_2	h_3	h_4	h_5	h_6	h_7
20	$2.78 \cdot 10^{-6}$	$1.97 \cdot 10^{-7}$	$1.32 \cdot 10^{-8}$	$3.69 \cdot 10^{-5}$	$1.98 \cdot 10^{-3}$	$7.11 \cdot 10^{-6}$	$8.63 \cdot 10^{-6}$
40	$7.70 \cdot 10^{-9}$	$1.80 \cdot 10^{-9}$	$4.41 \cdot 10^{-12}$	$2.56 \cdot 10^{-6}$	$6.01 \cdot 10^{-4}$	$4.18 \cdot 10^{-6}$	$4.23 \cdot 10^{-7}$
60	$2.19 \cdot 10^{-9}$	$5.46 \cdot 10^{-12}$	$3.07 \cdot 10^{-14}$	$1.35 \cdot 10^{-6}$	$4.00 \cdot 10^{-4}$	$3.33 \cdot 10^{-6}$	$1.25 \cdot 10^{-7}$
$b = 4$							
N	h_1	h_2	h_3	h_4	h_5	h_6	h_7
20	$5.19 \cdot 10^{-6}$	$3.72 \cdot 10^{-8}$	$1.72 \cdot 10^{-8}$	$6.90 \cdot 10^{-5}$	$1.98 \cdot 10^{-3}$	$7.05 \cdot 10^{-6}$	$8.26 \cdot 10^{-6}$
40	$4.94 \cdot 10^{-9}$	$8.49 \cdot 10^{-12}$	$3.79 \cdot 10^{-13}$	$4.65 \cdot 10^{-6}$	$6.04 \cdot 10^{-4}$	$4.20 \cdot 10^{-6}$	$4.27 \cdot 10^{-7}$
60	$4.36 \cdot 10^{-11}$	$2.17 \cdot 10^{-12}$	$4.07 \cdot 10^{-14}$	$1.37 \cdot 10^{-6}$	$4.00 \cdot 10^{-4}$	$3.34 \cdot 10^{-6}$	$1.25 \cdot 10^{-7}$

Как видно из табл. 1, фильтры $h_1, \dots, h_3$ при $b = 3$ и $b = 4$ позволили понизить погрешность интерполяции на несколько порядков по сравнению с оконными фильтрами и фильтром с характеристикой «приподнятый косинус». Наилучшие результаты получены при восстановлении с помощью фильтра (23) при $S = 3$.

С помощью табл. 1 можно сравнить скорости затухания погрешности, полученной для фильтров $h_1, \dots, h_7$. Так, при $b = 3$, с увеличением числа N на 20 погрешность для h_1 становилась ниже на 1–2 порядка, для h_2 на 2 порядка и для h_3 на 2–4 порядка. При этом порядок числа ε для фильтров $h_4, \dots, h_7$ при $N = 40$ уменьшался на единицу, а далее при $N = 60$ не менялся. Быстрое затухание погрешности для атомарных фильтров позволило получить при $N = 60$ и $b = 4$ выигрыш в 7–10 порядков по сравнению с фильтрами $h_4, \dots, h_7$.

3. Формулы дробно-рациональной аппроксимации квадратов атомарных функций и построение передаточных функций аналоговых фильтров

Задача синтеза аналоговых фильтров с АЧХ, аппроксимирующей функцию $h_a^2(x)$, является достаточно сложной. Прежде всего для ее решения нужно разработать метод дробно-рациональной аппроксимации квадратов атомарных функций. Впервые подобные методы были получены в [15].

3.1. Аппроксимация атомарных функций $h_a(x)$ и B -сплайнов свёртками функций Баттлворта

Пусть $P(x)$ — прямоугольный импульс

$$P(x) = \begin{cases} 1, & |x| < 1, \\ 1/2, & |x| = 1, \\ 0, & |x| > 1, \end{cases}$$

где x — действительная переменная, а C — некоторый замкнутый контур, пересекающий действитель-

ную ось в точках $z = \pm 1$ и ограничивающий односвязную область на комплексной плоскости, содержащую все точки интервала $(-1, 1)$. Нетрудно убедиться, что

$$\frac{1}{2\pi j} \oint_C \frac{dz}{z + \omega} \equiv P(\omega), \quad \omega \in \mathbb{R}.$$

Выберем в качестве C окружность единичного радиуса с центром в начале координат, сделаем замену $z = e^{j\varphi}$ и вычислим интеграл приближенно по формуле прямоугольников, используя $2n$ значений угла φ

$$\frac{1}{2\pi j} \oint_C \frac{dz}{z + \omega} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \frac{e^{j\varphi} d\varphi}{e^{j\varphi} + \omega} \approx \frac{1}{2n} \sum_{l=0}^{2n-1} \frac{e^{j\varphi_l}}{e^{j\varphi_l} + \omega}, \quad (32)$$

$$\varphi_l = \frac{\pi}{2n} + l\Delta\varphi, \quad \Delta\varphi = \frac{\pi}{n}.$$

Вычисляя сумму дробей в (32), получим функцию Баттерворта

$$\frac{1}{2n} \sum_{l=0}^{2n-1} \frac{e^{j\varphi_l}}{e^{j\varphi_l} + \omega} = \frac{1}{1 + \omega^{2n}}. \quad (33)$$

Представление (33) может быть использовано для вычисления обратного преобразования Фурье функции Баттерворта. Известно, что

$$F^{-1}[1/(b \pm j\omega)] = \theta(\pm x) e^{\mp bx}, \quad b > 0.$$

Преобразуем сумму в левой части (33) и вычислим обратное преобразование Фурье

$$F^{-1} \left[\sum_{l=0}^{2n-1} \frac{e^{j\varphi_l}}{e^{j\varphi_l} + \omega} \right] = F^{-1} \left[\sum_{l=0}^{n-1} \frac{-je^{j\varphi_l}}{\sin \varphi_l - j(\omega + \cos \varphi_l)} + \sum_{l=n}^{2n-1} \frac{je^{j\varphi_l}}{-\sin \varphi_l + j(\omega + \cos \varphi_l)} \right] =$$

$$= -\theta(-x) \sum_{l=0}^{n-1} je^{j\varphi_l} e^{-je^{j\varphi_l} x} + \theta(x) \sum_{l=n}^{2n-1} je^{j\varphi_l} e^{-je^{j\varphi_l} x}. \quad (34)$$

Формула (34) позволяет осуществлять всевозможные свёртки функций Баттерворта, и, таким образом, приближать сплайны. Рассмотрим сначала сплайны $B^{(N)}(x)$, которые являются N -кратными свертками прямоугольных импульсов

$$B^{(N)}(x) = \underbrace{P(2x) * \dots * P(2x)}_{N+1}.$$

Вычислим обратное преобразование Фурье свертки N функций Баттерворта

$$F^{-1} \left[\frac{1}{1 + (2\omega)^{2n}} * \dots * \frac{1}{1 + (2\omega)^{2n}} \right] = \frac{\pi^N}{2^N n^N} \left(-\theta(-x) \sum_{l=0}^{n-1} je^{j\varphi_l} e^{-je^{j\varphi_l} x/2} + \theta(x) \sum_{l=n}^{2n-1} je^{j\varphi_l} e^{-je^{j\varphi_l} x/2} \right)^N =$$

$$= \frac{j^N \pi^N}{2^N n^N} \left((-1)^N \theta(-x) \sum_{l_1, \dots, l_N=0}^{n-1} e^{j(\varphi_{l_1} + \dots + \varphi_{l_N})} e^{-j(e^{j\varphi_{l_1}} + \dots + e^{j\varphi_{l_N}})x/2} + \theta(x) \sum_{l_1, \dots, l_N=n}^{2n-1} e^{j(\varphi_{l_1} + \dots + \varphi_{l_N})} e^{-j(e^{j\varphi_{l_1}} + \dots + e^{j\varphi_{l_N}})x/2} \right).$$

Осуществляя прямое преобразование Фурье, получим аппроксимацию B сплайна

$$B^{(N-1)}(\omega) \approx \frac{j^{N+1} \pi^{N-1}}{2^{N+1} n^N} \left(\sum_{l_1, \dots, l_N=0}^{n-1} \frac{(-1)^N e^{j(\varphi_{l_1} + \dots + \varphi_{l_N})}}{\omega + (e^{j\varphi_{l_1}} + \dots + e^{j\varphi_{l_N}})/2} - \sum_{l_1, \dots, l_N=n}^{2n-1} \frac{e^{j(\varphi_{l_1} + \dots + \varphi_{l_N})}}{\omega + (e^{j\varphi_{l_1}} + \dots + e^{j\varphi_{l_N}})/2} \right). \quad (35)$$

Построим таким же образом приближение атомарной функции $h_a(x)$. Известно, что данная атомарная функция является пределом последовательности $(M-1)$ -кратных частичных свертков [5,10]

$$h_a(x) \approx h_a^{(M)}(x) = \left(\frac{a}{2} P(ax) \right) * \left(\frac{a^2}{2} P(a^2 x) \right) * \dots * \left(\frac{a^M}{2} P(a^M x) \right).$$

Осуществляя обратное преобразование Фурье свертки функций Баттерворта, преобразовывая выражение и вновь переходя в частотную область, получим формулу

$$h_a^{(M)}(\omega) \approx \frac{j^{M+1} \pi^{M-1}}{2^{M+1} n^M} \left(\sum_{l_1, \dots, l_M=0}^{n-1} \frac{(-1)^M e^{j(\varphi_{l_1} + \dots + \varphi_{l_M})}}{\omega + (e^{j\varphi_{l_1}}/a + \dots + e^{j\varphi_{l_M}}/a^M)} - \sum_{l_1, \dots, l_M=n}^{2n-1} \frac{e^{j(\varphi_{l_1} + \dots + \varphi_{l_M})}}{\omega + (e^{j\varphi_{l_1}}/a + \dots + e^{j\varphi_{l_M}}/a^M)} \right). \quad (36)$$

Графики некоторых построенных по формулам (35), (36) рациональных функций приводятся на рис. 2. Среднеквадратическая погрешность приближения сплайна $h_3^{(2)}(\omega)$ по формуле (36) при $n = 20$ составила 0.00567, абсолютная 0.04.

Рис. 2. Аппроксимация сплайна $B^{(1)}(\omega)$ по формуле (35) (а), сплайнов $h_3^{(2)}(\omega)$ (б) и $h_{2.5}^{(3)}(\omega)$ (в) по формуле (36) при $n = 20$.

Частотная характеристика физически реализуемого фильтра с АЧХ, аппроксимирующей атомарную функцию $h_a(\omega)$, может быть получена из правой части (36) путем отброса ее нулей и полюсов, лежащих в нижней полуплоскости и удвоения их кратности в верхней полуплоскости.

Расположение нулей и полюсов рациональной функции, приближающей сплайн $h_3^{(2)}(\omega)$, показано на рис. 3.

Рис. 3. Расположение на комплексной плоскости полюсов (а) и нулей (б), (в) рациональной функции, приближающей сплайн $h_3^{(2)}(\omega)$ по формуле (36) при $n = 20$.

3.2. Приближения финитных сплайнов сдвигами функций Баттерворта с весом

Пусть $x_0 < x_1 < \dots < x_L$ — последовательность точек на оси абсцисс, $f_1(x), \dots, f_L(x)$ — полиномы, а $f(x)$ — кусочно-полиномиальная функция из L кусков, определяемая формулой

$$f(x) = \sum_{l=1}^L f_l(x) P((2x - x_{l-1} - x_l) / (x_l - x_{l-1})). \quad (37)$$

Очевидно, что функцию $f(x)$ можно аппроксимировать, заменяя в (37) $P(x)$ функцией Баттерворта. Экспериментально было установлено, что если брать функции Баттерворта одного порядка, последовательность взвешенных сумм сходится к $f(x)$ в смысле среднего квадратического, но не равномерно. Равномерно сходящуюся последовательность удалось получить, меняя порядок функции Баттерворта в зависимости от длины участка. Полагая $s_l = x_l - x_{l-1}$, выберем $s_0 = \max_{l=1, \dots, L} s_l$. Приближение функции $f(x)$ имеет вид

$$f(x) \approx \sum_{l=1}^L f_l(x) \left(1 + ((2x - x_{l-1} - x_l) / s_l)^{2n_l} \right)^{-1}, \quad (38)$$

где $n_l = [s_l n / s_0]$, n — порядок функции Баттерворта, аппроксимирующей прямоугольный импульс на отрезке $[x_{l-1}, x_l]$.

Используем описанный метод для построения фильтра низких частот с АЧХ, приближающей сплайн $h_3^{(3)}(\omega)$. Формулу (38) применим к функции $(h_3^{(3)}(\omega))^2$. Данная функция является кусочной и равна нулю вне отрезка $[-13/27, 13/27]$. На этом отрезке она является результатом склейки семи различных

функций $f_1(\omega), \dots, f_7(\omega)$, где

$$\begin{aligned} f_1(x) &= \frac{729}{16}x^2 + \frac{351}{8}x + \frac{169}{16}, \quad f_2(x) = \frac{27}{4}x + 3, \\ f_3(x) &= -\frac{729}{16}x^2 - \frac{135}{8}x - \frac{1}{16}, \quad f_4(x) = \frac{3}{2}, \\ f_5(x) &= f_3(-x), \quad f_6(x) = f_2(-x), \quad f_7(x) = f_1(-x). \end{aligned}$$

Длины $s_1, \dots, s_7$ соответствующих отрезков равны

$$s_1 = s_3 = s_5 = \frac{2}{27}, \quad s_2 = s_6 = \frac{4}{27}, \quad s_4 = \frac{10}{27}.$$

Поскольку дробь (38) является неотрицательной,

$$(h_3^{(3)}(\omega))^2 \approx \sum_{l=1}^L f_l(\omega) \left(1 + ((2\omega - \omega_{l-1} - \omega_l) / s_l)^{2n_l} \right)^{-1} = |H(j\omega)|^2,$$

где $|H(j\omega)|$ — АЧХ искомого фильтра, j — мнимая единица. Числитель и знаменатель функции $|H(j\omega)|^2$ — положительные многочлены переменной ω^2 с вещественными коэффициентами. Переходя к переменной $s = j\omega$ и выбирая полюсы и нули, лежащие в левой полуплоскости, получим передаточную функцию физически реализуемого фильтра с АЧХ $|H(j\omega)| \approx h_3^{(3)}(\omega)$ (рис. 4(а)). Нули и полюсы $|H(j\omega)|^2$ показаны на рис. 4(б).

Рис. 4. Функция $|H(j\omega)|$ при $n = 100$ (а), нули (черным) и полюсы (красным) функции $|H(j\omega)|^2$ при $n = 100$ (б).

3.3. О методе приближения, основанном на аппроксимации с помощью интеграла Коши

Выше обсуждались первые из созданных методов дробно-рациональной аппроксимации квадратов атомарных функций. Оба приведенных подхода обладают одинаковыми недостатками — порядок знаменателей построенных по формулам (36) или (38) дробей для получения аппроксимации с удовлетворительной погрешностью должен быть достаточно большим. В связи с этим обстоятельством был разработан еще один метод, рассчитанный на практическое применение в задачах фильтрации и основанный на приближении с помощью интеграла Коши. Ниже изложены основные идеи построения этого метода.

Пусть $\varphi(z)$ — некоторая целая функция, D — односвязная область, содержащая все точки интервала действительной оси $(-1, 1)$, а контур C , ограничивающий область D , проходит через точки $z = \pm 1$. Тогда, согласно формуле Коши,

$$\frac{1}{2\pi j} \oint_C \frac{\varphi(z)}{z - \omega} dz = \begin{cases} \varphi(\omega), & |\omega| < 1, \\ 0, & |\omega| > 1, \end{cases} \quad \omega \in \mathbb{R}. \quad (39)$$

В частности, такое равенство будет выполняться для частичных сумм ряда Фурье произвольной функции. Рассмотрим функцию $\varphi_a(\omega) = (h_a(\omega / (a - 1)))^2$ с носителем $\text{supp } \varphi_a(\omega) = [-1, 1]$. Частичная сумма $\varphi_a^{(M)}(\omega)$ ряда Фурье функции $\varphi_a(\omega)$ имеет вид

$$\varphi_a^{(M)}(\omega) = c_0 + \sum_{k=1}^{M-1} c_k \cos(\pi k \omega), \quad (40)$$

где коэффициенты c_k определяются по формулам

$$c_0 = \frac{a_0^2}{2} + \sum_{l=0}^{+\infty} \frac{1}{2} a_l^2,$$

$$c_k = \sum_{l=0}^k \frac{1}{2} a_{k-l} a_l + \sum_{l=k+1}^{+\infty} a_{l-k} a_l, k \geq 1,$$

$$a_0 = (a-1)/2, a_l = (a-1)F_a((a-1)\pi l), l \geq 1.$$

Предположим, что контур C задан параметрическим уравнением $z = z(t)$, $t \in [0, T]$, и выберем некоторую сетку $\{t_0, \dots, t_{N-1}\}$ с шагом Δt на отрезке $[0, T]$. Тогда можно записать аппроксимацию интеграла в левой части (39) с $\varphi(z) = \varphi_a^{(M)}(z)$ по формуле прямоугольников

$$\frac{1}{2\pi j} \oint_C \frac{\varphi_a^{(M)}(z) dz}{z - \omega} \approx \frac{1}{2\pi j} \sum_{l=0}^{N-1} \frac{\varphi_a^{(M)}(z(t_l)) z'(t_l) \Delta t}{z(t_l) - \omega}. \quad (41)$$

Ясно, что при фиксированном контуре для заданного M можно получить функцию $\varphi_a^{(M)}(\omega)$ с любой точностью, увеличивая N в (41). Кроме того, частичные суммы (40) достаточно быстро сходятся к функции $\varphi_a(\omega)$. Поэтому при достаточно больших M и N

$$\varphi_a(\omega) \approx \frac{1}{2\pi j} \sum_{l=0}^{N-1} \frac{\varphi_a^{(M)}(z(t_l)) z'(t_l) \Delta t}{z(t_l) - \omega}. \quad (42)$$

Правая часть соотношения (42) является суммой N элементарных комплексных дробей, то есть рациональной дробью со знаменателем порядка N и числителем порядка $N_0 < N$. Таким образом, (42) дает возможность построить искомую дробно-рациональную аппроксимацию.

Формула (42) может служить основой специального численного метода приближения квадрата функции $h_a(\omega)$ рациональной дробью. Степенями свободы в правой части (42) при заданной сетке $\{t_0, \dots, t_{N-1}\}$ и фиксированном порядке знаменателя итоговой дроби являются число M слагаемых частичной суммы ряда Фурье, а также форма контура C . Численный метод может заключаться в оптимизации формы контура и числа M с целью отыскания наилучшего приближения. Один из простых подходов — отыскание методом спуска оптимального контура из некоторого семейства C_b , где $\mathbf{b} = \{b_1, \dots, b_n\}$ — набор параметров, полностью определяющий контур.

3.4. Численный эксперимент

Рассмотрим пример применения дробно-рациональных аппроксимаций вида (42) в цифро-аналогом преобразовании. Положим, что контур C является эллипсом, проходящим через точки $z = \pm 1$ и $z = \pm j b_0$, $C = \{z = z(t): z(t) = \cos t + j b_0 \sin t, t \in [0, 2\pi]\}$.

Зададим на $[0, 2\pi]$ сетку $\{t_0, \dots, t_{2n-1}\}$, где $t_l = \frac{\pi}{2n} + l \frac{\pi}{n}$, $n = 50$. В случае $a = 3$, $M = 27$ и $b_0 = 0.105$ правая часть (42), которую будем обозначать $G(\omega)$, является положительной функцией. Ее график показан на рис. 5. Абсолютная погрешность приближения $\max_{\omega} |G(\omega) - (\varphi_3(\omega))^2|$ составляет $3.5 \cdot 10^{-4}$.

Рис. 5. Функция $G(\omega)$.

Поскольку $G(\omega) > 0$, имеется возможность построить на ее основе устойчивый фильтр с АЧХ $|H_0(j\omega)| = \sqrt{G(\omega)} \approx h_3(\omega/2)$. Импульсную характеристику $h_1(t)$ данного фильтра можно увидеть на рис. 6(а).

Выполним моделирование процедуры восстановления аналогового сигнала по его отсчетам. В качестве модельного был выбран сигнал

$$x_0(t) = 1/(1+t), \quad t \geq 0.$$

Непосредственно перед дискретизацией осуществлялась низко-частотная фильтрация $x_0(t)$, в результате чего он преобразовывался в сигнал $x(t)$. После дискретизации каждый отсчет умножался на прямоугольный импульс шириной ε и высотой $1/\varepsilon$. В примере $\varepsilon = 0.1$. Полученная последовательность модулированных по высоте прямоугольных импульсов подавалась на вход сглаживающего фильтра. Помимо фильтра с АЧХ $|H_0(j\omega)| = \sqrt{G(\omega)}$, применялся фильтр Баттерворта 50-го порядка. Его импульсная характеристика $h_2(t)$ показана на рис. 6(б).

Рис. 6. Импульсная характеристика $h_1(t)$ атомарного фильтра (а) и импульсная характеристика $h_2(t)$ фильтра Баттерворта (б) при $n = 50$. Серой линией показана ось t .

Импульсная характеристика нового фильтра на основе атомарной функции с ростом t затухает намного быстрее импульсной характеристики фильтра Баттерворта.

Результаты цифро-аналогового преобразования по первым 25 значимым отсчетам сигнала $x(t)$ показаны на рис. 7. Задержка сигнала во внимание не принималась. Графики на рис. 7(а) и 7(б) качественно не отличаются.

Рис. 7. Сигнал $x(t)$ (красная линия) и результат его восстановления (черная линия) по 25 отсчетам с помощью атомарного фильтра с ИХ $h_1(t)$ (а) и фильтра Баттерворта с ИХ $h_2(t)$ (б).

Затухание импульсной характеристики при $t \rightarrow +\infty$ имеет значительное влияние на погрешность, возникающую в результате отбрасывания первых отсчетов. На рис. 8 можно видеть результаты восстановления части сигнала $s(t)$ по 15 отсчетам. При этом первые 10 значимых отсчетов не были учтены. На графике 8, б хорошо видна погрешность, возникающая при восстановлении с помощью фильтра Баттерворта $h_2(t)$. Фильтр $h_1(t)$ на основе атомарной функции $h_3(\omega)$ благодаря виду своей импульсной характеристики оказался нечувствительным к отбрасыванию отсчетов (рис. 8(а)).

Рис. 8. Сигнал $x(t)$ (красная линия) и результат его восстановления (черная линия) по 15 отсчетам с помощью атомарного фильтра с ИХ $h_1(t)$ (а) и фильтра Баттерворта с ИХ $h_2(t)$ (б).

Заключение

В работе рассмотрены различные алгоритмы построения цифровых и аналоговых фильтров с АЧХ на основе функции $h_a(\omega)$. Эффективность применения атомарных фильтров в задачах восстановления как цифровых, так и аналоговых сигналов, подтверждается результатами соответствующих численных экспериментов. Преимуществами цифровых фильтров (14), (23) являются, во-первых, простота процедуры определения их численных коэффициентов, во-вторых, быстрое затухание отклонения ЧХ в полосах пропускания и подавления с ростом длины фильтра. Таким образом, сходные по простоте построения с фильтрами на основе оконных весовых функций, при проведении численного эксперимента они позволили восстановить цифровой сигнал с большей точностью. В работе были рассмотрены также три различных метода построения дробно-рациональной аппроксимации квадратов функций $h_a(\omega)$. Из них наиболее перспективным для построения аналоговых атомарных фильтров является метод на основе приближения с помощью интеграла Коши. Частотные характеристики известных аналоговых низкочастотных фильтров, в частности, Баттерворта, Чебышева и эллиптического, аппроксимируют с ростом порядка фильтра прямоугольный импульс. Соответственно с ростом порядка их импульсная характеристика затухает достаточно медленно. Атомарные аналоговые фильтры в сравнении с перечисленными стандартными фильтрами обладают быстро затухающими импульсными характеристиками. В работе это преимущество было наглядно проиллюстрировано путем моделирования процесса цифро-аналогового преобразования. В примере атомарный фильтр, в отличие от фильтра Баттерворта, оказался нечувствительным к отбрасыванию отсчетов восстанавливаемого сигнала.

Некоторые вопросы применения атомарных функций в теории фильтрации остались незатронутыми. Так, например, интересной и перспективной является задача разработки фильтров на основе так называемых тригонометрических атомарных функций. Не полностью раскрыта пока тема о методе дробно-рациональной аппроксимации квадратов атомарных функций с помощью интеграла Коши. Не проводилось также исследование БИХ-фильтров, которые можно будет построить после дальнейшего развития аппарата синтеза их прототипов — аналоговых атомарных фильтров.

Список литературы

1. Кравченко В.Ф., Рвачев В.А. Применение атомарных функций в задачах интерполяции // Электромагнитные волны и электронные системы. 1998. Т. 3. № 3. С. 16.
2. Зелкин Е.Г., Кравченко В.Ф., Басараб М.А. Интерполяция сигналов с финитным спектром с помощью преобразований Фурье атомарных функций и ее применение в задачах синтеза антенн // Радиотехника и электроника. 2002. Т. 47. № 4. С. 461-468.
3. Кравченко В.Ф., Сафин А.Р. Атомарные функции и N-мерная обобщенная теорема Уиттекера-Котельникова-Шеннона // Электромагнитные волны и электронные системы. 2008. Т. 13. №12. С. 31-44.
4. Кравченко В.Ф., Юрин А.В. Новые конструкции одномерной и двумерной обобщенных теорем Кравченко-Котельникова на основе атомарной функции $\text{up}(t)$ // Радиотехника и электроника. 2014. Т. 58. № 9. С. 971-976.
5. Кравченко В.Ф., Рвачев В.Л. Алгебра логики, атомарные функции и вейвлеты в физических приложениях. М.: Физматлит, 2006.
6. Кравченко В.Ф., Чуриков Д.В. Цифровая обработка сигналов атомарными функциями и вейвлетами. Под ред. В.Ф. Кравченко. М.: Техносфера, 2018.
7. Будунова К.А., Кравченко В.Ф., Пустовойт В.И. Оценка ошибки усечения ряда Кравченко-Котельникова // Радиотехника и электроника. 2018. Т. 63. № 9. С. 935-941.
8. Гадзиковский В.И. Методы проектирования цифровых фильтров. М.: Горячая линия-Телеком, 2007.
9. Кравченко В.Ф., Кравченко О.В. Конструктивные методы алгебры логики, атомарных функций, вейвлетов, фракталов в физике и технике. Под ред. В.Ф. Кравченко. М.: Техносфера, 2018.
10. Кравченко В.Ф. Лекции по теории атомарных функций и некоторым их приложениям. М.: Радиотехника, 2003.

11. Будинова К.А., Кравченко В.Ф., Пустовойт В.И. Цифровые частотно избирательные фильтры на основе спектров атомарных функций // Радиотехника и электроника. 2019. Т. 64. № 10. С. 984-990.
12. Айфичер Э.С., Джервис Б.У. Цифровая обработка сигналов. М.: Издательский дом «Вильямс», 2008.
13. Витязев В.В. Многоскоростная обработка сигналов. М.: Горячая линия–Телеком, 2018.
14. Glover, I., Grant, P. Digital Communications (2nd ed.). Pearson Education Ltd, 2004.
15. Будинова К.А. Аппроксимация финитных сплайнов и атомарных функций рациональными дробями. Труды РНТО-РЭС им. А.С. Попова, серия Акустооптические и радиолокационные методы измерений и обработки информации. 2019. Выпуск XII. С. 23-25.

Поступила 17 марта 2020 г.

ATOMIC FUNCTIONS $h_a(x)$ IN FILTERING PROBLEMS

K.A. BUDUNOVA, V.F. KRAVCHENKO

doi: 10.25210/jfop-2001-012026

The work is concerned on construction of digital and analog low-pass filters with magnitude responses based on atomic functions $h_a(x)$. Numerical experiments that compare the efficiency of atomic and some classical filters are also presented.

In the first section Kravchenko-Kotelnikov expansion is described. This expansion forms theoretical basis of algorithms for reconstructing digital and analog signals using atomic filters. The properties of atomic functions $h_a(x)$ that determine the possibility of using them as ideal magnitude response of low-pass filters are described.

In the second section the methods for determining the impulse response coefficients of FIR filters with frequency characteristics based on the function $h_a(x)$ and sums of its shifts are discussed. The theorem on magnitude response deviation bound in passband and stopband of such filters is given and proved. Numerical experiment of application of atomic and some classical filters to digital signal interpolation is presented.

In the third section three different methods of approximation of squares of $h_a(x)$ function by rational fractions are described. The first one uses convolutions of Butterworth functions. The second one applies weighted sums of Butterworth function shifts. The third most promising from a practical point of view method is based on the approximation of partial Fourier sums of atomic functions using the Cauchy formula. Rational fraction obtained by the third method is used for analog filter construction. The modeling of DAC process using atomic and Butterworth filters as smoothing filters is performed.

Уважаемые читатели!

Подписка на журнал оформляется через подписное агентство «Книга-Сервис» и объединенный каталог «Пресса России» (подписной индекс **29196**)

Журнал включен:

- В *Российский индекс научного цитирования (РИНЦ)*.
- В базу данных *Russian Science Citation Index (RSCI)* на платформе *Web of Science*.
- В *Перечень рецензируемых научных изданий, в которых должны быть опубликованы основные научные результаты диссертаций на соискание ученой степени кандидата наук, на соискание ученой степени доктора наук*.

НОВЫЕ МАТЕМАТИЧЕСКИЕ И ФИЗИЧЕСКИЕ МЕТОДЫ

УДК 621.371+537.86

КОНСТРУИРОВАНИЕ РАЗРЕЖЕННЫХ ПЛАНАРНЫХ АНТЕННЫХ РЕШЕТОК С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ СПЕЦИАЛЬНЫХ МАТРИЦ

© Авторы, 2020

doi: 10.25210/jfor-2001-027048

Кравченко В. Ф. — заслуженный деятель науки РФ, д.ф.-м.н., гл.н.с., Институт радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова РАН; Научно-технологический центр уникального приборостроения РАН; профессор кафедры высшей математики ФН-1, Московский государственный технический университет им. Н.Э. Баумана, Москва. E-mail: kvf-ok@mail.ru

Ло Иян — аспирант Харьковский национальный университет имени В.Н. Каразина (ХНУ). E-mail: yiyangluo@163.com

Луценко В. И. — лауреат премии Совета Министров СССР в области радиоэлектроники, д.ф.-м.н., с.н.с., Институт радиофизики и электроники им. А.Я. Усикова НАН Украины. E-mail: lutsenko@ire.kharkov.ua

Аннотация

Предложен новый прямой и простой метод конструирования двумерных разреженных антенных решеток. Рассматриваются разреженные антенные решетки, построенные на структурах разных матриц, например: Магических квадратов, Латинских квадратов, Латинских квадратов с циклическими разностными множествами (ЦРМ) в качестве элемента, и треугольной матрицы Латинских квадратов. Предложены методы их построения, и изучены свойства антенных решеток этих типов, которые обеспечивают полное или почти полное покрытие пространственных частот при высокой степени разрежения и удовлетворительном уровне боковых лепестков.

Ключевые слова: магический квадрат, латинский квадрат, разреженной антенная решетка, диаграмма направленности, пространственные частоты, треугольная матрица

Abstract

A direct and simple method for designing two-dimensional sparse two-dimensional antenna arrays is proposed. Sparse antenna arrays built on structures with different matrices, for example: Magic squares, Latin squares, Latin squares taking cyclic difference sets (CDM) as elements, and the triangular matrices of Latin squares are considered. A method for their construction which is different from the past are proposed. The properties of this type of antenna arrays, which ensure full or almost full coverage of spatial frequencies, at a high degree of rarefaction with a sufficiently small lateral radiation are studied.

Keywords: Magic square, Latin square, sparse antenna array, radiation pattern, spatial frequencies, triangular matrix

Введение

В последние годы конструирование нетрадиционных разреженных планарных антенных решеток (АР) стало тенденцией со многими преимуществами, которых нет в обычных эквидистантных антенных решетках [1]. Поскольку целесообразность применения разреженных решеток была очевидна, начали разрабатывать соответствующие методы, однако до сих пор отсутствует их полное теоретическое обоснование [2]. Разреженная АР может рассматриваться как результат прореживания эквидистантной АР, общее количество активных элементов которой уменьшилось, не вызывая существенного ухудшения качества системы [3]. До сих пор во многих случаях проектируют разреженные АР, сначала спроектировав эквидистантные АР, а затем используют серию методов для сокращения элементов (прореживания решетки), таких как: генетический алгоритм (ГА) [3–6], оптимизация с использованием модели биогеографии [7], подход основанный на почти разностных множествах [8], метод роя частиц (МРЧ) [9], Муравьиный алгоритм [10], итеративный алгоритм преобразования Фурье [11–13], и даже гибридный метод, основанный на итеративном преобразовании Фурье и дифференциальной эволюции [14]. Некоторые из них уже введены в эксплуатацию и достигли хороших результатов, позволяя эффективно снизить вес, энергопотребление, тепловыделение и экономические затраты на АР.

Однако, эти подходы основаны на применении методов оптимизации, относящихся к методам подгонки, и это, по существу, делает невозможным непосредственный дизайн разреженных АР. Традиционный метод прямого проектирования решетки рассматривает проблему дизайна АР как многомерную нелинейную локальную оптимизацию [15–19]. После того, как было потрачено много времени, энергии и ресурсов, проведены многократные итерации, результаты все еще остаются неудовлетворительными. Необходима разработка формального, простого и эффективного метода.

В предыдущих работах проведено комплексное исследование построения АР с использованием квадратных матриц существующих математических структур, предложен ряд простых и эффективных методов для непосредственного построения двумерных неэквидистантных разреженных АР с использованием Магических [20–22,35] и Латинских квадратов [23], а также Латинских квадратов, использующих циклические разностные множества (ЦРМ) в качестве элементов [24], которые дали хорошие результаты. Изучено, как операции вращения, перемещения и масштабирования формирующей матрицы будут влиять на характеристики сгенерированной антенной решетки [22]. По существу, влияние вращения и перемещения на сгенерированную решетку незначительно, а операция масштабирования изменяет размер антенной решетки. Когда порядок матрицы/квадрата увеличивается, фактическая эффективная площадь, охватываемая антенной решеткой, соответственно увеличивается. В свою очередь, ширина основного лепестка может быть уменьшена, но средний уровень боковых лепестков будет соответственно увеличен; Когда порядок матрицы/квадрата уменьшается, фактическая эффективная площадь, покрытая сгенерированной антенной решеткой, будет соответственно уменьшена, так что средний уровень боковых лепестков (SLL) будет уменьшен, но ширина главного лепестка (MBW) увеличивается.

Основываясь на предыдущих работах, предлагается новый метод построения, использующий Латинский квадрат и его треугольную матрицу (метод синтеза, отличный от предыдущего), чтобы сгенерировать матрицу координат элементов решетки. Сгенерированные с использованием этого метода координаты АР, практически не являются избыточными, что может гарантировать полное покрытие пространственных частот и удовлетворяют задаче: минимизации стоимости (количества элементов), сохраняя при этом возможность получать измерения на всех расстояниях до максимума при одном определяющем угловом разложении — ширине основного лепестка диаграммы направленности (ДН).

В этой статье заявлены и исследованы АР, сгенерированные с использованием матрицы Магических/Латинских квадратов, их вложенной матрицы, матрицы Латинского квадрата используя ЦРМ в качестве элемента, и треугольной матрицы Латинского квадрата. С методологической точки зрения используется специальная математическая концепция (матрица/ квадрат) для построения антенной решетки.

1. Предлагаемый метод проектирования АР

В этом разделе описан используемый основной метод проектирования. Конкретный метод проектирования будет объяснен в каждом подразделе второго раздела, представляющего изложение его математических концепций.

1.1. Модель и параметры антенной решетки

Как упомянуто во введении, предполагается, что антенные элементы работают независимо, то есть без значительного эффекта электромагнитного взаимодействия, общее электромагнитное излучение E , излучаемое в точке M , можно рассматривать как суперпозицию элементарных полей

$$E(M) = \sum_{i=1}^N \omega_i \cdot E_{A_i}(M), \quad (1)$$

где N — количество антенн, ω_i — комплексный вес или относительные коэффициенты запитки элемента антенны A_i и E_{A_i} электромагнитное поле, излучаемое в точке M от антенны A_i .

Требования к АР (направленность, MBW (на англ. main beam width), SLL (на англ. side lobe level) и т.д.) могут быть выражены диаграммой направленности (ДН) поля E в области пространства Ω . Диаграмма, соответствующая требуемым уровням бокового излучения, максимально допустимым отклонениям и т.д., может использоваться в качестве критерия для оценки приемлемости антенной решетки.

Учитывая простоту и практичность, элементарные элементы антенной решетки считаются всенаправленными (изотропными излучателями) с одинаковыми откликами с унифицированными коэффициентами подачи $\omega_i = \omega_0 = 1$ и имеют одинаковую физическую ориентацию (все точки ориентированы в одном направлении). Излучающая (или приемная) ДН антенны — это просто множитель решетки (МР), умноженный на диаграмму направленности. Эта концепция известна как умножение антенных решеток.

В этом случае соответствующий МР для плоской решетки на равномерной решетке x, y с шагом d_x, d_y по длине волны

$$F(\theta, \psi) = \sum_{m=x_1}^{x_n} \sum_{p=y_1}^{y_n} \exp \left(j \frac{2\pi}{\lambda} \sin \theta (m d_x \cos \psi + p d_y \sin \psi) \right), \quad (2)$$

где θ — угол, измеренный от нормали к плоскости решетки; ψ — угол, измеренный от оси x на плоскости решетки.

Рис. 1. Геометрические параметры плоской разреженной антенной решетки.

В этой статье используем идентичные изотропные излучатели $a_{m,p} \equiv a_0 = 1$ и делаем оси x и y с одинаковыми интервалами длины волны. $d_x = d_y = d$, тогда фазовый сдвиг между двумя произвольными излучателями равен

$$t = \frac{2\pi d}{\lambda} \sin \theta. \quad (3)$$

Далее формулу (2) можно записать в следующую формулу для симуляционного расчета

$$F(t, \psi) = \sum_{i=1}^N \exp(jt(x(i)\cos\psi + y(i)\sin\psi)). \quad (4)$$

На основе выражения для ДН АР вычисление ее параметров MBW и SLL определяются следующим образом:

$$SLL = \sqrt{\sum_{\Delta\psi = -\pi}^{\pi} \left(\sum_{\Delta t = -\pi}^{\pi} \sum_{n=1}^N |F(\Delta t, \Delta\psi)| + \sum_{\Delta t = \Delta w/2}^{\Delta w/2} \sum_{n=1}^N |F(\Delta t, \Delta\psi)| \right)^2 / N_{\max}}, \quad (5)$$

где MBW — эффективная ширина главного лепестка ($\Delta W_{0,707}$) на уровне половины мощности, SLL — средний уровень боковых лепестков, суммирование проводится вне основного лепестка ДН вдоль $N_{\max}$ пикселей.

1.2. Основной метод проектирования разреженной антенной решетки

Элементы S_{ij} латинского/магического квадрата можно рассматривать как расстояния между соседними элементами АР (излучателями). Тогда координаты элементов, составляющих АР, можно записать в терминах значений S_{ij} в строке i и столбце j

$$x_{ij} = \sum_{j=1}^j S_{ij} = x_{ij-1} + S_{ij} \text{ и } y_{ij} = \sum_{l=1}^l S_{ij} = y_{l-1j} + S_{ij}, \quad (6)$$

где x_{ij} — абсцисса, y_{ij} — ордината.

Полученные комплексные целые числа $Z_{ij} = x_{ij} + iy_{ij}$ являются гауссовыми числами, определяющими координаты элементов АР. Координаты Z_{ij} элемента смещены от предыдущих элементов по оси абсцисс и ординат на значение S_{ij} . При этом матрица $\|Z\|$, полученная на основе порождающей матрицы $\|S\|$, элементами которой являются элементы Магического/Латинского квадрата, определяет координаты элементов двумерной разреженной АР.

Соответствующие пространственные частоты D_x, D_y , охватываемые вдоль осей x, y , определяются разностью координат элементов АР

$$D_x = x_{ij} - x_{lk} \text{ и } D_y = y_{ij} - y_{lk}. \quad (7)$$

Когда пространственные частоты полностью покрыты, средний уровень боковых лепестков ДН АР будет ниже, потому что пространственная частота представляет пространственную разность фаз между независимыми элементами решетки. Эти разности фаз приводят к тому, что АР будет компенсировать дополнительные боковые лепестки ДН АР.

2. Математические концепции и сравнительный анализ результатов их моделирования

В этом разделе будут представлены отдельно определения, примеры и результаты моделирования различных математических концепций, используемых при проектировании АР. Эти концепции включают в себя: 1) Магические квадраты и их вложенную матрицу, 2) Латинские квадраты и их вложенную матрицу,

3) циклические разностные множества (ЦРМ) и латинские квадраты с использованием ЦРМ в качестве элементов, и 4) треугольную матрицу и треугольную матрицу латинских квадратов.

В частности, спроектированная АР будет проанализирована и сравнена с учетом аспектов расположения элементов решетки, характеристических параметров диаграммы направленности и пространственной частоты АР. Необходимо учитывать, что с увеличением порядка используемой производящей матрицы увеличиваются количество элементов АР, что влияет на общую производительность проектируемой АР.

Принимая во внимание практические применения, спроектированные решетки сравнены с существующими подрешетками в Гигантский Украинский Радиотелескопе (ГУРТ), который является низкочастотным (8...80 МГц) радиотелескопом и состоит из 25-элементных активных подрешеток с аналоговым временным распределением фаз отдельных подрешеток между ними [25, 26]. В [25] показано расположение антенных элементов в подрешетках ГУРТ, расстояние между которыми вдоль осей x и y было выбрано равным $dx = dy = 3.75$ м, что составляет $\lambda / 2$ на частоте 40 МГц. Примерно те же параметры были использованы в рассредоточенной АР, разработанной ниже.

Кроме того, диапазон частот подрешеток ГУРТ составляет 8–32 МГц [26]. Предположим, что АР работает в режиме приема плоской электромагнитной волны одинаковой поляризации, приходящей с зенитного направления. ДН рассчитываются на частоте — 25 МГц для четырех фиксированных плоскостей $\Psi = const$, две из которых проходят через оси X ($\Psi = 0^\circ$) и Y ($\Psi = 90^\circ$), а две диагональные плоскости — E ($\Psi = 45^\circ$) и H ($\Psi = 135^\circ$).

2.1. Магические квадраты и их вложенная матрица

Магический, или Волшебный квадрат — это квадратная таблица, заполненная числами таким образом, что сумма чисел в каждой строке, каждом столбце и на обеих диагоналях одинакова [27]. Каждый элемент Магического квадрата называется клеткой. Квадрат, сторона которого состоит из n клеток, содержит n^2 клеток и называется квадратом n -го порядка. В большинстве Магических квадратов используются первые n последовательных натуральных чисел. Сумма n^2 чисел, стоящих в каждой строке, каждом столбце и на любой диагонали, называется постоянной квадрата или Магической константой и равна

$$M(n) = n(n^2 + 1) / 2. \quad (8)$$

Если в квадрате равны суммы чисел только в строках и столбцах, то он называется «Полумагическим». Нормальным называется Магический квадрат, заполненный натуральными числами от 1 до n^2 . Магический квадрат называется ассоциативным или симметричным, если сумма любых двух чисел, расположенных симметрично относительно центра квадрата, равна $n^2 + 1$.

Нормальные Магические квадраты существуют для всех порядков $n \geq 1$, за исключением $n = 2$, хотя случай $n = 1$ тривиален — квадрат состоит из одного числа. Минимальный нетривиальный случай имеет порядок 3.

И очевидно, что элементы в последнем столбце x_{ij} т.е. при $j = n$, и последней строке y_{ij} т.е. при $i = n$ имеют значение равное постоянной «магического» квадрата, т.е. $x_{in} = M, i \in (1, n)$ и $y_{nj} = M, j \in (1, n)$.

Матрицы Магического квадрата 3-го, 4-го, и 9-го порядка использованы в качестве примеров, и обозначены M_3 , M_4 , и M_9 соответственно

$$M_3 = \begin{bmatrix} 8 & 1 & 6 \\ 3 & 5 & 7 \\ 4 & 9 & 2 \end{bmatrix}, M_4 = \begin{bmatrix} 16 & 2 & 3 & 13 \\ 5 & 11 & 10 & 8 \\ 9 & 7 & 6 & 22 \\ 4 & 14 & 15 & 1 \end{bmatrix},$$

$$M_9 = \begin{bmatrix} 47 & 58 & 69 & 80 & 1 & 12 & 23 & 34 & 45 \\ 57 & 68 & 79 & 9 & 11 & 22 & 33 & 44 & 46 \\ 67 & 78 & 8 & 10 & 21 & 32 & 43 & 54 & 56 \\ 77 & 7 & 18 & 20 & 31 & 42 & 53 & 55 & 66 \\ 6 & 17 & 19 & 30 & 41 & 52 & 63 & 65 & 76 \\ 16 & 27 & 29 & 40 & 51 & 62 & 64 & 75 & 5 \\ 26 & 28 & 39 & 50 & 61 & 72 & 74 & 4 & 15 \\ 36 & 38 & 49 & 60 & 71 & 73 & 3 & 14 & 25 \\ 37 & 48 & 59 & 70 & 81 & 2 & 13 & 24 & 35 \end{bmatrix}. \quad (9)$$

Матрица вложенности по существу состоит из двух или более матриц, вложенных слой за слоем, аналогично составной функции. Структура вложенной матрицы Магического квадрата показана на рис. 2.

Рис. 2. Структура вложенной матрицы Магического квадрата.

По сути, вложение матрицы не влияет на свойства самой матрицы, то есть вложенная матрица Магического квадрата все еще остается Магическим квадратом. В качестве примера используется вложенная матрица, образованная вложением двух идентичных матриц Магических квадратов 3-го порядка, обозначаемых $M_{3 \times 3}$ в следующем виде:

$$M_{r3 \times 3} = M_3(M_3) = \begin{bmatrix} (8-1)*9 + \begin{bmatrix} 8 & 1 & 6 \\ 3 & 5 & 7 \\ 4 & 2 & 9 \end{bmatrix} & (1-1)*9 + \begin{bmatrix} 8 & 1 & 6 \\ 3 & 5 & 7 \\ 4 & 2 & 9 \end{bmatrix} & (6-1)*9 + \begin{bmatrix} 8 & 1 & 6 \\ 3 & 5 & 7 \\ 4 & 2 & 9 \end{bmatrix} \\ (3-1)*9 + \begin{bmatrix} 8 & 1 & 6 \\ 3 & 5 & 7 \\ 4 & 2 & 9 \end{bmatrix} & (5-1)*9 + \begin{bmatrix} 8 & 1 & 6 \\ 3 & 5 & 7 \\ 4 & 2 & 9 \end{bmatrix} & (7-1)*9 + \begin{bmatrix} 8 & 1 & 6 \\ 3 & 5 & 7 \\ 4 & 2 & 9 \end{bmatrix} \\ (4-1)*9 + \begin{bmatrix} 8 & 1 & 6 \\ 3 & 5 & 7 \\ 4 & 2 & 9 \end{bmatrix} & (2-1)*9 + \begin{bmatrix} 8 & 1 & 6 \\ 3 & 5 & 7 \\ 4 & 2 & 9 \end{bmatrix} & (9-1)*9 + \begin{bmatrix} 8 & 1 & 6 \\ 3 & 5 & 7 \\ 4 & 2 & 9 \end{bmatrix} \end{bmatrix} =$$

$$= \begin{bmatrix} 71 & 64 & 69 & 8 & 1 & 6 & 53 & 46 & 51 \\ 66 & 68 & 70 & 3 & 5 & 7 & 48 & 50 & 52 \\ 67 & 72 & 65 & 4 & 9 & 2 & 49 & 54 & 47 \\ 26 & 19 & 24 & 44 & 37 & 42 & 62 & 55 & 60 \\ 21 & 23 & 25 & 39 & 41 & 43 & 57 & 59 & 61 \\ 22 & 27 & 20 & 40 & 45 & 38 & 58 & 63 & 56 \\ 35 & 28 & 33 & 80 & 73 & 78 & 17 & 10 & 15 \\ 30 & 32 & 34 & 75 & 77 & 79 & 12 & 14 & 16 \\ 31 & 36 & 29 & 76 & 81 & 74 & 13 & 18 & 11 \end{bmatrix}. \quad (10)$$

Очевидно, $M_{r3 \times 3}$ также является Магическим квадратом порядка 9.

Используем метод синтеза, описанный в предыдущем разделе, для генерации соответствующей антенной решетки и расчета ее ДН. Расположение в пространстве спроектированной антенны на основе матриц M_3 , M_4 , M_9 , $M_{r3 \times 3}$ и подрешетки ГУРТ показаны на рис. 3. А соответствующие им пространственные частоты абсциссы и ординаты показаны на рис. 4. Результаты моделирования сравнения ДН, соответствующие частоте 25 МГц, приведены на рис. 5. Соответствующий параметр ДН и время вычисления для этих АР показаны в табл. 1.

Нетрудно увидеть следующие моменты из приведенных выше результатов моделирования:

1) Использование Магических квадратов для построения АР может быстро и эффективно расширить эффективную площадь, значительно сократить ширину основного лепестка ДН. С увеличением порядка Магических квадратов ширина основного лепестка сужается, и средний уровень боковых лепестков ДН также становится все более низким. АР, разработанные с использованием этого метода, имеют нелинейное распределение, являются гибкими и могут быть расширены с увеличением порядка матрицы.

2) Главный лепесток ДН АР с вложенной матрицей Магического квадрата уже, чем для АР на основе матрицы Магического квадрата того же порядка. Для Магического квадрата порядка n^2 возможен синтез, используя 2 идентичные матрицы n -порядка. Для Магического квадрата порядка $m \times n$ возможен синтез, с использованием Магического квадрата порядка m и порядка n (m, n — все натуральные числа, большие или равные трем).

3) АР, синтезированные с использованием Магических квадратов, не могут удовлетворить полное покрытие пространственных частот и это сопровождается генерацией боковых лепестков с большими амплитудами. Для их устранения необходимо добавить дополнительные элементы решетки. В предыдущей работе разработан алгоритм для достижения этой цели [22].

Рис. 3. Расположение элементов подрешетки ГУРТ ($GURT\ 5 \times 5$) и АР разработанных на основе Магических квадратов 3-го ($(X,Y)_{M3}$), 4-го ($(X,Y)_{M4}$), 9-го ($(X,Y)_{M9}$) порядков и вложенной матрицы Магического квадрата 3-го порядка ($(X,Y)_{Mr3 \times 3}$).

Рис. 4. Пространственные частоты, покрытые подрешетками ГУРТ ($GURT\ 5 \times 5$) и АР разработанных на основе Магических квадратов 3-го ($(X,Y)_{M3}$), 4-го ($(X,Y)_{M4}$), 9-го ($(X,Y)_{M9}$) порядков и вложенной матрицы Магического квадрата 3-го порядка ($(X,Y)_{Mr3 \times 3}$) по осям x и y .

Таблица 1. Краткое описание характеристик параметров антенной системы подрешетки ГУРТ и АР разработанных на основе Магических квадратов и их вложенной матрицы

	ГУРТ 5x5	$(X,Y)_{M3}$	$(X,Y)_{M4}$	$(X,Y)_{M9}$	$(X,Y)_{Mr3*3}$
MBW, град.	67.8867	20.7751	9.4481	1.3992	1.0439
SLL, дБ	-19.6258	-9.6896	-11.6884	-19.0479	-18.8707
Количество элементов АР	25	9	16	81	81
площади, d^2	25	225	1156	136161	136161
Время расчета, секунды	2.498235	1.987322	2.443966	7.093125	8.451823

Рис. 5. Сечения нормированной ДН секции в разных плоскостях Ψ соответствующих частоте 25 МГц для подрешетки ГУРТ ($GURT 5 \times 5$) и АР разработанных на основе Магических квадратов 3-го ($(X,Y)_{M3}$), 4-го ($(X,Y)_{M4}$), 9-го ($(X,Y)_{M9}$) порядков и вложенной матрицы Магического квадрата 3-го порядка ($(X,Y)_{Mr3*3}$).

2.2. Латинские квадраты и их вложенная матрица

В комбинаторике [28] и в экспериментальном дизайне Латинский квадрат — это массив $n \times n$, заполненный n различными символами, каждый из которых встречался ровно один раз в каждой строке и ровно один раз в каждом столбце. Пример латинского квадрата 3ЧЗ

$$L_3\{A,B,C\} = \begin{vmatrix} A & B & C \\ C & A & B \\ B & C & A \end{vmatrix}. \quad (11)$$

Очевидно, что, как и в Магическом квадрате, сумма элементов каждой строки или столбца Латинского квадрата является константой. Площадь, покрываемая АР, сгенерированным этими квадратными матрицами, также является квадратом, а длина стороны площади является константой Магического/Латинского квадрата. Учитывая Латинский квадрат третьего порядка, который дополняется элементом в начале координат, по определению покрытые частоты имеют вид

$$x_m = y_p = (A, B, C, A+B+C, l=3; A+B, B+C, A+C, l=2), \quad (12)$$

где l — кратность этих частот. Как можно видеть, антенная решетка, полученная вышеупомянутым способом (6) с использованием Латинской матрицы, хотя и полностью покрыта, имеет очень высокую

избыточность по сравнению с магическим квадратом. В следующих двух подразделах этого раздела рассказывается об улучшенных методах проектирования АР с использованием латинских квадратов для преодоления этого недостатка.

В этом подразделе, рассмотрен общий Латинский квадрат с натуральными числами в качестве элементов. Форма Латинского квадрата n -го порядка имеет следующий вид:

$$L_n = \begin{bmatrix} 1 & 2 & 3 & \cdots & n-1 & n \\ n & 1 & 2 & \cdots & n-2 & n-1 \\ n-1 & n & 1 & \cdots & n-3 & n-2 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 3 & 4 & 5 & \cdots & 1 & 2 \\ 2 & 3 & 4 & \cdots & n & 1 \end{bmatrix}. \quad (13)$$

В дальнейшем в качестве примеров рассмотрены матрицы Латинских квадратов 3-го, 4-го, и 9-го порядка обозначенные L_3 , L_4 , и L_9 соответственно

$$L_3 = \begin{bmatrix} 1 & 2 & 3 \\ 3 & 1 & 2 \\ 2 & 3 & 1 \end{bmatrix}, L_4 = \begin{bmatrix} 1 & 2 & 3 & 4 \\ 4 & 1 & 2 & 3 \\ 3 & 4 & 1 & 2 \\ 2 & 3 & 4 & 1 \end{bmatrix}, L_9 = \begin{bmatrix} 1 & 2 & 3 & 4 & 5 & 6 & 7 & 8 & 9 \\ 9 & 1 & 2 & 3 & 4 & 5 & 6 & 7 & 8 \\ 8 & 9 & 1 & 2 & 3 & 4 & 5 & 6 & 7 \\ 7 & 8 & 9 & 1 & 2 & 3 & 4 & 5 & 6 \\ 6 & 7 & 8 & 9 & 1 & 2 & 3 & 4 & 5 \\ 5 & 6 & 7 & 8 & 9 & 1 & 2 & 3 & 4 \\ 4 & 5 & 6 & 7 & 8 & 9 & 1 & 2 & 3 \\ 3 & 4 & 5 & 6 & 7 & 8 & 9 & 1 & 2 \\ 2 & 3 & 4 & 5 & 6 & 7 & 8 & 9 & 1 \end{bmatrix}. \quad (14)$$

Принцип вложения матрицы Латинского квадрата по существу такой же, как и в случае магического квадрата, как показано на рис. 2. Вложенная матрица Латинского квадрата все еще остается Латинским квадратом, т.е., вложение матрицы не влияет на свойства самой матрицы. В качестве примера используется вложенная матрица, образованная вложением двух идентичных матриц Латинских квадратов 3-го порядка, обозначаемых $L_{3 \times 3}$:

$$L_{7 \times 3} = L_3(L_3) = \begin{bmatrix} (1-1)*3 + \begin{bmatrix} 1 & 2 & 3 \\ 3 & 1 & 2 \\ 2 & 3 & 1 \end{bmatrix} & (2-1)*3 + \begin{bmatrix} 1 & 2 & 3 \\ 3 & 1 & 2 \\ 2 & 3 & 1 \end{bmatrix} & (3-1)*3 + \begin{bmatrix} 1 & 2 & 3 \\ 3 & 1 & 2 \\ 2 & 3 & 1 \end{bmatrix} \\ (3-1)*3 + \begin{bmatrix} 1 & 2 & 3 \\ 3 & 1 & 2 \\ 2 & 3 & 1 \end{bmatrix} & (1-1)*3 + \begin{bmatrix} 1 & 2 & 3 \\ 3 & 1 & 2 \\ 2 & 3 & 1 \end{bmatrix} & (2-1)*3 + \begin{bmatrix} 1 & 2 & 3 \\ 3 & 1 & 2 \\ 2 & 3 & 1 \end{bmatrix} \\ (2-1)*3 + \begin{bmatrix} 1 & 2 & 3 \\ 3 & 1 & 2 \\ 2 & 3 & 1 \end{bmatrix} & (3-1)*3 + \begin{bmatrix} 1 & 2 & 3 \\ 3 & 1 & 2 \\ 2 & 3 & 1 \end{bmatrix} & (1-1)*3 + \begin{bmatrix} 1 & 2 & 3 \\ 3 & 1 & 2 \\ 2 & 3 & 1 \end{bmatrix} \end{bmatrix} =$$

$$= \begin{bmatrix} 1 & 2 & 3 & 4 & 5 & 6 & 7 & 8 & 9 \\ 3 & 1 & 2 & 6 & 4 & 5 & 9 & 7 & 8 \\ 2 & 3 & 1 & 5 & 6 & 4 & 8 & 9 & 7 \\ 7 & 8 & 9 & 1 & 2 & 3 & 4 & 5 & 6 \\ 9 & 7 & 8 & 3 & 1 & 2 & 6 & 4 & 5 \\ 8 & 9 & 7 & 2 & 3 & 1 & 5 & 6 & 4 \\ 4 & 5 & 6 & 7 & 8 & 9 & 1 & 2 & 3 \\ 6 & 4 & 5 & 9 & 7 & 8 & 3 & 1 & 2 \\ 5 & 6 & 4 & 8 & 9 & 7 & 2 & 3 & 1 \end{bmatrix}. \quad (15)$$

Очевидно, что $L_{r3 \times 3}$ также является Латинским квадратом порядка 9.

Используйте метод синтеза, описанный в предыдущем разделе, для генерации соответствующей антенной решетки и расчета ее ДН. Расположение в пространстве спроектированной антенны на основе матриц L_3 , L_4 , L_9 , $L_{r3 \times 3}$ и подрешетки ГУРТ показаны на рис. 6, а соответствующие им пространственные частоты абсциссы и ординаты показаны на рис. 7. Результаты моделирования сравнения ДН, соответствующие частоте 25 МГц, приведены на рис. 8. И соответствующий параметр ДН и время вычисления для этих АР показаны в табл. 2.

Рис. 6. Расположение элементов подрешетки ГУРТ ($GURT\ 5 \times 5$) и АР разработанных с использованием Латинских квадратов 3-го $((X,Y)_{L3})$, 4-го $((X,Y)_{L4})$, 9-го $((X,Y)_{L9})$ порядков и вложенной матрицы Латинского квадрата 3-го порядка $((X,Y)_{Lr3 \times 3})$.

а)

б)

Рис. 7. Пространственные частоты покрытые подрешетками ГУРТ ($GURT\ 5 \times 5$) и АР разработанных на основе Латинских квадратов 3-го $((X,Y)_{L3})$, 4-го $((X,Y)_{L4})$, 9-го $((X,Y)_{L9})$ порядков и вложенной матрицы Латинского квадрата 3-го порядка $((X,Y)_{Lr3 \times 3})$ по осям x и y .

Таблица 2. Характеристики антенной системы подрешетки ГУРТ и АР разработанных на основе Латинских квадратов и их вложенной матрицы

	ГУРТ 5×5	$(X,Y)_{L3}$	$(X,Y)_{L4}$	$(X,Y)_{L9}$	$(X,Y)_{Lr3 \times 3}$
MBW, град.	67.8867	57.3193	32.9639	7.2360	7.4181
SLL, дБ	-19.6258	-10.4945	-12.6955	-18.7148	-18.8833
Количество элементов АР	25	9	16	81	81
площади, d^2	25	36	100	2025	2025
Время расчета, секунды	2.824519	2.427971	2.503327	6.861223	6.928961

Рис. 8. Сечения нормированной ДН секции в разных плоскостях Ψ на соответствующей частоте 25 МГц для подрешетки ГУРТ ($GURT\ 5 \times 5$) и АР разработаны на основе Латинских квадратов 3-го ($(X,Y)_{L3}$), 4-го ($(X,Y)_{L4}$), 9-го ($(X,Y)_{L9}$) порядков и вложенной матрицы Латинского квадрата 3-го порядка ($(X,Y)_{L3 \times 3}$).

Нетрудно увидеть следующие моменты из приведенных выше результатов моделирования:

1) АР, построенные с использованием Латинского квадрата, обладают свойствами между равноотстоящей плотной решеткой и АР, построенной с использованием Магического квадрата. Но у него есть уникальное преимущество: более низкие уровни боковых лепестков и их пространственные частоты могут быть полностью покрыты. Это чрезвычайно важно и отвечает требованиям, предъявляемым в радиоастрономии.

2) Поскольку каждый столбец (строка) Латинского квадрата представляет собой инкрементные арифметические ряды (непрерывные натуральные числа), которые являются линейными. Используя нелинейный метод (6), распределение АР, синтезированное на основе Латинского квадрата, имеет геометрические характеристики (фиксированный геометрический профиль). По мере увеличения порядка матрицы геометрические характеристики (контур/профиль) становятся более очевидными и отображаются в виде веера (радиального) с верхним левым углом в качестве центра на плоскости XOY.

2.3. Циклическое разностное множество (ЦРМ) и латинские квадраты с использованием ЦРМ в качестве элементов

Циклические разностные множества (ЦРМ) $A(y, k, \lambda)$ является подмножеством $D = \{d_1, d_2, \dots, d_k\}$ из целых чисел по модулю v таких, что каждое $\{1, 2, \dots, v-1\}$ может быть представлено как разность $(d_i - d_j)$ по модулю v точно λ различными способами [29].

Другими словами, $A(y, k, \lambda)$, это разностное множество $D = \{d_1, d_2, \dots, d_k\}$, которое является подмножеством из k вычетов по модулю v , чтобы для любого остатка $\alpha \neq 0 \pmod{v}$ конгруэнтность

$$d_i - d_j \equiv \alpha \pmod{v} \quad (16)$$

имела λ пар решений (d_i, d_j) — d_i и d_j в множестве D . [Термины: разностное множество, циклическое разностное множество и v, k, λ - разностное множество взаимозаменяемы ниже; более поздние два используются, когда есть какая-то причина подчеркнуть либо контраст с общими групповыми разностными множествами, либо конкретные параметры v, k, λ .]

Как непосредственное следствие этого определения, для параметров v, k, λ должно иметь

$$k(k-1) = \lambda(v-1). \quad (17)$$

Для любого положительного целого числа v существуют некоторые очевидные разностные множества по модулю v , которые являются: 1) нулевым множеством $D = \{ \}$; 2) синглетоном $D = \{i\}, 0 < i \leq v-1$; 3) синглетоном $D = \{0, 1, \dots, v-1\}$; 4) синглетоном $D = \{0, 1, \dots, i-1, i+1, \dots, v-1\}, 0 \leq i \leq v-1$;

Разностные множества называются тривиальными и довольно часто либо игнорируются, либо рассматриваются только в качестве предельных случаев. Заметим, что параметры для этих разностных множеств являются $v, k, \lambda = v, 0, 0; v, 1, 0; v, v, v$ и $v, v-1, v-2$ соответственно. Если ввести дополнительный параметр $n = k - \lambda$, то уравнение (17) выше показывает, что эти тривиальные разностные множества возникают тогда и только тогда, когда $n = 0$ или 1. Следовательно, предположение $n \geq 2$, которое часто делается неявно, позволяет исключить все тривиальные разностные множества. Некоторые нетривиальные разностные множества (циклические разностные множества) будут использоваться ниже. Они показаны в табл. 3.

Таблица 3. Циклические разностные множества

Название	v	k	λ	n	$D = \{d_1, \dots, d_k\}$
CDS3	7	3	1	2	1, 2, 4
CDS4	13	4	1	3	0, 1, 3, 9
CDS5	21	5	1	4	3, 6, 7, 12, 14
CDS6	31	6	1	5	1, 5, 11, 24, 25, 27
CDS7	15	7	3	4	0, 1, 2, 4, 5, 8, 10
CDS8	57	8	1	7	0, 1, 6, 15, 22, 26, 45, 55
CDS9s	19	9	4	5	1, 4, 5, 6, 7, 9, 11, 16, 17
CDS9m	37	9	2	7	1, 7, 9, 10, 12, 16, 26, 33, 34
CDS9b	73	9	1	8	0, 1, 12, 20, 26, 30, 33, 35, 57

Все это время ЦРМ широко использовался во многих областях исследований. Будь то из прикладной математики или инженерной практики, его уникальные свойства и хорошие характеристики были одобрены людьми. В конструкции АР использование ЦРМ также позволило достигнуть очень хороших результатов. Для одномерной (линейной) АР ее собственные характеристики позволяют нам напрямую создавать превосходные решетки с однородной пространственной частотой и полным покрытием непосредственно из элементов ЦРМ. Это было сделано Липером еще в 70-х годах прошлого века [30]. Позже, с конца 1980-х годов до настоящего времени, Копилович и Сodin продолжили его совершенствование и попытались построить двумерную АР с помощью ЦРМ [31–33]. Однако когда для построения двумерной АР используется одномерное множество, всегда возникают проблемы, и нельзя гарантировать, что пространственная частота решетки будет полностью покрыта, а избыточность невелика.

Рис. 9. Расположение элементов подрешетки ГУРТ ($GURT 5 \times 5$) и АР разработанных на основе Латинских квадратов 3-го ($(X, Y)_{Lcds3}$), 4-го ($(X, Y)_{Lcds4}$), и 9-го ($(X, Y)_{Lcds9s}$, $(X, Y)_{Lcds9m}$, $(X, Y)_{Lcds9b}$) порядков использующих ЦРМ в качестве элементов.

Использование ЦРМ в качестве Латинских квадратов для построения антенной решетки является дальнейшим предварительным развитием, основанном на представлениях вышеупомянутых предшественников. Основная идея заключается в замене натуральных чисел на ЦРМ в качестве элементов Латинских квадратов, чтобы расширить зону покрытия сгенерированной АР и оптимизировать производительность ДН при условии максимально полного покрытия пространственной частоты.

Рис. 10. Пространственные частоты покрываемые по осям x и y для подрешетки ГУРТ ($GURT 5 \times 5$) и АР разработанных на основе Латинских квадратов 3-го $((X,Y)_{Lcds3})$, 4-го $((X,Y)_{Lcds4})$, и 9-го $((X,Y)_{Lcds9s}, (X,Y)_{Lcds9m}, (X,Y)_{Lcds9b})$ порядков использующих ЦРМ в качестве элементов.

Примеры матриц Латинских квадратов 3-го, 4-го и 9-го порядков, использующих ЦРМ в качестве элементов обозначены L_{cds3} , L_{cds4} , L_{cds9s} , L_{cds9m} , и L_{cds9b} соответственно

$$L_{cds3} = \begin{bmatrix} 1 & 2 & 4 \\ 4 & 1 & 2 \\ 2 & 4 & 1 \end{bmatrix}, L_{cds4} = \begin{bmatrix} 1 & 2 & 4 & 10 \\ 10 & 1 & 2 & 4 \\ 4 & 10 & 1 & 2 \\ 2 & 4 & 10 & 1 \end{bmatrix}, L_{cds9s} = \begin{bmatrix} 1 & 4 & 5 & 6 & 7 & 9 & 11 & 16 & 17 \\ 17 & 1 & 4 & 5 & 6 & 7 & 9 & 11 & 16 \\ 16 & 17 & 1 & 4 & 5 & 6 & 7 & 9 & 11 \\ 11 & 16 & 17 & 1 & 4 & 5 & 6 & 7 & 9 \\ 9 & 11 & 16 & 17 & 1 & 4 & 5 & 6 & 7 \\ 7 & 9 & 11 & 16 & 17 & 1 & 4 & 5 & 6 \\ 6 & 7 & 9 & 11 & 16 & 17 & 1 & 4 & 5 \\ 5 & 6 & 7 & 9 & 11 & 16 & 17 & 1 & 4 \\ 4 & 5 & 6 & 7 & 9 & 11 & 16 & 17 & 1 \end{bmatrix}, \quad (18)$$

$$L_{cds9m} = \begin{bmatrix} 1 & 7 & 9 & 10 & 12 & 16 & 26 & 33 & 34 \\ 34 & 1 & 7 & 9 & 10 & 12 & 16 & 26 & 33 \\ 33 & 34 & 1 & 7 & 9 & 10 & 12 & 16 & 26 \\ 26 & 33 & 34 & 1 & 7 & 9 & 10 & 12 & 16 \\ 16 & 26 & 33 & 34 & 1 & 7 & 9 & 10 & 12 \\ 12 & 16 & 26 & 33 & 34 & 1 & 7 & 9 & 10 \\ 10 & 12 & 16 & 26 & 33 & 34 & 1 & 7 & 9 \\ 9 & 10 & 12 & 16 & 26 & 33 & 34 & 1 & 7 \\ 7 & 9 & 10 & 12 & 16 & 26 & 33 & 34 & 1 \end{bmatrix}, L_{cds9b} = \begin{bmatrix} 1 & 2 & 13 & 21 & 27 & 31 & 34 & 36 & 58 \\ 58 & 1 & 2 & 13 & 21 & 27 & 31 & 34 & 36 \\ 36 & 58 & 1 & 2 & 13 & 21 & 27 & 31 & 34 \\ 34 & 36 & 58 & 1 & 2 & 13 & 21 & 27 & 31 \\ 31 & 34 & 36 & 58 & 1 & 2 & 13 & 21 & 27 \\ 27 & 31 & 34 & 36 & 58 & 1 & 2 & 13 & 21 \\ 21 & 27 & 31 & 34 & 36 & 58 & 1 & 2 & 13 \\ 13 & 21 & 27 & 31 & 34 & 36 & 58 & 1 & 2 \\ 2 & 13 & 21 & 27 & 31 & 34 & 36 & 58 & 1 \end{bmatrix},$$

где L_{cds4} и L_{cds9b} — Латинский квадрат 4-го/9-го порядков используя $\{CDS4 + 1\}/\{CDS9b + 1\}$ в качестве эле-

мента, поскольку элемент 0 фактически не вносит вклад при генерации координатной матрицы AP. И для других ЦРМ, содержащих 0 элементов, используется тот же метод, то есть с использованием $\{CDS + 1\}$ в качестве элемента латинского квадрата.

Используем метод синтеза, описанный в предыдущем разделе, для генерации соответствующей AP и расчета ее ДН. Расположение в пространстве спроектированной антенны на основе матриц L_{cds3} , L_{cds4} , L_{cds9s} , L_{cds9m} , L_{cds9b} и подрешетки ГУРТ показаны на рис. 9, а соответствующие им покрываемые пространственные частоты по осям абсцисс и ординат показаны на рис. 10. Результаты моделирования сравнения ДН, соответствующие частоте 25 МГц, приведены на рис. 11. И соответствующий параметр ДН и время вычисления для этих AP показаны в табл. 4.

Рис. 11. Сечения нормированной ДН секции в разных плоскостях Ψ на соответствующей частоте 25 МГц для подрешетки ГУРТ ($GURT 5 \times 5$) и AP разработаны на основе Латинских квадратов 3-го $((X, Y)_{Lcds3})$, 4-го $((X, Y)_{Lcds4})$, и 9-го $((X, Y)_{Lcds9s}, (X, Y)_{Lcds9m}, (X, Y)_{Lcds9b})$ порядков использующих ЦРМ в качестве элементов.

Таблица 4. Краткое описание характеристик параметров антенной системы подрешетки ГУРТ, и AP разработанных на основе Латинских квадратов использующих ЦРМ в качестве элементов

	ГУРТ 5×5	$(X, Y)_{Lcds3}$	$(X, Y)_{Lcds4}$	$(X, Y)_{Lcds9s}$	$(X, Y)_{Lcds9m}$	$(X, Y)_{Lcds9b}$
MBW, град.	67.8867	47.2004	17.0439	4.1843	2.1988	1.3992
SLL, дБ	-19.6258	-9.9276	-11.8085	-18.5061	-18.7253	-18.8069
Количество элементов AP	25	9	16	81	81	81
площади, d^2	25	49	289	5776	21904	49729
Время расчета, секунды	3.039379	1.963207	2.373630	7.270354	7.191380	7.460928

Нетрудно увидеть следующие моменты из приведенных выше результатов моделирования:

1) Поскольку ЦРМ одного и того же порядка имеет несколько различные варианты, именно когда число элементов определено, модуль отличается, и избыточность пространственной частоты также изменяется, поэтому матрица латинского квадрата, которая использует ЦРМ в качестве элемента, также будет иметь такое же количество вариантов. И пространственное распределение и характеристики ДН сгенерированной AP также соответственно изменяются.

2) По сравнению с исходной матрицей Латинского квадрата с натуральными числами в качестве эле-

ментов, матрица Латинского квадрата, использующая ЦРМ в качестве элементов обладает лучшими свойствами и большим разнообразием при синтезе АР. При условии обеспечения полного покрытия пространственной частоты, охватывающей большее пространство, ширина основного лепестка ДН уже, избыточность ниже, а уровень бокового лепестка ДН существенно не ухудшается.

3) Подобно матрице Латинского квадрата с непрерывными натуральными числами в качестве элементов, использование матриц латинского квадрата использующих ЦРМ в качестве элементов в соответствии с традиционным методом синтеза (6), синтезированная АР распределяется в веерообразной области в верхнем левом углу плоскости ХОУ и не заполняет все пространство. Необходимо дополнительно рассмотреть новые методы синтеза, чтобы результирующий АР заполняла пространство настолько равномерно, насколько это возможно.

2.4. Треугольная матрица и треугольная матрица латинских квадратов

В линейной алгебре треугольная матрица представляет собой специальную квадратную матрицу, в которой все элементы ниже (или выше) главной диагонали равны нулю [34], и если элементы главной диагонали (верхней или нижней) треугольной матрицы все 1, матрица называется (верхней или нижней) унитреугольной, и все унитреугольные матрицы являются унитарными.

В этой разделе статьи рассмотрена возможность синтеза АР с помощью нижних унитреугольных матриц, которые ведут себя следующим образом:

$$UniTriO(n) = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 1 & \cdots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 1 & 1 & 1 & \cdots & 1 & 0 \\ 1 & 1 & 1 & \cdots & 1 & 1 \end{bmatrix} = tril[Ones(n)], \quad (19)$$

$$UniTriO(n) = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ n & 1 & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ n-1 & n & 1 & \cdots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 3 & 4 & 5 & \cdots & 1 & 0 \\ 2 & 3 & 4 & \cdots & n & 1 \end{bmatrix} = tril[L_n], \quad (20)$$

где $Ones(n)$ означает матрицу $n \times n$ матрицы единиц или единиц, которая представляет собой матрицу, в которой каждый элемент равен единице [35]. А матрица (20) фактически получается путем установки элементов выше диагонали латинского квадрата (13) до нуля.

Учитывая формальные правила обращения с матрицами, здесь все еще есть большие возможности улучшения. Если соотношение (6) выразить в матричной форме, то

$$X = \begin{bmatrix} S_{1,1} & S_{1,2} & S_{1,3} & \cdots & S_{1,n-1} & S_{1,n} \\ S_{2,1} & S_{2,2} & S_{2,3} & \cdots & S_{2,n-1} & S_{2,n} \\ S_{3,1} & S_{3,2} & S_{3,3} & \cdots & S_{3,n-1} & S_{3,n} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ S_{n-1,1} & S_{n-1,2} & S_{n-1,3} & \cdots & S_{n-1,n-1} & S_{n-1,n} \\ S_{n,1} & S_{n,2} & S_{n,3} & \cdots & S_{n,n-1} & S_{n,n} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & \cdots & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 1 & \cdots & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & \cdots & 1 & 1 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \cdots & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 & 1 \end{bmatrix} = S \cdot UniTriO^T, \quad (21)$$

$$Y = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 1 & \cdots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 1 & 1 & 1 & \cdots & 1 & 0 \\ 1 & 1 & 1 & \cdots & 1 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} S_{1,1} & S_{1,2} & S_{1,3} & \cdots & S_{1,n-1} & S_{1,n} \\ S_{2,1} & S_{2,2} & S_{2,3} & \cdots & S_{2,n-1} & S_{2,n} \\ S_{3,1} & S_{3,2} & S_{3,3} & \cdots & S_{3,n-1} & S_{3,n} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ S_{n-1,1} & S_{n-1,2} & S_{n-1,3} & \cdots & S_{n-1,n-1} & S_{n-1,n} \\ S_{n,1} & S_{n,2} & S_{n,3} & \cdots & S_{n,n-1} & S_{n,n} \end{bmatrix} = UniTriO \cdot S, \quad (22)$$

где X, Y, S и $UniTriO$ — n квадратной матрицей. Среди них X, Y, S представляют матрицу абсцисс, матрицу

ординат и распространенную образующую матрицу (т.е. используемый Магический/Латинский квадрат) соответственно. $UniTriO$ является нижней унитреугольной матрицей (на английском: unitriangular matrix) матрицы единиц, а оператор T означает транспонирование матрицы.

Чтобы дополнительно подавлять помехи и потери энергии, повышать эффективность и уменьшать избыточность АР, при синтезе АР с использованием Латинского квадрата матрица $UniTriO$ в выражениях (21) и (22) заменяются $UniTriL$ так, чтобы покрывать большее пространство с тем же числом элементов антенн и полным покрытием пространственных частот

$$X_{Tri} = L_n \cdot UniTriL^T = \begin{vmatrix} 1 & 2 & 3 & \dots & n-1 & n \\ n & 1 & 2 & \dots & n-2 & n-1 \\ n-1 & n & 1 & \dots & n-3 & n-2 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 3 & 4 & 5 & \dots & 1 & 2 \\ 2 & 3 & 4 & \dots & n & 1 \end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix} 1 & n & n-1 & \dots & 3 & 2 \\ 0 & 1 & n & \dots & 4 & 3 \\ 0 & 0 & 1 & \dots & 5 & 4 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 1 & n \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 1 \end{vmatrix}, \quad (23)$$

$$Y_{Tri} = UniTriL \cdot L_n = \begin{vmatrix} 1 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ n & 1 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ n-1 & n & 1 & \dots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 3 & 4 & 5 & \dots & 1 & 0 \\ 2 & 3 & 4 & \dots & n & 1 \end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix} 1 & 2 & 3 & \dots & n-1 & n \\ n & 1 & 2 & \dots & n-2 & n-1 \\ n-1 & n & 1 & \dots & n-3 & n-2 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 3 & 4 & 5 & \dots & 1 & 2 \\ 2 & 3 & 4 & \dots & n & 1 \end{vmatrix}, \quad (24)$$

где X_{Tri} , Y_{Tri} — n квадратные матрицы, представляют матрицу абсцисс и матрицу ординат соответственно, полученных по новому методу с использованием треугольной матрицы.

И точно так же матрицы Латинского квадрата 3-го, 4-го и 9-го порядка, т.е. L_3, L_4, L_9 , с вложенной матрицей Латинского квадрата 3-го порядка $L_{r3 \times 3}$, использованы в качестве примеров, и новый метод формирования их при помощи соответствующей треугольной матрицы использован для синтеза антенной решетки. Приведенные выше формулы (4), (5), (7) использованы для расчета ДН, среднего уровня боковых лепестков и пространственной частоты соответственно. Расположение в пространстве спроектированной антенны на основе матриц $L_3, L_4, L_9, L_{r3 \times 3}$ по новому методу используя треугольную матрицу, и подрешетки ГУРТ показаны на рис. 12, а соответствующие им пространственные частоты абсциссы и ординаты показаны на рис. 13. Результаты моделирования сравнения ДН, соответствующие частоте 25 МГц, приведены на рис. 14. И соответствующие параметры ДН и время вычисления для этих АР показаны в табл. 5.

Рис. 12. Расположение элементов подрешетки ГУРТ ($GURT 5 \times 5$) и АР разработанные на основе Латинских квадратов 3-го ($(X, Y)_{L3}$), 4-го ($(X, Y)_{L4}$), 9-го ($(X, Y)_{L9}$) порядков и вложенной матрицы Латинского квадрата 3-го порядка ($(X, Y)_{Lr3 \times 3}$) по новому методу использующему треугольную матрицу.

Нетрудно увидеть следующие моменты из приведенных выше результатов моделирования:

1) Новый метод эффективно расширяет область покрытия АР, синтезированной с использованием Латинского квадрата с использованием треугольной матрицы, дополнительно сужает основной лепесток, а боковые лепестки практически не изменяются по сравнению с АР, сгенерированной с использованием Латинского квадрата по предыдущему методу (6).

2) Пространственная частота АР, синтезированного новым методом, все еще полностью покрыта, и распределение элементов АР нелинейно и относительно равномерно на пространственной плоскости, то есть это не вызовет существенной разницы в производительности при изменении угла Ψ .

3) АР, синтезированные новым методом, все еще масштабируемы: с увеличением порядка матрицы число элементов АР увеличивается, структура ДН АР непрерывно оптимизируется, а пространственные частоты остаются полностью покрытой, но неизбежно, что экономические затраты возрастают. Это единственный недостаток.

4) В этом методе все еще есть возможности для совершенствования, и дается новая идея: можно использовать другие матрицы для дальнейшей оптимизации и улучшения, чтобы синтезированные АР с определенным количеством элементов, покрывали большие пространственные частоты как можно более равномерно.

Рис. 13. Пространственные частоты покрытия по осям x и y для подрешетки ГУРТ ($GURT 5 \times 5$) и АР разработанных на основе Латинских квадратов 3-го ($(X, Y)_{L3}$), 4-го ($(X, Y)_{L4}$), 9-го ($(X, Y)_{L9}$) порядка и вложенной матрицы Латинского квадрата 3-го порядка ($(X, Y)_{Lr3 \times 3}$) по новому методу используя треугольную матрицу.

Таблица 5. Краткое описание характеристик параметров антенной системы подрешетки ГУРТ и АР разработанных на основе Латинских квадратов по новому методу

	ГУРТ 5×5	$(X_{Tri}, Y_{Tri})_{L3}$	$(X_{Tri}, Y_{Tri})_{L4}$	$(X_{Tri}, Y_{Tri})_{L9}$	$(X_{Tri}, Y_{Tri})_{Lr3 \times 3}$
MBW, град.	67.8867	21.6813	10.4697	1.3992	1.3992
SLL, дБ	-19.6258	-9.8433	-11.9922	-18.7964	-18.6177
Количество элементов АР	25	9	16	81	81
площади, d^2	25	169	784	65025	65025
Время расчета, секунды	2.462642	1.940133	2.251281	7.007086	6.812028

3. Комплексный анализ характеристик методов проектирования АР с использованием различных математических концепций

Всесторонне проанализировав методы, представленные выше, можно сформулировать требования к последующим улучшениям и направлению исследований. Определим количество элементов АР, равное

25, используемый Магический квадрат 5-го порядка M_5 , Латинский квадрат 5-го порядка L_5 , матрицу Латинского квадрата 5-го порядка используя ЦРМ в качестве элемента L_{cds5} и верхнюю треугольную матрицу Латинского квадрата 5-го порядка $UniTriL_5$ следующим образом:

$$M_5 = \begin{bmatrix} 17 & 24 & 1 & 9 & 15 \\ 23 & 5 & 7 & 14 & 16 \\ 4 & 6 & 13 & 20 & 22 \\ 10 & 12 & 19 & 21 & 3 \\ 11 & 18 & 25 & 2 & 9 \end{bmatrix}, L_5 = \begin{bmatrix} 1 & 2 & 3 & 4 & 5 \\ 5 & 1 & 2 & 3 & 4 \\ 4 & 5 & 1 & 2 & 3 \\ 3 & 4 & 5 & 1 & 2 \\ 2 & 3 & 4 & 5 & 1 \end{bmatrix},$$

$$L_{cds5} = \begin{bmatrix} 3 & 6 & 7 & 12 & 14 \\ 14 & 3 & 6 & 7 & 12 \\ 12 & 14 & 3 & 6 & 7 \\ 7 & 12 & 14 & 3 & 6 \\ 6 & 7 & 12 & 14 & 3 \end{bmatrix}, UniTriL_5 = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 5 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 4 & 5 & 1 & 0 & 0 \\ 3 & 4 & 5 & 1 & 0 \\ 2 & 3 & 4 & 5 & 1 \end{bmatrix}. \quad (25)$$

Рис. 14. Сечения нормированной ДН секции в разных плоскостях Ψ для соответствующей частоты 25 МГц для подрешетки ГУРТ (GURT 5×5) и АР разработанных на основе Латинских квадратов 3-го $((X, Y)_{L3})$, 4-го $((X, Y)_{L4})$, 9-го $((X, Y)_{L9})$ порядков и вложенной матрицы Латинского квадрата 3-го порядка $((X, Y)_{Lr3*3})$ по новому методу, используя треугольную матрицу.

Приведенные выше формулы (4), (5) и (7) использованы для расчета ДН, среднего уровня боковых лепестков и пространственной частоты соответственно. Расположение в пространстве спроектированной антенны на основе матриц M_5 , L_5 , L_{cds5} по старому методу (6), а L_5 и $UniTriL_5$ по новому методу, используя треугольную матрицу, и подрешетки ГУРТ показаны на рис. 15, а соответствующие им пространственные частоты абсциссы и ординаты показаны на рис. 16. Результаты моделирования сравнения ДН, соответствующие частоте 25 МГц, приведены на рис. 17. И соответствующий параметр ДН и время вычисления для этих АР показаны в табл. 6.

На основании приведенных выше результатов совместного моделирования, комплексный сравнительный анализ представлен следующим образом:

1) Когда используется определенное количество элементов АР, ширина основного лепестка и средний уровень боковых лепестков ДН, являются условиями для оптимального проектирования АР, и, учитывая закон сохранения энергии, эти два не могут быть оптимизированы одновременно, то есть при сокращении ширины основного лепестка это должно сопровождаться увеличением уровня боковых лепестков.

Тем не менее, можно сбалансировать эти два условия, регулируя и изменяя положение элементов решетки (то есть оптимизируя конструкцию АР), чтобы полученная ДН АР при сохранении хороших боковых лепестков ДН (без значительного ухудшения), ширина основного лепестка ДН была максимально узкая.

2) АР, синтезированные с использованием Магического квадрата и матрицы Латинского квадрата используя ЦРМ в качестве элемента, не могут полностью покрыть всю область пространственных частот, и соответствующие боковые лепестки ДН полученных АР являются более «грязными».

3) По сравнению с Магическим квадратом, пространственная частота АР, синтезированной с использованием матрицы Латинского квадрата, полностью согласована по осям x и y и имеет лучшую пространственную симметрию.

4) Матрица Латинского квадрата с непрерывными натуральными числами в качестве элементов может обеспечить полное покрытие пространственной частоты и, в дальнейшем, если использовать её нижнюю треугольную матрицу для синтеза АР, то можно расширить эффективную площадь и еще больше расширить пространство распределения элементов АР, обеспечивая при этом полное покрытие пространственной частоты. Такое расположение делает ширину основного лепестка ДН АР более узкой, и благодаря правильному положению элементов АР уровень боковых лепестков ДН также может поддерживаться без ухудшения.

Рис. 15. Расположение элементы подрешетки ГУРТ ($GURT 5 \times 5$) и АР, разработанных на основе Магических квадратов 5-го порядка ($(X, Y)_{M5}$), Латинских квадратов 5-го порядка ($(X, Y)_{L5}$), Латинских квадратов 5-го порядка использующих ЦРМ в качестве элементов ($(X, Y)_{Lcds5}$) по старому методу синтеза, и Латинских квадратов 5-го порядка по новому методу синтеза используя его треугольную матрицу ($(X_{Tri}, Y_{Tri})_{L5}$).

Рис. 16. Пространственные частоты покрытые по осям x и y для подрешетки ГУРТ ($GURT 5 \times 5$) и АР разработанных на основе Магических квадратов 5-го порядка ($(X, Y)_{M5}$), Латинских квадратов 5-го порядка ($(X, Y)_{L5}$), Латинских квадратов 5-го порядка, используя ЦРМ в качестве элементов ($(X, Y)_{Lcds5}$) по старому методу синтеза, и Латинских квадратов 5-го порядка по новому методу синтеза, используя его треугольную матрицу ($(X_{Tri}, Y_{Tri})_{L5}$).

Рис. 17. Сечения нормированной ДН секции в разных плоскостях Ψ на соответствующей частоте 25 МГц для подрешетки ГУРТ ($GURT\ 5 \times 5$) и АР разработанных на основе Магических квадратов 5-го порядка $((X,Y)_{M5})$, Латинских квадратов 5-го порядка $((X,Y)_{L5})$, Латинских квадратов 5-го порядка, используя ЦРМ в качестве элементов $((X,Y)_{Lcds5})$ по старому методу синтеза, и Латинских квадратов 5-го порядка по новому методу синтеза, используя его треугольную матрицу $((X_{Tri}, Y_{Tri})_{L5})$.

Таблица 6. Краткое описание характеристик параметров антенной системы подрешетки ГУРТ, и АР разработанных с Магическим/Латинским квадратом 5-го порядка

	ГУРТ 5×5	$(X,Y)_{M5}$	$(X,Y)_{L5}$	$(X,Y)_{Lcds5}$	$(X_{Tri}, Y_{Tri})_{L5}$
MBW, град.	67.8867	4.8595	21.6280	7.7957	6.1966
SLL, дБ	-19.6258	-13.9877	-14.1335	-14.0626	-14.0258
Количество элементов АР	25	25	25	25	25
площади, d^2	25	4225	225	1764	2500
Время расчета, секунд	3.145462	2.905225	2.780467	2.852933	2.972460

Выводы

Рассмотренные новые подходы к конструированию неэквидистантных разреженных АР на основе использования таких математических конструкций, как Магические квадраты, Латинские квадраты, в том числе и с элементами в виде ЦРМ, позволили получить ряд уникальных свойств таких как:

1) *Простота и эффективность.* По сравнению с традиционным методом проектирования разреженных АР, предложенный метод позволяет избежать многомерной сложной нелинейности самой конструкции оптимизации АР, принимает простые общие математические концепции, для проектирования антенных решеток с помощью умножения матриц, вложения матриц, генерации матричных элементов. Наконец, простой и эффективный метод дизайна АР реализован.

2) *Регулярность и масштабируемость.* Поскольку используемые математические понятия (Магический квадрат / Латинский квадрат / ЦРМ / треугольная матрица) могут быть расширены по мере увеличения порядка в соответствии с определенным законом, то есть путем непрерывного увеличения порядка матрицы, то АР, синтезированные с использованием этих матриц, могут быть достаточно большими.

3) *Нелинейность и многомерность*. По сути, проектирование АР с помощью этих математических концепций является нелинейным методом, который использует линейную форму (Матрицу). Матрица здесь используется не для решения линейных уравнений, а для генерации / эволюции координатных АР. Использование умножения различных матриц (левое умножение / правое умножение) и преобразование матриц можно генерировать координатные матрицы разных размеров, то есть использование этого метода для проектирования АР является многомерным. С другой стороны, различные ограничения также могут быть выражены в виде матрицы и воздействовать на спроектированную матрицу координат АР посредством умножения матриц, что также показывает, что этот метод применим к многомерным ограничениям.

4) *Перспективность*. Это совершенно новый метод, который отличается от прошлых: созданием новой системы мышления для проектирования АР и имеет хорошие и широкие перспективы. Основа ясна, слои прозрачны, и с помощью матрицы нелинейная задача выражается в линейной форме, которая проста и эффективна, и имеет сильную развиваемость. В будущем полный набор систем проектирования оптимизации АР может быть сформирован путем добавления, объединения, модификации и замены на другие новые математические концепции, и со временем, появлением новых концепций, будет развиваться и прогрессировать. Когда количество проектируемых АР является достаточным, а порядок матрицы достаточно высок, соответствующие базы знаний могут быть созданы для классификации АР, систематического изучения характеристик разреженных АР и геометрического характера распределения их элементов.

Список литературы

1. Rocca, P., Oliveri, G., Mailloux, R. J., and Massa, A. Unconventionalphased Array Architectures and Design Methodologies, a Review // Proceedings of the IEEE. 2016. Vol. 104. No. 3. P.544–560. DOI:10.1109/JPROC.2015.2512389
2. Ishimaru, A., Theory of Unequally-Spaced Arrays // IRE Transactions on Antennas and Propagation. 1962. Vol. 10. Iss. 6. P. 691–702. DOI: 10.1109/TAP.1962.1137952
3. Jain, R. And Mani, G. S. Solving 'Antenna Array Thinning Problem' Using Genetic Algorithm // Applied Computational Intelligence and Soft Computing. 2012. Vol. 2012. 14p. DOI: 10.1155/2012/946398
4. Haupt, R. L. Thinned Arrays Using Genetic Algorithms // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 1994. Vol. 42. No. 7. P. 993–999. DOI: 10.1109/8.299602
5. Mahanti G. K., Pathak, N., and Mahanti, P. K. Synthesis of Thinned Linear Antenna Arrays with Fixed Sidelobe Level Using Real-Coded Genetic Algorithm // Progress in Electromagnetics Research. 2007. Vol. 75. P. 319–328. DOI: 10.2528/PIER07061304
6. Zhang L., Jiao Y. C., Chen B., and Li, H. Orthogonal Genetic Algorithm for Planar Thinned Array Designs // International Journal of Antennas and Propagation. 2012. Vol. 2012. Article ID319037. 7p. DOI: 10.1155/2012/319037
7. Goudos, S. K. And Sahalos, J. N. Design of Large Thinned Arrays Using Different Biogeography-Based Optimization Migration Models // International Journal of Antennas and Propagation. 2016. Vol. 2016, Article ID5359298. 11p. DOI: 10.1155/2016/5359298
8. Oliveri, G., Manica, L., and Massa, A. ADS-Based Guidelines for Thinned Planar Arrays // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 2010. Vol. 58. No. 6. P. 1935–1948. DOI: 10.1109/TAP.2010.2046858
9. Jiang, Q., Chen, J. X., and Liu, D. Binary Inheritance Learning Particle Swarm Optimisation and its Application in Thinned Antenna Array Synthesis with the Minimum Sidelobe Level // IET Microwaves, Antennas & Propagation. 2015. Vol. 9. No. 13. P. 1386–1391. DOI: 10.1049/iet-map.2015.0071
10. Quevedo-Teruel, O. Rajo-Iglesias, E. Ant Colony Optimization in Thinned Array Synthesis with Minimum Sidelobe Level // IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters. 2006. Vol. 5. P. 349–352. DOI: 10.1109/LAWP.2006.880693
11. Keizer, W. Linear Array Thinning Using Iterative FFT Techniques // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 2008. Vol. 56. No. 8. P. 2757–2760. DOI: 10.1109/TAP.2008.927580
12. Keizer, W. Large Planar Array Thinning Using Iterative FFT Techniques // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 2009. Vol. 57. No. 10. P. 3359–3362. DOI: 10.1109/TAP.2009.2029382
13. Wang, X. K., Jiao, Y. C., and Tan, Y. Y. Gradual Thinning Synthesis for Linear Array Based on Iterative Fourier Techniques // Progress in Electromagnetics Research. 2012. Vol. 123. P. 299–320. DOI: 10.2528/PIER11100903
14. Wang, X. K., Wang, G. B. A Hybrid Method Based on the Iterative Fourier Transform Andthe Differential Evolution for Pattern Synthesis of SparseLinear Arrays // International Journal of Antennas and Propagation. 2018. Vol. 2018. 7p. DOI: 10.1155/2018/6309192
15. Toso, G. And Angelletti, P. Method of Designing and Manufacturing and Array Antenna // 2008. US US0 211 079.
16. Liu, Y., Nie, Z., and Liu, Q.-H. Reducing the Number of Elements in a Linear Antenna Array by the Matrix Pencil Method // IEEE Trans. Antennas Propag. 2008. Vol. 56. No. 9. P. 2955–2962. DOI: 10.1109/TAP.2008.928801
17. Bucci, O., Perna, S., and Pinchera, D. Advances in the Deterministic Synthesis of Uniform Amplitude Pencil Beam Concentric Ring Arrays // IEEE Trans. Antennas Propag. 2012. Vol. 60. No. 7. P. 3504–3509. DOI: 10.1109/TAP.2012.2196945
18. Kay, S., Saha, S. Design of Sparse Linear Arrays by Monte Carlo Importance Sampling // IEEE J. Ocean. Eng. 2012. Vol. 27. No. 4. DOI: 10.1109/JOE.2002.804325
19. Луценко В. И., Лысенко И. В., Попов И. В., Соболяк А. В., Иян Ло. Использование свойств магических квадратов для апертурного синтеза. 8-я Междунар. конф. «Акустооптические и радиолокационные методы измерений и обработки информации»: материалы конф. / Суздаль, Россия.: Российское НТОРЭС им. А. С. Попова, 2015. С. 215–219. DOI: 10.15407/Rej2019.01.012
20. Lutsenko, V. I., Popov, I. V., Lutsenko, I. V., Yiyang, Luo, and Mazurenko, A. V. Nonequidistant Two-Dimensional Antenna Arrays Are Based on Magic Squares. Proceedings 2016 International Kharkov Symposium on Physics and Engineering of Microwaves, Millimeter and Submillimeter Waves. // IEEE Catalog Number CFP1 6780-CDR ISBN978-1-5090-2266-3.

21. Kravchenko, V. F., Lutsenko, V. I., Lutsenko, I. V., Yi-Yang, Luo, Mazurenko, A. V., Popov, I. V., Non-Equidistant Two-Dimensional Antenna Arrays Based on «Magic» Squares. // Journal of Measurement Science and Instrumentation. 2017. Vol. 8. No. 3. P. 244–253.
22. Кравченко В. Ф., Луценко В. И., Иян Ло, Попов И. В. Неэквидистантные двумерные антенные решетки на основе Латинских квадратов. // Физические основы приборостроения. 2018. Т. 7. № 1 (27). С. 4–23.
DOI: 10.25210/jfor-1801-004023
23. Yi-Yang, Luo, Qiang, Guo, Lutsenko, V.I., Yu, Zheng. Nonequidistant Two-Dimensional Antenna Arrays Based on the Structure of Latin Squares Taking Cyclic Difference Sets as Elements. // Proceedings of EUROPEAN MICROWAVE CONFERENCE IN CENTRAL EUROPE (EuMCE2019) — Prague, Czech Republic. P. 421–424.
24. Konovalenko, A., Etc. Astrophysical Studies Using Small-Sized Low-Frequency New-Generation Radio Telescopes // Radiophysics and Radio Astronomy. 2016. Vol. 21. No. 2. P. 83–131.
25. Konovalenko, A. Prospects for Low-Frequency Radio Astronomy // Radio Physics and Radio Astronomy. 2005. Vol. 10. P. 86–114.
26. Макарова Н. В. Волшебный мир магических квадратов / Учеб. пособ. СПб.: 2010. 180 с.
27. Sheldon, A. Linear Algebra Done Right // Springer-Verlag. 1996. DOI: 10.1007/978-3-319-11080-6
28. Baumert, L.D. Cyclic Difference Sets // Lecture Notes in Mathematics // Springer-Verlag. 1971. Vol. 182. P. 172. ISBN: 3-540-05368-9.
29. Leeper, D. C. Thinned Aperiodic Antenna Arrays with Improved Peak Side Lobe Level Control // 1978. Patent USA No 4071848.
30. Копилов Л. Е., Содин Л. Г. Линейные не-эквидистантные антенны-решетки на базе разностных множеств / Радиотехники и электроники. 1989. Т. 34. № 10. С. 2059–2066.
31. Копилов Л. Е., Содин Л. Г. Синтез не-эквидистантных антенн-решеток на основе теории разностных множеств // Радиотехники и электроники. 1994. Т. 39. № 2. С. 380–389.
32. Копилов Л. Е. Безызбыточные конфигурации антенн на двумерной апертуре интерферометра, дающие полное покрытие центральных областей в плоскости пространственных частот / Радиофизика и радиоастрономия. 2012. Т. 17. № 2. С. 176–182.
33. Voevodin, V., Kuznetsov, Yu. Matrices and Calculations // IEEE Nauka. 1984. 320p.
34. Roger, H., Charles, J. Matrix Analysis (Second Edition) // Cambridge University Press. 2013. 643p.
35. Кравченко В. Ф., Луценко В. И., Луценко И. В., Ло Иян, Мазуренко А. В. Неэквидистантные двумерные антенные решетки на основе «магических» квадратов // Физические основы приборостроения. 2017. Т. 6. № 3(25). С. 4–27.
DOI: 10.25210/jfor-1703-004027

Поступила 23 января 2020 г.

DESIGN AND OPTIMIZATION OF SPARED PLANAR ANTENNA ARRAY BY USING SPECIAL MATRIXES

V.F. KRAVCHENKO, LUO YIYANG, AND V.I. LUTSENKO

doi: 10.25210/jfop-2001-027048

In recent years, the construction of unconventional sparse planar antenna arrays (AAs) has become a trend with many advantages that are not found in conventional equidistant antenna arrays [1]. Since the validity of sparse arrays was proved, the corresponding theories began to be developed, but so far there has been no complete theoretical justification of them [2]. A sparse AR can be considered as a result of thinning of an equidistant AR, the total number of active elements of which decreased, without causing a significant deterioration in the quality of the system [3]. Until now, in many cases, sparse AAs were designed, first designing equidistant AAs, and then using a series of methods to reduce elements (thinning), such as: genetic algorithm (GA) [3–6], optimization using a biogeography model [7], an approach based on almost difference sets [8], the particle swarm method (PSM) [9], the Ant algorithm [10], the iterative Fourier transform algorithm [11–13], and even the hybrid method based on the iterative Fourier transform and differential evolution [14]. Some of them have already been put into operation and have achieved good results, as well as effectively reduce weight, energy consumption, heat and economic costs for AA.

However, these methods are based on the application of optimization methods related to try-and-cut methods, and this essentially makes it impossible to directly design sparse AAs. And also the traditional direct lattice design method considers the AA design problem as a multidimensional nonlinear local optimization [15–19]. After spending a lot of time, energy, and resources and performing multiple iterations, the result is still unsatisfactory. Urgently a formal, simple and effective method is needed.

In the previous work, a comprehensive study was conducted on the construction of AA using matrices / squares (fixed existing mathematical structures), and a number of simple and effective methods for the direct construction of two-dimensional non-equidistant sparse AAs were proposed using Magic squares [20–22] and Latin squares [23], and Latin squares using cyclic difference sets (CDS) as elements [24], which gave good results. It is also studied how the operations of rotation, displacement and scaling of the matrix will affect the results of the generated antenna array [22]. Essentially, the effect of rotation and displacement on the generated array is negligible, and the scaling operation changes the size of the antenna array. When the matrix / square order increases, the actual effective area covered by the antenna array increases accordingly. In turn, the width of the main lobe can be reduced, but the average level of the side lobes will be accordingly increased; When the matrix / square order decreases, the actual effective area covered by the generated antenna array will be reduced accordingly, so that the average side lobe level (SLL) will be reduced, but the main beam width (MBW) will increase.

Based on previous works, a new construction method is proposed below, using the Latin square and its triangular matrix (a synthesis method different from the previous one) to generate a coordinate matrix of AA elements. The AA coordinates generated using this method are practically not redundant and can guarantee full coverage of the spatial frequency and satisfy the task of minimizing the cost (number of elements), while maintaining the ability to receive measurements at all distances to the maximum with one determining angular resolution — the width of the main lobe radiation patterns (RP).

In this article, AAs generated using the Magic / Latin squares matrix, their nested matrix, the Latin square using the CDS as elements, and the triangular matrix of Latin square are stated and researched. And from a methodological point of view, a special mathematical concept (matrix / square) was used to build the antenna array.

НОВЫЕ МАТЕМАТИЧЕСКИЕ И ФИЗИЧЕСКИЕ МЕТОДЫ

УДК 537.874.6

МЕТОД АНАЛИЗА СОБСТВЕННЫХ ВОЛН МНОГОСЛОЙНЫХ ПЛАНАРНЫХ ЛИНИЙ ПЕРЕДАЧИ ОБРАЗОВАННЫХ БЕСКОНЕЧНЫМИ И ПЕРИОДИЧЕСКИМИ ПОЛОСКАМИ И ЩЕЛЯМИ

© Авторы, 2020

doi: 10.25210/jfop-2001-050055

Донец И. В. — к.ф.-м.н., доцент, физический факультет, Южный федеральный университет, Ростов-на-Дону. E-mail: igor_don2002@mail.ru

Лерер А. М. — д.ф.-м.н., проф., физический факультет, Южный федеральный университет. E-mail: lerer@sfedu.ru

Цветковская С. М. — к.ф.-м.н., доцент, международный факультет, Донской государственный технический университет, Ростов-на-Дону. E-mail: tsvetkovskayas@mail.ru

Аннотация

Развит строгий метод электродинамического анализа собственных волн многослойных планарных линий передачи образованных бесконечными и периодическими полосками и щелями. Результаты верифицированы сравнением с результатами пакета на основе метода конечных элементов. Рассчитаны показатели замедления одиночных и связанных микрополосковых линий, а также копланарного волновода включающих периодические полоски и щели.

Ключевые слова: планарные линии, периодические линии, микрополосковая линия, копланарный волновод

Abstract

A strict method of electrodynamic analysis of eigenwaves of multilayer planar transmission lines formed by infinite and periodic strips and slots has been developed. The results are verified by comparison with the results of the package based on the finite element method. The deceleration rates of single and coupled microstrip lines, as well as coplanar waveguide including periodic strips and slots, are calculated.

Keywords: planar lines, periodic lines, microstrip line, coplanar waveguide

Введение

В последнее время появилось большое число работ, в которых исследуются устройства на основе периодических включений в виде прямоугольных полосок и щелей в планарные линии передачи [1-9]. Так, в [1] предлагается использовать микрополосковую линию со сложной системой прямоугольных щелей в металлизации подложки для получения высокого коэффициента замедления и уменьшения потерь на длину волны. Планарная линия передачи может быть включена в состав планарной антенны и оказывать влияние на ее характеристики. В [2] предлагается проделать в прямоугольном планарном антенном резонаторе систему щелей для значительного уменьшения размеров этого резонатора. В [3] в микрополосковой антенне использовался дополнительный слой металлизации с периодическими щелями для достижения двух-частотного режима работы. В [4] использовалась микрополосковая антенна с периодической щелью в излучающем планарном элементе для достижения широкополосности. В [5] метаматериал в виде периодических прямоугольных планарных полосок используется для улучшения усиления антенны. В статье [6] введен в рассмотрение широкополосный комплементарный полоско — щелевой элемент в микрополосковой линии для формирования лого — периодической антенны. Квазипериодическая линия типа меандр состоящая из периодических микрополосковых полосок рассмотрена в статье [7]. Одномерная микрополосковая структура, имеющая полосу запираения исследована в [8]. Интересная структура, сдвигающая скорости синфазной и противофазной мод для формирования четвертьволнового направленного ответвителя предложена в [9]. Такие структуры можно рассчитать универсальными коммерческими пакетами [10] и [11] при наличии достаточного времени и компьютерных ресурсов. А можно создавать специализированное программное обеспечение [12]. Нами ранее был развит эффективный метод для анализа резонансных и волноведущих планарных структур, включающих только конечные полоски и щели расположенные периодически [13-16]. Цель настоящей работы обобщить развитый метод на более широкий класс волноведущих структур, включающих также и однородные полоски и щели.

Постановка задачи

Рассмотрим структуру, изображенную на рис. 1. Периодические щели и полоски в многослойной диэлектрической структуре сочетаются с бесконечно длинными линиями, образованными бесконечно длинными щелями и полосками. Ранее нами уже были решены задачи нахождения собственных частот и собственных волн многослойных, много полосковых и многощелевых структур, аналогичных представленным на рис. 1, но без бесконечных щелей и полосок в направлении оси z [13–16]. Разрабатываемый метод призван создать эффективное программное обеспечение для строгого электродинамического анализа широкого класса планарных линий передачи. К описываемому классу относятся полосковые, микрополосковые, щелевые линии передачи, копланарные волноводы с периодически расположенными щелями и полосками прямоугольной формы. На практике такие периодические включения используются, как правило, для управления показателем замедления основных волн планарной волноведущей структуры. Распространенное коммерческое программное обеспечение, такое как HFSS [10], CST [11] способно анализировать такие структуры, но при этом требует на один-два порядка больших вычислительных ресурсов и вычислительного времени, чем разработанное программное обеспечение, при соответственной точности результатов.

Рис. 1. Исследуемая структура. 1 — бесконечная полоска или щель, 2 — полоски или щели конечных размеров.

Метод решения

Метод основан на решении интегральных уравнений (ИУ) записанных в спектральной области. В результате двумерного преобразования Фурье ИУ превращаются в парные сумматорные уравнения (ПСУ). Неизвестными в уравнениях являются коэффициенты двумерных Фурье преобразований от плотности токов на полосках и тангенциальных электрических полей на щелях. Поле в исследуемой структуре описывается как суперпозиция полей подструктур, содержащих только одну полоску либо щель на периоде структуры. Такие подструктуры получаются из исходной структуры путем удаления остальных полосок и щелей. Удаление щели означает ее металлизацию. ИУ получаются путем удовлетворения граничным условиям на полосках и щелях. Требуем непрерывности тангенциального магнитного поля на апертуре щелей и равенства нулю тангенциального электрического поля на металлических полосках. Парные сумматорные уравнения решаются методом Галеркина с базисными функциями — двумерными преобразованиями Фурье от функций, удовлетворяющих поведению электромагнитных полей вблизи металлических ребер. Описываемый метод решения в принципе не отличается от развитого ранее [13–16]. Основные отличия данного подхода от развитого ранее заключаются в добавлении бесконечных полосок и щелей и как следствие в используемых базисных функциях для них.

В случае полосок прямоугольной формы неизвестные плотности токов аппроксимируем так

$$J_{r,\{z\}}(x,z) = \sum_{d=0}^{M_x} \sum_{g=0}^{M_z} \left\{ J_{zr}^{dg} \bar{T}_d((x-x_r)/l_r) \bar{U}_g((z-z_r)/L_r) \right\}; \quad (1)$$

в случае бесконечной протяженности вдоль оси z имеем

$$J_{r,\{z\}}(x,z) = \sum_{d=0}^{M_x} \sum_{g=-M_z}^{M_z} \left\{ J_{zr}^{dg} \bar{T}_d((x-x_r)/l_r) \right\} \exp(-i\gamma_g z). \quad (2)$$

Неизвестные поля на щелях аппроксимируются следующими рядами. В случае прямоугольной формы

$$E_{p,\{x\}}(x,z) = \sum_{d=0}^{M_x} \sum_{g=0}^{M_z} \left\{ E_{xp}^{dg} \bar{T}_d((x-x_p)/l_p) \bar{U}_g((z-z_p)/L_p) \right\}. \quad (3)$$

В случае бесконечной протяженности вдоль оси z

$$E_{p, \{x\}}(x, z) = \sum_{d=0}^{M_x} \sum_{g=-M_z}^{M_z} \left\{ E_{xp}^{dg} \bar{T}_d((x-x_p)/l_p) \right\} \exp(-i\gamma_g z), \quad (4)$$

где r и p — номера полоски и щели, J_{xr}^{dg} , J_{zr}^{dg} , E_{xp}^{dg} , E_{zp}^{dg} — неизвестные коэффициенты; x_k, z_k и $2l_k, 2L_k$ — координаты центра и протяженность вдоль x и z направлений соответственно полоски или щели с номером k ; $\bar{T}_j(x) = T_j(x)/\sqrt{1-x^2}$, $\bar{U}_j(x) = U_j(x)\sqrt{1-x^2}$, $T_j(x)$, $U_j(x)$ — полиномы Чебышева первого и второго рода; M_x, M_z — максимальные индексы; $\gamma_g = \frac{2\pi g}{D} + \gamma_0$, D, γ_0 — период структуры и искомая постоянная распространения. Фурье преобразования от $\bar{T}_j(x)$, $\bar{U}_j(x)$ являются известными функциями [17] и здесь не приводятся.

Верификация результатов

Результаты расчета программы были сверены с результатами пакета HFSS [10]. В пакете HFSS анализировалась структура, соответствующая одному периоду линии.

На рис. 1 приведена структура, представляющая собой микрополосковую линию (МПЛ) заключенную в прямоугольном волноводе с размерами $A = 22$ мм, $B = 10$ мм. Подложка МПЛ делит высоту A пополам. Ширина полоска МПЛ $2l_\infty = 2$ мм, толщина подложки 1 мм, диэлектрическая проницаемость 9.8. При выбранных размерах прямоугольного волновода его стенки практически не влияют на основную волну МПЛ. В металлизации подложки МПЛ прорезана периодическая прямоугольная щель с периодом $D = 5$ мм. Длина щели в продольном направлении $2L = 1$ мм, ширина $2l$ в поперечном направлении варьируется. При сравнении следует учесть, что пакет HFSS считает объемные слои металлизации, а программа — бесконечно тонкий металл. Размер пространственной сетки в HFSS возрастает при уменьшении толщины металлизации и соответственно возрастают компьютерные ресурсы и уменьшается точность. Была взята толщина металлизации 0.01 мм.

Рис. 2. Показатель замедления (рис. 2а) МПЛ с периодической щелью в металлизации подложки (рис. 2б). Металлизация выделена красным цветом на рис. 2б. Результаты HFSS — прямоугольники, программа — сплошные линии. Красные линия и символы соответствуют ширине щели $2l = 1.5$ мм, синие — $2l = 3$ мм, зеленые — $2l = 4.5$ мм, черные — $2l = 6$ мм.

Как видно из рис. 2 между разработанным программным обеспечением (РПО) и HFSS наблюдается хорошее соответствие. Время счета РПО меньше времени счета HFSS на два порядка.

Разрабатываемый метод позволяет анализировать структуры, которые можно представить, как наложение бесконечных и конечных полосок или щелей, лежащих в одной плоскости. На рис. 3 представлена микрополосковая линия с периодическими поперечными полосками (рис. 3б), которые перекрываются с бесконечной полоской МПЛ. Показатели замедления — рис. 3(а). Размеры волновода $A = 12$ мм, $B = 10$ мм, период $D = 5$ мм. Ширина полоска МПЛ $2l_\infty = 2$ мм, толщина подложки 1 мм, диэлектрическая проницаемость 9.8. Длина прямоугольной полоски в продольном направлении $2L = 1$ мм, ширина $2l$ в поперечном направлении варьируется.

Как видно из рис. 3 между разработанным программным обеспечением и HFSS наблюдается хорошее соответствие. Сравним рис. 2 и 3, на которых приведены два альтернативных способа внесения добавочного замедления в одну и ту же микрополосковую линию. Кривые на рис. 3 идут более полого, то есть

меньше частотная зависимость. Но щель (рис. 2) дает немного большее замедление, чем перекрывающаяся полоска тех же размеров.

Рис. 3. Показатель замедления (а) МПЛ с периодической полоской в той же плоскости (рис. 3б). Металлизация выделена красным цветом на рис. 3б. Результаты HFSS — прямоугольники, программа — сплошные линии. Синие линия и символы — ширина щели $2l = 2.5$ мм, зеленые — $2l = 3.5$ мм, черные — $2l = 4.5$ мм.

Результаты расчета

Метод обладает быстрой внутренней сходимостью. Так, например, для структуры, приведенной на рис. 2 для получения результата с погрешностью меньше 0.1% достаточно в рядах (1) взять $M_x = 4$, $M_z = 3$, в рядах (2) такие же числа $M_x = 4$, $M_z = 3$. Для структур получаемых наложением полосок или щелей (рис. 3) расположенных в одной плоскости количество базисных функций возрастает $M_x = 7 \div 8$, $M_z = 7 \div 8$. Созданное программное обеспечение без распараллеливания кода на компьютере с процессором i7, 4 ГГц для упомянутой структуры (рис. 2) тратит меньше 1 секунды для поиска постоянной распространения на одной частоте. Затраты памяти минимальны. При использовании пакета [10] на таком же компьютере используя 8 ядер процессора результат меньшей точности можно получить за время на два порядка большее с использованием нескольких гигабайт оперативной памяти. Следует учесть, что как правило, свое программное обеспечение всегда легче автоматизировать для нестандартных задач.

Созданное программное обеспечение применили для анализа копланарного волновода (КПВ) с периодической полоской металлизации на обратной стороне подложки. Параметры структуры $A = 12$ мм, $B = 10$ мм, период $D = 5$ мм. Ширина двух бесконечных щелей образующих КПВ $2l_\infty = 0.5$ мм, ширина центрального полоска КПВ 1 мм. Ширина полоски с обратной стороны подложки $2l = 4$ мм, ее протяженность $2L$ варьируется. Толщина подложки 0.5 мм, диэлектрическая проницаемость 9.8.

Как видно из рис. 4, такой подход позволяет менять коэффициент замедления КПВ в пределах 10% при выбранных параметрах конструкции. Стоит ожидать, что степень влияния периодической полоски возрастает с уменьшением толщины подложки.

В связанной микрополосковой линии (СМПЛ) мода с синфазным возбуждением и противофазным возбуждением имеют разную фазовую скорость. Моде с синфазным возбуждением более медленная. Была рассчитана линия с проводниками шириной 1 мм, разделенных промежутком 0.5 мм лежащих на подложке толщиной 0.5 мм с диэлектрической проницаемостью 9.8. Параметры структуры $A = 5$ мм, $B = 10$ мм, период $D = 5$ мм. В подложке на удалении от поверхности на 0.1 мм непосредственно под проводниками линии располагается периодическая полоска с шириной $2l = 1$ мм — рис. 5(б), ее протяженность $2L$ варьируется.

Как видно из рисунка, периодическая полоска влияет в основном только на одну моду — противофазную. Меняя длину этой полоски можно существенно замедлять противофазную моду, при этом практически не влияя на синфазную моду. При длине полоски равной $2L = 3$ мм скорости синфазной и противофазной мод практически выравниваются.

Выводы

В работе развит эффективный метод строгого электродинамического анализа планарных структур, включающих в себя произвольное число диэлектрических слоев, полосок и щелей как периодических, так и однородных. На основе метода создано программное обеспечение (ПО). Верификация получаемых результатов проведена путем сравнения с расчетом коммерческими пакетами иностранного производства.

Рис. 4. Показатель замедления (рис. 4а) КРП с периодической прямоугольной полоской с обратной стороны подложки (рис. 4б). Черная линия – протяженность полоски $2L = 0.5$ мм, зеленая — $2L = 1$ мм, синяя — $2L = 1.5$ мм, красная — $2L = 2$ мм, голубая — $2L = 2.5$ мм, малиновая — $2L = 3$ мм.

Рис. 5. Показатель замедления (а) СМПП с периодической прямоугольной полоской в подложке (б). Сплошные линии соответствуют моде с противофазным возбуждением, пунктирные — синфазному возбуждению. Черные линии – протяженность щели $2L = 0.2$ мм, зеленые — $2L = 1$ мм, синие — $2L = 2$ мм, красные — $2L = 3$ мм.

Созданное ПО характеризуется высокой точностью и малыми временами расчета (секунды) при небольшом объеме используемой компьютерной памяти. Исследован ряд микрополосковых и копланарных структур с периодическими планарными включениями.

Список литературы

1. Chang, C. C. et al. Numerical and Experimental Characterization of Slow-Wave Microstrip Line on Periodic Ground Plane // 2000 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest (Cat. No. 00CH37017). IEEE, 2000. Vol. 3. P. 1533–1536. DOI: 10.1109/MWSYM.2000.862267
2. Tsai, C. Y., Tzuang, C.K.C. Applying Electric-Magnetic-Electric (EME) Composite Metal Strips to Reduce the Size of Patch Antennas // APMC2001. 2001 Asia-Pacific Microwave Conference (Cat. No. 01TH8577). IEEE, 2001. Vol. 3. P. 1151–1154. DOI: 10.1109/APMC.2001.985336
3. Li, Y. et al. A Dual Frequency Microstrip Antenna Using a Double Sided Parallel Strip Line Periodic Structure // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 2012. Vol. 60. No. 6. P. 3016–3019. DOI: 10.1109/TAP.2012.2194652
4. Li, Y, Sun, W. Broadband and Low-Profile Microstrip Antennas with Periodical Structures // 2018 International Applied Computational Electromagnetics Society Symposium-China (ACES). IEEE, 2018. P. 1–2. DOI: 10.23919/ACESS.2018.8669318
5. Zhang, W. et al. Low-Profile Beam-Steerable Microstrip Antenna with Metamaterial // 2017 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation & USNC/URSI National Radio Science Meeting. IEEE, 2017. P. 2343–2344. DOI: 10.1109/APUSNCURSINRSM.2017.8073214

6. Elena Abdo-Sánchez, Jaime Esteban, Teresa M. Martín-Guerrero, Carlos Camacho-Pecalosa, and Peter S. Hall. A Novel Planar Log-Periodic Array Based on the Wideband Complementary Strip-Slot Element. // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 2014. Vol. 62. No. 11. P. 5572–5580. DOI: 10.1109/TAP.2014.2357414
7. Li X. et al. Study on Single Radial Sheet Beam Azimuthal Support Angular Log-Periodic Strip Line Travelling Wave Tube // 2018 IEEE International Vacuum Electronics Conference (IVEC). IEEE, 2018. P. 135–136. DOI: 10.1109/IVEC.2018.8391595
8. Wen, M., Wei, Z., and Li, H. One-Dimensional Photonic Bandgap Structures by Periodically Loaded Rings on Microstrip Line // 2005 Asia-Pacific Microwave Conference Proceedings. IEEE, 2005. Vol. 3. P. 3. DOI: 10.1109/APMC.2005.1606739
9. Fujii, T., Kokubo, Y., and Ohta, I. High Directivity Quarter-Wave Microstrip Couplers with Periodic Floating-Conductors on Coupled Edges // 2006 European Microwave Conference. IEEE, 2006. P. 32–35. DOI: 10.1109/EUMC.2006.281174
10. <https://www.ansys.com/products/electronics/ansys-hfss>
11. <https://www.3ds.com/products-services/simulia/products/cst-studio-suite/>
12. Simone Paulotto, Giampiero Lovat, Paolo Baccarelli, and Paolo Burghignoli. Green's Function Calculation for a Line Source Exciting a 2-D Periodic Printed Structure // IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 2010. Vol. 20. No. 4. P. 181–183. DOI: 10.1109/LMWC.2010.2042542
13. Донец И. В., Лерер В. А., Синявский Г. П. Исследование многослойных и многопроводных полосковых резонансных и периодических структур // Радиотехника и электроника. 2005. Т. 50. № 11. С. 1347–1354.
14. Донец И. В., Лерер В. А., Синявский Г. П., Цветковская С. М. Электродинамический анализ многослойных и многощелевых резонансных и периодических структур // Электромагнитные волны и электронные системы. 2007. № 5. С. 8–13.
15. Донец И. В., Цветковская С. М. Электродинамический анализ многослойных, периодических, многополосковых и многощелевых волноведущих структур // Электромагнитные волны и электронные системы. 2011. Т. 16. № 5. С. 21–24.
16. Донец И. В. Исследование многослойных, периодических, многополосковых и многощелевых волноведущих структур. // Радиотехника и электроника. 2012. Т. 57. № 8. С. 845–849.
17. Бейтмен Г., Эрдейи А. Таблицы интегральных преобразований. М.: Наука, 1969. Т. 1.

Поступила 19 февраля 2020 г.

METHOD FOR ANALYZING EIGENWAVES OF MULTILAYER PLANAR TRANSMISSION LINES FORMED BY INFINITE AND PERIODIC STRIPS AND SLOTS

I.V. DONETS, A.M. LERER, AND S.M. TSVETKOVSKAYA

doi: 10.25210/jfop-2001-050055

This work is devoted to the development of a method for strictly electrodynamic analysis of multi-layer planar multi-strip and multi-slot transmission lines. In this paper, in addition to periodic strips and slots, homogeneous strips and slots were added to the method. As a result, the method is generalized to a wide class of planar transmission lines. This paper provides a literature review covering the use of such structures as transmission lines and composite nodes of planar antennas. The conclusion is made about the relevance of the research. The results obtained are verified by comparison with the results of the HFSS software based on the finite element method. It is concluded that the results obtained and the results of HFSS are in good agreement. The fast internal convergence of the method and, as a result, the small computer resources used by the software created on its basis are stated. So it is concluded that the created software takes less than one second to find a solution at a fixed frequency. This time is two orders of magnitude less than the time spent by HFSS to obtain a similar solution with the same accuracy. It is noted that HFSS uses all the cores of a multi-core processor and several gigabytes of RAM. The developed software uses several megabytes of memory. A single microstrip line with both a periodic gap in the substrate metallization and a periodic strip of a perpendicular line in the same plane are analyzed. It is noted that the periodic gap gives a slightly greater delay than a strip of the same size. The effect of the periodic strip on deceleration in the coplanar line was studied. A method for slowing down the antiphase mode in a coupled microstrip line is proposed and analyzed.

INFORMATION-MEASURING SYSTEM

UDC 53.01:517.5:519.6

SPARSE APPROACH IN FILTERING OF COLOR IMAGES CORRUPTED BY MIXTURE NOISES

© Author, 2020

doi: 10.25210/jfop-2001-056064

Ponomaryov, V.I. is Dr. Sci., Professor-Investigator, National Polytechnic Institute of Mexico, Mexico.
E-mails: volodymyr.ponomaryov@gmail.com; vponomar@ipn.mx

Аннотация

Новый подход в фильтрации цветных изображений искаженных смешанным аддитивно-импульсным шумом состоит из предварительного обнаружения случайных импульсов, фильтрации их. В дальнейшем, для фильтрации аддитивного шума используется пространство Вэвлетов и дисперсное представление сигналов, а также трехмерная фильтрация. На заключительном этапе корректируются искажения, которые возникли на предыдущих этапах. Полученная процедура фильтрации была экспериментально исследована на основе объективных критериев (пиковое отношение сигнал-шум и оценка структурного индекса схожести). Результаты моделирования подтверждают эффективность новой процедуры, позволяющей эффективно подавлять шумы.

Ключевые слова: подавление шумов, цветное изображение, дисперсное представление, аддитивно-импульсный шум, трехмерная фильтрация

Abstract

A novel filtering approach is exposed for denoising of the color images contaminated by mixture of additive-impulsive noises. Proposed framework, first performs impulsive noise suppression via detecting pixels corrupted by impulsive noise, next, found spikes are reconstructed by a variant of median filter; to suppress additive noise novel filter is employed in Wavelet transform domain via a sparse representation and 3D-filtering; finally, at last step, the non-desirable secondary are processed correcting fine details. Evaluation of novel approach in denoising complex distortions has been performed using objective criteria (PSNR and SSIM measures) and subjective perception via human visual system confirming their better performance in comparison with state-of-the-art techniques.

Keywords: denoising, color image, sparse representation, 3D filtering, additive-impulsive noise, wavelet transform

1. Introduction

The fundamental problem in image processing consists in reducing a noise while preserving the most of image features. The presence of random digital noise in an image reduces the performance of different systems such as pattern recognition, diagnostics, object control, etc. Principal difficulties in any filtering technique are that a processing procedure should perform suppression of noise, meanwhile the fine details, edges, and texture properties can be unchanged. The complex and changing structure of real images does not allow the corrupted image details to be efficiently identified and filtered. If fine details of an image are distorted, these drawbacks could cause misinterpretation during medical diagnosis, incorrect classification of objects in the satellite images, erroneous detection of obstacles by autonomous robots, errors in telemedicine applications, etc. [1]. During image acquisition, additive or multiplicative noise can be present, and during its transmission or acquisition, further contamination may be caused by impulsive noise. Images may be corrupted by interference and imperfections in the channel or the reception equipment. Additionally, digital cameras can introduce noise, electronic interference or errors in data acquisition [2].

The most common type of noise additive one is usually assumed to be Gaussian random process $n_{ad}(i, j)$ where all pixels in an image are corrupted. Other type of noise is multiplicative (speckle) one that is usual for coherent sensors such as ultrasound or radar sensors [3].

The most common model of mixed noise used is a combination of additive noise, usually, Gaussian and random impulsive noise $n_{im}(i, j)$. The corrupted image $E(i, j)$ in such type of noises can be represented as follows:

$$E(i, j) = \begin{cases} e(i, j) + n_{ad}(i, j), & \text{probability } 1 - p_{im}, \\ n_{im}(i, j), & \text{probability } p_{im}. \end{cases} \quad (1)$$

In case of multiplicative noise $\varepsilon(i, j)$, the corrupted image $E(i, j)$ is presented as follows:

$$E(i, j) = \varepsilon(i, j) \circ e(i, j) + n_{ad}(i, j). \quad (1a)$$

2. Related Works

The restoration of corrupted images by a mixture of different type of noises requires novel approaches, because a lot of existing techniques developed for additive noise suppression are not capable to eliminate the artefacts produced by impulsive noise or other type noise. There are several filtering techniques for Gaussian additive noise

elimination where among them, there exist different techniques based on search of a group of pixels called as reference block. Jain [4] proposed a technique based on WT that is applied to some patches with a chosen degree of similarity. Filtering is performed for each sub-band wavelet by obtaining a threshold that adapts to the conditions of each a neighborhood. Lukin [5] proposed an adaptive filter based on an assessment of the image locality via filtering by DCT to obtain a neighborhood and to estimate the local variance, then using it to distinguish homogeneous and heterogeneous areas. Bahoura [6] proposed a signal denoising technique based on wavelet with a thresholding function, which is applied to the wavelet coefficients. Jin [7] introduced new non-local operators to interpret the filter as a regularization of the Dirichlet's functional. Smoothing and fidelity are derived from the same geometric principle. Buades [8] proposed a method for measuring noise and comparing performance of the methods in removing image noise. Then, the authors used a new algorithm based on NLM for a nonlocal average of all pixels in an image. Dabov [9] presented the video filtering method VBM3D based on a highly dispersed signal in the local domain of a 3D transform. This method uses a 3D array called group that is applied to store all blocks similar to the block being processed. The grouping is performed by searching for similar blocks in the space-time domain. For each a 3D group, filtering and shrinkage is performed in the 3D transform domain. In our previous study [10], we performed similar to BM3D framework (SM3D-DCTNS) using DCT and block matching procedures (fig. 1) that demonstrated superior performance in comparison with NML and BM3D techniques. One drawback appears in this kind of filtering is that the found similarity measure may cause the impulses that can be considered as fine details, so the corrupted pixel is not filtered. There are several papers that use ideas of fuzzy logic theory in denoising and can suppress additive or impulsive noise in separated form [11–13]. For example, in our previous study [12], two frameworks (FMANS2 and FMANS H) have been designed to suppress additive Gaussian noise but any of these techniques has no ability in filtering complex (impulsive-additive) noise.

Filters applied in denosing for additive noise do not perform a correct restoration of pixels contaminated by impulsive spikes, so it is necessary to filter or to restore such pixels before denosing the pixels that are contaminated by additive noise. There are different techniques for the elimination of impulsive noise, where the detection of noisy pixels or random impulses is performed in the first stage, following these spikes should be suppressed during filtering process. Different techniques for the elimination of impulsive noise are mostly based on use of kind of median filter or their multichannel modification such as Vector Median Filter [14], Switching Median Filter [15], etc. Other techniques are based on the detection of contaminated pixels in the first step, and then, a filtering process should be only applied to corrupted pixels. Xu [16] proposed an efficient filter for universal impulse noise removal. This method consists of two stages: impulse detection and filtering. For detection, a robust local image statistic, called the extremum compression rank-order absolute difference (ECROAD), is designed to detect impulse noise in an image. For filtering, the universal impulse noise filter is proposed by combining the ECROAD with the NLM. Nasri [17] presented an effective filtering method to remove impulse noise from images. In this two-stage method, the detected noise-free pixels remain unchanged. Then, Gaussian filter with adaptive variances according to the image noise level is applied in denoising stage. Veerakumar [18] introduced an adaptive radial basis function interpolation-based impulse noise removal algorithm. This approach consists of two stages: noisy pixel detection and correction. The radial basis function interpolation scheme is used to estimate the unknown noisy pixel value from the noise-free known neighboring pixel values. For both noisy pixel detection and correction, a center sliding window is considered at each a pixel location.

There are several novel techniques that can remove a mixture of noises, usually additive noise and impulsive noise. Most of these techniques perform the filtering of impulsive noise in a first stage, and the filtering of additive noise is applied during second stage. In [19, 20], suppression techniques for mixed noise (additive Gaussian and impulsive saturated) are proposed. In [19], the impulsive noise detector is based on the differences between a central pixel and its neighbor pixels. When a contaminated pixel is detected, it is replaced by a mean of neighbors. Filtering of additive Gaussian noise is performed using a bilateral filter (BF), in which the BF parameters are adjusted. Jiang [21] proposed a method to suppress mixed noise called weighted encoding with sparse nonlocal regularization (WESNR). The WESNR algorithm does not use a detector of impulses as an individual stage, so each corrupted block is encoded over a pre-learned dictionary to remove the impulse noise and additive white Gaussian noise simultaneously in a soft impulse pixel detection manner. The suppression of mixed noise is performed by weighting the encoding residual in such a way that the final encoding residual tends to follow a Gaussian distribution. The weighted encoding and sparse nonlocal regularization are unified into a variational framework.

In present study, novel approach in suppressing a additive-impulsive mixture noise and multiplicative-additive mixture noise is developed. The suppression of mixed additive-impulsive noise is divided in several stages: the suppression of impulsive noise is performed using a detector of impulses and a variant of median filter; the additive noise suppression is performed on wavelet domain that demonstrates better quality, employing the advantage of sparse representation; and, finally, in order to improve the quality of the image, obtained during the previous suppression stages, a post-processing stage should be applied.

In case of multiplicative-additive mixture noise, the initial stage consists of homomorphic transformation of input image, following sparse framework in denoising, and final post-processing stage.

The remainder of this work is divided into five sections. Section 2 presented brief review of related works. In Section 3, the proposed filtering approach is explained for all stages. Experimental results for the proposed approach are provided in Sect. 4, demonstrating their superior performance compared to state-of-the-art filtering methods. Finally, the conclusions of this work are exposed in Section 5.

Fig. 1. Block-diagram of proposed method FMN-3DWT-C.

3. Proposed Filtering Framework

The proposed framework to filter color image corrupted by impulsive-additive noise using Sparse Representation and 3D Wavelet Color Filtering (FMN-3DWT-C) consists of three stages: a) impulse noise detection and filtering, b) additive noise filtering, and c) post-processing procedure (Fig. 1).

In developed impulsive noise suppression stage, the detection and restoring of pixels contaminated by impulsive noise are performed.

3.1. Fuzzy Impulsive Noise Detector

Detection of noisy pixels is a very important stage because a poor detection could generate undesirable effects, such as: blurring in areas of fine details or texture distortion.

The detection process in current framework is based on gradient value and fuzzy sets theory. In this stage, all pixels are analyzed using a vicinity of 3×3 pixels, where several neighbors are assigned to a chosen direction (Northwest (NW), North (N), Northeast (NE), East (E), Southeast (SE), South (S), Southwest (SW), and West (W)). The basic gradient value in direction (k, l) of a central pixel in the position (i, j) is defined as follows:

$$\nabla_{(k,l)} E(i, j) = E(i + k, j + l) - E(i, j); \quad k, l \in (-1, 0, +1), \quad (2)$$

where (k, l) belong to one of eight directions. It is necessary to distinguish between corrupted and edge pixels, where two values are defined that are known as basic $\nabla_R E(i, j)$ and related gradients $\nabla'_R E(i, j)$ and $\nabla''_R E(i, j)$. The related gradients are calculated using neighboring pixels that form a right angle in the same direction as the basic gradient. We use fuzzy logic sets large (L), small (S), big negative (BN) and big positive (BP) in case of the trapezoidal membership functions for S and L sets

$$\rho(\nabla, S) = \begin{cases} 1, & \text{for } \nabla \leq c, \\ 1 - \frac{\nabla - c}{c' - c}, & \text{for } c < \nabla \leq c', \\ 0, & \text{for } \nabla > c', \end{cases} \quad \rho(\nabla, L) = \begin{cases} 0, & \text{for } \nabla \leq c, \\ \frac{\nabla - c}{c' - c}, & \text{for } c < \nabla \leq c', \\ 1, & \text{for } \nabla > c', \end{cases} \quad (3)$$

and for BN and BP sets

$$\rho(\nabla, BN) = \begin{cases} 1, & \text{for } \nabla \leq a', \\ 1 - \frac{\nabla - a'}{a - a'}, & \text{for } a' < \nabla \leq a, \\ 0, & \text{for } \nabla > a, \end{cases} \quad \rho(\nabla, BP) = \begin{cases} 0, & \text{for } \nabla \leq b, \\ \frac{\nabla - b}{b' - b}, & \text{for } b < \nabla \leq b', \\ 1, & \text{for } \nabla > b', \end{cases} \quad (3a)$$

The next step consists of introducing a fuzzy gradient in each a direction to distinguish between a noisy pixel and a noise-free pixel. The fuzzy gradient is defined according to the Fuzzy Rule 1 as follows:

$$\begin{aligned} &\text{IF } [\nabla_R A(i, j)] \text{ is L AND } [\nabla'_R A(i, j)] \text{ is S OR } [\nabla_R A(i, j)] \text{ is L AND } [\nabla''_R A(i, j)] \text{ is S OR } \nabla_R A(i, j) \\ &\text{is BP AND } \nabla'_R A(i, j) \text{ AND are BN OR } \nabla_R A(i, j) \text{ is BN AND } \nabla'_R A(i, j) \text{ AND } \nabla''_R A(i, j) \text{ are BP}] \\ &\text{THEN Fuzzy Gradient } \nabla^F_R A(i, j) \text{ is Large.} \end{aligned} \quad (4)$$

In order to determine whether a central pixel is contaminated by impulsive noise, the following fuzzy rule is used:

$$\text{IF most of the eight } \nabla^F_R A(i, j) \text{ are L THEN } A(i, j) \text{ is Noisy.} \quad (5)$$

In particular, if four or more fuzzy gradients are large, then the analyzed pixel is tagged as a noisy pixel. The detection of random spikes is performed on each a pixel. If a pixel is detected as a corrupted one, then their position is tagged, thus generating an image as a map of the corrupted pixels.

3.2. Restoration of pixels corrupted by impulsive noise

The restoration of corrupted pixels is performed for each channel RGB in independent form. Let explain below the process for channel R. Once, all impulses in the image are identified and tagged, the next step consists of replacing the noisy pixels using filtering technique. In the filtering of pixels contaminated by impulsive noise, the information generated by the impulsive noise detector is used. Each a pixel is analyzed to know if a noisy pixel exists in its position. In the detection of impulses, it cannot be avoided that some pixels that belong to edges and/or textures, are detected as noisy pixels. So, it is necessary to include additional information to correct this fact.

The edge extraction techniques of an image are based in changes of intensity within a neighborhood, so that the impulses could be detected as a edge. In order to extract the edges of an image contaminated by mixed noise, two steps have been proposed:

1. Blurring the image contaminated by mixed noise.
2. Edges extraction.

Firstly, the blurring of noisy image is performed using a median filter with a vicinity of 5×5 pixels. Finally, the edges extraction is performed using Canny algorithm.

If the position (i, j) is found a tagged as a noisy pixel, following a neighborhood W of size 3×3 pixels is taken. Then, the restoration of the pixel is performed considering whether the pixel belongs to an edge or not.

First case. The pixel does not belong to an edge.

The restoration stage of corrupted pixel is based on the Vector Median Filter (VMF) proposed by Astola [22], and this filter is only applied to those pixels that are marked as noisy ones. Firstly, the sum of absolute differences ($SAD(i, j)$) of each a pixel with its neighbors is performed. The value $SAD(i, j)$ is defined as

$$SAD(i, j) = \sum_{k=1}^3 \sum_{l=1}^3 |E(i, j) - E(k, l)|, \quad (6)$$

where (i, j) is the position of pixel, and (k, l) are the positions of their neighbors. From this process, nine values are obtained, where the pixel among them in position (r, s) that gives $\min SAD(i, j)$ should be selected as the estimation $E_{no_edge}(i, j) = E(r, s)$. It should be mentioned that the values tagged as noisy pixels in the neighborhood are not considered in the sum of absolute differences.

Second case. The pixel belongs to an edge.

When a pixel belongs to an edge, it does not imply that it is not contaminated by impulsive noise, so we obtain a first approximation $E_1(i, j)$, considering that the pixel does not belong to an edge. Next, a vicinity $E_{blur}(i, j)$ from the blur image is taken and a second approximation is obtained as follows: $E_2(i, j) = \text{median} E_{blur}(i, j)$ and finally, the restoration of pixel is defined as: $[E_1(i, j) + E_2(i, j)] / 2$.

3.3. Additive Noise Filtering

The additive noise filtering is based on sparse representation and 3D filtering on WT domain. The techniques that use sparse representation to suppress additive noise are based in the behavior of noise in the domain of chosen transform. Further, the filtering based on shrinkage method allows reducing the additive noise, whereas the edges and fine details suffer less deterioration when such reconstruction is performed [23].

The proposed additive noise filtering stage is performed on WT domain and can be divided in two stages: 1) grouping using block-matching, and 2) 3D-filtering.

The WT produces four sub-bands: LL, LH, HL, and HH. Next, the additive noise suppression is performed to each a sub-band in independent form. The additive noise suppression stage is performed in WT domain where there are applied two processing procedures: 1) Grouping using block-matching, and 2) 3D-filtering. The figure 2 shows the process of additive denoising on WT domain.

Grouping via block-matching: The procedure of block matching is performed using the three color channels, the highly similar blocks to a reference block should be located, and these ones are stored in a group. It is necessary to note that the blocks are 2D arrays and the grouping process [9] is formed as a 3D array.

Fig. 2. Filtering process in each sub-band of WT.

The similarity degree between two blocks is obtained employing a similarity measure. If the similarity is higher than a chosen threshold, the element of a block can be considered as similar one, and it enters to a current group. In this framework, the sum absolute difference (SAD) is used as matching criterion, which is written as follows:

$$SAD(p,q) = \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N |E(p,q) - R(p+m.q+n)|, \quad (7)$$

where M and N are the image dimensions, and $E(p,q)$ is the reference block in the position (p,q) . Let denote the reference block as $E(p;q)$, and then all similar blocks are $E_r(p;q)$.

3D filtering: The designed 3D filtering uses two processes: thresholding and shrinkage. In the thresholding, all wavelet coefficients that belong to each a block of the 3D array are compared with a fixed threshold (T_w). If the absolute value of a coefficient is less than the threshold, this coefficient is replaced with the zero value, as follows:

$$\hat{E}_{W_3D}(p,q,r) = \begin{cases} E_{W_3D}(p,q,r), & |E_{W_3D}(p,q,r)| \geq T_w \\ 0, & E_{W_3D}(p,q,r) < T_w \end{cases} \quad (8)$$

In the next step, there is performed the shrinkage of the 3D array, i.e., from the 3D array, there should be obtain an approximation of the 2D array. This can be performed using an averaging filter with chosen weights that depend on similarity measure, as follows:

$$\hat{E}_W(i,j) = \frac{\sum_{l=1}^k E_{W_3D}(i,j,l)w_l}{\sum_{l=1}^k w_l}, \quad w_l = 1 - SAD[E(i,j,l), E(i,j,k)]. \quad (9)$$

Finally, in order to obtain a filtered image $E(i,j)$, the additive noise filtering is applied to each RGB channel of an image.

3.4. Post-processing

During previous filtering stages, there are produced some undesirable artefacts, so in the filtered image such artefacts should be corrected. A Wiener filter [24]

$$\hat{E}_{Wiener}(i,j) = \mu + \frac{\sigma_w^2 - \nu^2}{\sigma_w^2} [\hat{E}_W(i,j) - \mu], \quad (10)$$

where μ is local mean, σ_w^2 is the local variance, and ν^2 is the average of all the local estimated variances, employed to increase the quality of filtered image.

3.5. Denoising in case of multiplicative distortion

In case of multiplicative noise the model of signal degradation defined in form of noise (speckle) and image multiplication [1–3]. So, the proposed framework uses similar sparse approach where designed framework named as Multiplicative Denoising Sparse Representation using DCT (F-MNSR-DCT) consists of two stages: 1) 3D homomorphic sparse filter, and 2) post-processing procedure.

4. Experimental Results

The experimental results were performed using a set of 100 color test images proposed by Malinski [25]. Mentioned set contains images with different texture and fine details structure that can guarantee robustness of investigating techniques.

4.1. Evaluation Criteria

The evaluation criteria used to characterize the performance are the peak signal-to-noise ratio (PSNR) and structural similarity index measure (SSIM). The PSNR is an objective criterion measurement and is defined as follows:

$$PSNR = 10 \log_{10} \frac{255^2}{\frac{1}{MN} \sum_{i=1}^M \sum_{j=1}^N [E(i, j) - \tilde{E}(i, j)]^2}. \quad (11)$$

The SSIM measure that captures better the human perception has been introduced in [26] as

$$SSIM(E, \hat{E}) = \frac{(2\mu_E \mu_{\hat{E}} + C_1)(\sigma_{E, \hat{E}} + C_2)}{(\mu_E^2 + \mu_{\hat{E}}^2 + C_1)(\sigma_E^2 + \sigma_{\hat{E}}^2 + C_2)}. \quad (12)$$

In (11) μ_E and $\mu_{\hat{E}}$ determine local means for E and $\hat{E}$, accordingly; σ_E^2 and $\sigma_{\hat{E}}^2$ are local dispersions for E and $\hat{E}$, and $\sigma_{E, \hat{E}}$ is local cross correlation function for E and $\hat{E}$; constants $C_n \ll 1$.

4.2. Efficiency of the filter FMN-3DWT-C

The experimental results (PSNR, SSIM) for all test images are shown in Table 1. Additionally, we use the subjective visual perception presenting filtered images and their error images for the best state-of-the-art filters to compare their noise suppression.

Table 1. Average PSNR and SSIM values

PSNR					
σ /%	10	20	30	40	50
10	34.33	33.52	31.95	28.51	24.30
20	29.43	28.76	27.43	25.21	22.12
30	25.61	25.15	24.16	22.60	20.29
40	23.17	22.72	21.94	20.66	18.80
50	21.36	20.95	20.27	19.14	17.54
SSIM					
σ /%	10	20	30	40	50
10	0.9873	0.9844	0.9745	0.9365	0.8592
20	0.9428	0.9343	0.9119	0.8699	0.7958
30	0.8754	0.8648	0.8416	0.8008	0.7335
40	0.8192	0.8054	0.7795	0.7394	0.6733
50	0.7682	0.7535	0.7262	0.6832	0.6204

4.3. Comparison with state-of-the-art techniques

There are different techniques for mixed noise suppression. In order to evaluate the proposed method, we compare it with the better existing state-of-the-art techniques: Wiener [24], Bilateral [19], NLM [8] and WESNR [21]. The filter Wiener, Bilateral and NLM were designed to decrease the additive noise only, so it is necessary to perform, previously, the filtering of impulsive noise to compare with our technique.

In fig. 3, 4, there are shown the visual results obtained to images: pic002 and pic059 corrupted by impulsive and additive noises with different values of % and σ , respectively.

Figure 3. Filtered and Inverted error images (amplified by 5) for the image pic002 applying Bilateral, NLM, WESNR and FMN-3DWT-C techniques for a mixture of noises: additive ($\sigma=10$) and random impulsive ($\% = 10$). a) Original. b) Noisy. c) Bilateral. d) Bilateral error. e) NLM. f) NLM error. g) WESNR. h) WESNR error. i) FMN-3DWT-C. j) FMN-3DWT-C Error.

The values for PSNR and SSIM criteria in case of using different filters for images pic002, pic029, pic059, pic084 are shown in table 2.

Table 2. The PSNR and SSIM values obtained for images: pic002 (10; 10), pic029 (30; 30), pic059 (40; 40), and pic084 (50; 50).

PSNR					
Image	Bilateral	Wiener	NLM	WESNR	FMN-3DWT-C
pic002	30.13	30.65	29.41	29.66	32.33
pic029	21.96	22.29	22.12	21.36	24.19
pic059	19.55	19.82	19.91	13.90	21.96
pic084	17.10	17.65	17.72	11.84	20.02
SSIM					
Image	Bilateral	Wiener	NLM	WESNR	FMN-3DWT-C
pic002	0.983	0.986	0.981	0.981	0.990
pic029	0.627	0.647	0.641	0.697	0.799
pic059	0.501	0.521	0.529	0.428	0.667
pic084	0.640	0.671	0.678	0.458	0.802

Conclusions

A novel filtering approach that has been employed in suppressing a mixture of additive-impulsive noises and in multiplicative denoising is presented. The experimental results demonstrate that our method exhibits better processing performance than state-of-the-art techniques in suppressing mixed noise with varying texture characteristics and edges. Future work should be devoted to implementing the current filtering approach in video denoising.

Acknowledgments

Author would like to thank Instituto Politecnico Nacional (Mexico) and Consejo Nacional de Ciencia y Tecnologia (Mexico) for their supports in this work.

Fig. 4. Filtered and Inverted error images (amplified by 2) for the image pic059 applying Bilateral, Wiener, NLM, WESNR and FMN-3DWT in mixture of noises: additive ($\sigma = 40$) and random impulsive ($\% = 40$).

References

1. Pitas, I. Digital Image Processing Algorithms and Applications. John Wiley & Sons, Inc., 2000. ISBN: 0-471-37739-2
2. Young, I., Gerbrands, J., and Vliet, L. Fundamentals of Image Processing. TU Delft, Faculty of Applied Physics, Pattern Recognition Group. 1995.
3. Young, I. T., Gerbrands, J. J., and Van Vliet, L. J. Fundamentals of Image Processing (v.2.3). Delft University of Technology. 2007.
4. Jain, P., and Tyagi, V. Locally Adaptive Patch-Based Wavelet Domain Edge-Preserving Image Denoising // Information Sciences. 2015. Vol. 294 (10). P. 164–181. DOI: 10.1016/j.ins.2014.09.060
5. Pogrebnyak, O. And Lukin, V. Wiener Discrete Cosine Transform-Based Image Filtering. // J. Elect. Imag. 2012. Vol. 21(4):043020. DOI: 10.1117/1.JEI.21.4.043020
6. Bahoura, M., and Ezzaidi H. FPGA-Implementation of Discrete Wavelet Transform with Application to Signal Denoising // Circ., Syst. Signal Proces. 2012. Vol. 31(3), P. 987–1015. DOI: 10.1007/s00034-011-9355-0
7. Jin, Y., Jost, J., and Wang G. A New Nonlocal H 1 Model for Image Denoising // J. Math. Imaging and Vision. 2014. Vol. 48 (1). P. 93–105. DOI: 10.1007/s10851-012-0395-2
8. Buades, A., and Coll, B. A Non-Local Algorithm for Image Denoising. // IEEE Computer Vision and Pattern Recognition Conference, CVPR 2005. 2005. Vol. 2. P. 60–85. DOI: 10.1109/CVPR.2005.38
9. Dabov, K., Foi, Katkovnik, A. V., and Egiazarian, K. Image Denoising by Sparse 3-D Transform-Domain Collaborative Filtering. IEEE Trans. Image Proces. 2007. Vol. 16 (8), P. 2080–2095. DOI: 10.1109/TIP.2007.901238
10. Palacios-Enriquez A., and Ponomaryov. Image Denoising Using Block Matching and Discrete Cosine Transform with Edge Restoring // Proc. Of IEEE Conference. Conielectcomp. 2016. P. 140–147. DOI: 10.1109/CONIELECTCOMP.2016.7438566
11. Melange, T., Nachtegaal, M., Schulte, S., and Kerre, E. E. A Fuzzy Filter for the Removal of Random Impulse Noise in Image Sequences // Image and Vision Comput. 2011. Vol. 29(6), P. 407–419. DOI: 10.1016/j.imavis.2011.01.005
12. Ponomaryov, V. I., Montenegro-Monroy, H., Gallegos-Funes, F., Pogrebnyak, O., and Sadovnych, S. Fuzzy Color Video Filtering Technique for Sequences Corrupted by Additive Gaussian Noise // Neurocomp. 2015. Vol. 155, P. 225–246. DOI: 10.1016/j.neucom.2014.12.025
13. Rosales-Silva, A. J., Gallegos-Funes, F. J., and Ponomaryov, V. I. Fuzzy Directional (FD) Filter for Impulsive Noise Reduction in Colour Video Sequences // J. Visual Comm. And Image Represent. 2012. Vol. 23(1). P. 143–149. DOI: 10.1016/j.jvcir.2011.09.007

14. Lukac, R. Adaptive Vector Median Filtering // Pattern Recognition Letters. 2003. Vol. 24(12), P. 1889–1899. DOI: 10.1016/S0167-8655(03)00016-3
15. Ng, P.E., Ma, K.K. A Switching Median Filter with Boundary Discriminative Noise Detection for Extremely Corrupted Images // IEEE Trans. Image Proces. 2006. Vol. 15 (6). P. 1506–1516. DOI: 10.1109/TIP.2005.871129
16. Xu, G., and Tan, J. A Universal Impulse Noise Filter with an Impulse Detector and Nonlocal Means // Circuits, Systems, and Signal Proces. 2014. Vol. 33 (2). P. 421–435. DOI: 10.1007/s00034-013-9640-1
17. Nasri, M., Saryazdi, S., and Nezamabadi-Pour, H. A Fast Adaptive Salt and Pepper Noise Reduction Method in Images // Circ., Systems, Signal Proces. 2013. Vol. 32 (4). P. 1839–1857. DOI: 10.1007/s00034-012-9546
18. Veerakumar, T., K. Jagannath, R. P. Subudhi, B. N. And. Esakkirajan, S. Impulse Noise Removal Using Adaptive Radial Basis Function Interpolation // Circ., Syst. Signal Proces. 2016. P. 1–32. DOI: 10.1007/s00034-012-9546-3
19. Zhang, Y., Tian, X., and Ren, P. An Adaptive Bilateral Filter Based Framework for Image Denoising // Neurocomp. 2014. Vol. 140. P. 299–316. DOI: 10.1016/j.neucom.2014.03.008.
20. Terol-Villalobos I. R., and Mendiola-Santibanez, J. D. Filtering of Mixed Gaussian and Impulsive Noise Using Morphological Contrast Detectors // IET Image Proces. 2014. Vol. 8(3). P. 131–141. DOI: 10.1049/iet-ipr.2012.0615
21. Jiang, J., Zhang, L., and Yang, J. Mixed Noise Removal by Weighted Encoding with Sparse Nonlocal Regularization // IEEE Trans. Image Proces. 2014. Vol. 23 (6), P. 2651–2662. DOI: 10.1109/TIP.2014.2317985
22. Astola, J., Haavisto, P., and Neuvo, Y. Vector Median Filters // Proc. IEEE, 1990. Vol. 78 (4). P. 678–689. DOI: 10.1109/5.54807
23. Bruckstein, A.M., Donoho, D.L., and Elad, M. From Sparse Solutions of Systems of Equations to Sparse Modeling of Signals and Images // SIAM Review. 2009. Vol. 51. No. 1. P. 34–81. DOI: 10.1137/060657704
24. Lim, J.S. Two-Dimensional Signal and Image Processing. Prentice Hall. 1990.
25. Malinski, L., Smolka, B. Fast Adaptive Switching Technique of Impulsive Noise Removal in Color Images // Journal of Real-Time Image Proces. 2016. P. 1–22. DOI: 10.1007/s11554-016-0599-6
26. Wang, Z., Bovik, A.C., Sheikh, H.R., and Simoncelli, E. P. Image Quality Assessment: From Error Visibility to Structural Similarity // IEEE Trans. Image Proces. 2004. Vol. 13 (4). P. 600–612. DOI: 10.1109/TIP.2003.819861

Received February 12, 2020

НОВЫЙ ПОДХОД ДЛЯ ФИЛЬТРАЦИИ ЦВЕТНЫХ ИЗОБРАЖЕНИЙ ПОВРЕЖДЕННЫХ СМЕШАННЫМИ ШУМАМИ

В.И. ПОНОМАРЕВ

Национальный Политехнический Институт Мексики
volodymyr.ponomaryov@gmail.com; vponomar@ipn.mx

doi: 10.25210/jfop-2001-056064

Новый подход в фильтрации цветных изображений искаженных смешанным аддитивно-импульсным шумом состоит из предварительного обнаружения случайных импульсов, фильтрации их. Для фильтрации аддитивного шума используется пространство взвешиваний и дисперсное представление сигналов, а также трехмерная фильтрация. На заключительном этапе корректируются искажения, которые возникли на предыдущих этапах. Полученная процедура фильтрации была экспериментально исследована на основе объективных критериев (пиковое отношение сигнал-шум (PSNR) и оценка структурного индекса схожести (SSIM)). Результаты моделирования подтверждают эффективность новой процедуры, позволяющей эффективно подавлять шумы.

МАТЕМАТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ФИЗИЧЕСКИХ ПРОЦЕССОВ

УДК 533.9

ОСОБЕННОСТИ ДИНАМИКИ СИСТЕМ
С БОЛЬШИМ ЧИСЛОМ ОСЦИЛЛЯТОРОВ

© Авторы, 2020

doi: 10.25210/jfop-2001-065071

Буц В. А. — д.ф.м.н., проф., начальник лаборатории, Национальный научный центр “Харьковский физико-технический институт”; Радиоастрономический институт Национальной академии наук Украины; Харьковский национальный университет им. В. Н. Каразина, Харьков, Украина. E mail: vbuts@kipt.kharkov.ua

Аннотация

Рассмотрены особенности динамики некоторых систем с большим числом осцилляторов. Показано, что с увеличением числа осцилляторов уменьшается нормальная частота систем. При достижении некоторого критического числа осцилляторов система становится неустойчивой. Анализ нелинейной динамики этой неустойчивой показывает, что «лишние» осцилляторы выбрасываются из ансамбля. Рассмотрена простая модель идеальной плазмы во внешнем магнитном поле. Показано, что в рамках этой модели плазма становится неустойчивой при достижении критической плотности плазмы. Описан возможный механизм подавления этой неустойчивости.

Ключевые слова: линейные и нелинейные осцилляторы, ансамбли осцилляторов, неустойчивость, динамический хаос, подавление неустойчивости

Abstract

The dynamics of some systems with a large number of oscillators are considered. It is shown that with an increase in the number of oscillators, the normal frequency of the systems decreases. When a certain critical number of oscillators is reached, the system becomes unstable. An analysis of the nonlinear dynamics of this instability shows that the «extra» oscillators are ejected from the ensemble. A simple model of ideal plasma in an external magnetic field is considered. It is shown that, within the framework of this model, the plasma becomes unstable when the critical plasma density is reached. A possible mechanism for suppressing this instability is described.

Keywords: linear oscillators, ensembles of oscillators, instability, dynamic chaos, suppression instability

1. Введение

Известно, что изучение динамики систем с большим числом степеней свободы (с большим числом осцилляторов) является трудной проблемой. Достаточно указать на теорию многих частиц [1]. Из-за накопления ошибок численного округления проблема анализа таких систем остается трудной проблемой даже при использовании численных методов [2]. Исключением являются некоторые частные случаи. Такими случаями являются системы, анализ которых может быть сведен к системам невзаимодействующих частиц (квазичастиц). Одним из важных вопросов, который возникает при изучении систем с большим числом осцилляторов, является вопрос об устойчивости таких систем. Наиболее важные результаты относительно этой проблемы описаны в монографиях [3,4]. В них указаны условия, при которых системы, состоящие из произвольного числа осцилляторов, сохраняют колебательную динамику вне зависимости от числа осцилляторов в системе. Все эти факты указывают на важность анализа даже частных систем, в которых удается получить ответы на некоторые поставленные вопросы.

В настоящей работе рассмотрены некоторые простые системы с большим числом осцилляторов, которые позволяют понять некоторые особенности динамики систем с большим числом осцилляторов. Эти особенности могут оказаться полезными при изучении значительно более сложных систем. В разделе 2 рассмотрены простые системы связанных линейных осцилляторов. Найдено число осцилляторов, при которых система осцилляторов становится неустойчивой. В разделе 3 численными методами изучена динамика системы связанных нелинейных осцилляторов. Показано, что неустойчивость, которая аналитически описана во втором разделе, приводит к тому, что «лишние» осцилляторы выбрасываются из ансамбля осцилляторов. В 4 разделе рассмотрен важный пример динамики простой модели идеальной плазмы. Показано, что при превышении некоторой плотности плазма становится неустойчивой. В разделе 5 рассмотрен возможный механизм подавления плазменной неустойчивости. В заключении сформулированы основные результаты, и обсуждаются возможные следствия этих результатов.

2. Динамика некоторых ансамблей линейных осцилляторов

Первым, самым простым, примером возникновения неустойчивости является система осцилляторов, в которой все осцилляторы связаны друг с другом только через один центральный осциллятор (см. рис. 1(a)).

Гамильтониан такой системы имеет вид

$$H = \sum_{i=0}^N \left(\frac{p_i^2}{2} + \omega_0^2 \frac{q_i^2}{2} \right) + \mu \cdot q_0 \cdot \sum_{j=1}^N q_j. \quad (1)$$

Систему уравнений, которая соответствует этому гамильтониану, можно записать в виде

$$\ddot{q}_i + \omega_0^2 q_i = -\mu \cdot q_0, \quad \ddot{q}_0 + \omega_0^2 q_0 = -\mu \cdot \sum_{i=1}^N q_i. \quad (2)$$

Рис. 1. Ансамбль линейных осцилляторов. Связь между осцилляторами осуществляется только через центральный осциллятор (а). Ансамбль осцилляторов. Связь между осцилляторами осуществляется через центральный осциллятор, а также между ближайшими соседями (б).

Нормальные частоты такой системы легко найти. Для этого решение системы (2) будем искать в виде

$$q_i = a_i \exp(i \cdot \omega \cdot t), \quad a_i = \text{const}. \quad (3)$$

Подставляя это решение в (2), получаем дисперсионное уравнение

$$(-\omega^2 + \omega_0^2)^2 = \mu^2 N. \quad (4)$$

Уравнение (4) дает следующие выражения для нормальных частот

$$\omega = \pm \omega_0 \sqrt{1 \pm \mu \cdot \sqrt{N} / \omega_0^2}. \quad (5)$$

Знаки + и — в формуле (5) перед корнем и под корнем независимы. Видно, что даже при очень маленьком коэффициенте связи, но при большом числе осцилляторов, одна из нормальных частот может быть очень маленькой (для случая знака (–) под корнем). Если выполняется неравенство

$$\mu \cdot \sqrt{N} > \omega_0^2, \quad (6)$$

то такой ансамбль существовать не может. Он разрушается.

Рассмотренный выше ансамбль является самым простым, модельным. Более реалистичным представляется ансамбль осцилляторов представленных на рис. 1(б). В этом ансамбле, как и в предыдущем, все осцилляторы связаны с центральным осциллятором, а также связаны с ближайшими своими соседями. Кроме того, частота центрального осциллятора отличается от частоты остальных осцилляторов. Система уравнений, которая описывает динамику такого ансамбля, имеет следующий вид:

$$\ddot{q}_i + \omega_0^2 q_i = -\mu \cdot q_0 - \mu_1 (q_{i+1} + q_{i-1}), \quad \ddot{q}_0 + \omega_1^2 q_0 = -\mu \cdot \sum_{i=1}^N q_i. \quad (7)$$

Для нахождения условий существования такого ансамбля систему (7) удобно переписать в виде

$$\ddot{Q} + \omega^2 Q = -[\mu N + 2\mu_1] q_0, \quad \ddot{q}_0 + \omega_1^2 q_0 = -\mu \cdot Q, \quad (8)$$

где $\omega^2 = \omega_0^2 + 2\mu_1$, $Q = \sum_{i=1}^N q_i$.

Будем искать решения системы (8) в виде $Q \sim \exp(i \cdot \omega \cdot t)$. Тогда для нормальных частот имеем

$$\omega^2 = \frac{1}{2} (\omega_1^2 + \omega_2^2) \left[1 \pm \sqrt{1 - 4(\omega_1^2 \cdot \omega_2^2) - \mu^2 N / (\omega_1^2 + \omega_2^2)^2} \right], \quad (9)$$

где $\omega_2^2 = \omega_0^2 + 2\mu$.

Все особенности динамики такой системы осцилляторов аналогичны особенностям предыдущей системы осцилляторов. Условием разрушения этой системы осцилляторов будет условие

$$\mu^2 N > \omega_2^2 \omega_1^2. \quad (10)$$

3. Ансамбль нелинейных осцилляторов

Чтобы понять физическое содержание неустойчивости, необходимо рассмотреть более общую задачу о динамике систем нелинейных осцилляторов. Модель системы нелинейных осцилляторов может моделировать динамику заряженных частиц, помещенных в некоторый потенциал. Рассмотрим простейший потенциал, который представлен на рис. 2(а) ($U(x) = -\cos x$). Будем считать, что в этот потенциал помещены заряженные частицы. Динамика каждой заряженной частицы будет описываться уравнением математического маятника. Для простоты будем считать, что все нелинейные осцилляторы связаны друг с другом одинаковым коэффициентом связи μ . В этом случае систему уравнений, которая описывает динамику такого ансамбля можно представить в виде

$$\ddot{x}_i + \sin x_i = -\mu \cdot \sum_{j=1}^N x_j \quad i, j \in \{0, 1, 2, \dots, N\}. \quad (11)$$

Рис. 2. Вид потенциала, в котором находятся частицы (а). Характерная динамика частиц, которые покидают ансамбль взаимодействующих частиц (б).

Система уравнения (11) исследовалась численными методами. Коэффициент связи между осцилляторами выбирался маленьким ($\mu < 10^{-3}$). В начальный момент времени частицы располагались в окрестности положения равновесия заряженных частиц. В общем случае в течение некоторого интервала времени частицы колеблются в потенциале. Они захвачены этим потенциалом. Однако в зависимости от величины коэффициента связи, начального положения частиц в потенциале и от их количества некоторые из частиц выбрасываются из потенциала. Вылет одной из частиц представлен на рис. 2(б). Этот случай соответствует динамике десяти осцилляторов, которые связаны коэффициентом связи $\mu = 0.0005$. Максимальная безразмерная начальная скорость одной из частиц (не обязательно той, которая вылетает) равнялась 0.4. Следует отметить, что время вылета частицы из потенциала очень чувствительно к небольшим изменениям самого потенциала, коэффициентов связи, а также к положению частиц. Если удалить частицы, которые вылетели из ансамбля, то колебательная динамика остальных частиц остается ограниченной.

4. Динамика частиц плазмы в магнитном поле

В качестве важного физического примера рассмотрим динамику частиц идеальной плазмы, которая находится во внешнем постоянном магнитном поле. Будет показано, что такая система осцилляторов (электроны во внешнем постоянном магнитном поле) становятся неустойчивой, если число осцилляторов превышает некоторое критическое значение.

Рассмотрим движение частиц с зарядом e во внешнем магнитном поле, направленном вдоль оси z : $\mathbf{H}_0 = \{0, 0, H\}$. В таком поле частицы вращаются вокруг силовых линий магнитного поля. Они движутся с ускорением и излучают. В плазме такие частицы взаимодействуют друг с другом. Будем считать плазму идеальной, поэтому кулоновское взаимодействие частиц учитывать не будем. Будем считать, что взаимодействие осуществляется с помощью полей, которые частицы излучают при вращении. Напряженность электрического поля в окрестности другой частицы будет

$$\mathbf{E} = -\frac{e \cdot \dot{\mathbf{v}}}{c^2 R}. \quad (12)$$

Здесь e — заряд частицы, $\dot{\mathbf{v}}$ — ускорение частицы при ее вращении, c — скорость света, R — расстояние между частицами.

Рассмотрим вначале взаимодействие двух частиц. Будем рассматривать только поперечное относительно магнитного поля движение частиц. Динамику одной из частиц можно описать следующим уравнением:

$$m\ddot{\mathbf{r}} = \frac{e}{c}[\mathbf{r}\mathbf{H}_0] - \frac{e^2\dot{\mathbf{v}}}{c^2R}; \quad (13)$$

Это векторное уравнение удобно расписать в виде системы уравнений для компонент скоростей первой частицы

$$\begin{aligned} \dot{v}_{x1} &= \omega_H v_{y1} - \mu \cdot \dot{v}_{x2}, \\ \dot{v}_{y1} &= -\omega_H \cdot v_{x1} - \mu \cdot \dot{v}_{y2}, \end{aligned} \quad (14)$$

где $\omega_H = \frac{eH}{mc}$ — круговая частота вращения частицы в магнитном поле, $\mu = \frac{e^2}{Rmc^2}$ влияние второй частицы на динамику первой частицы (коэффициент связи между частицами). Следует отметить, что коэффициент связи в этой модели очень мал ($\mu < 10^{-7}$ даже для плотностей $10^{14}-10^{15} \text{ см}^{-3}$). Аналогичные системы уравнений можно записать и для динамики второй частицы. Если частиц много, то уравнения, которые описывают динамику компонент скоростей, можно представить в виде

$$\ddot{\mathbf{v}}_k + \mathbf{v}_k = 2 \sum_{j \neq k} \mu_j \mathbf{v}_j. \quad (15)$$

В уравнении (15) зависимая переменная $\mathbf{v}_k$ определяет либо x , либо y компоненту скорости k -ой частицы. Кроме того, введено новое время $\tau = \omega_H t$. Коэффициенты связи μ_j , которые стоят в правой части уравнения (15) под знаком суммы, отличаются друг от друга только расстоянием между частицами R_j . Обратим внимание, что при большом количестве осцилляторов ($N \gg 1$) и малых коэффициентах связи ($\mu_j \ll 1$) правая часть уравнений (15) для всех осцилляторов (для всех k) одинакова. В этом случае уравнения (15) можно существенно упростить

$$\ddot{\mathbf{v}}_k + \left(1 - 2 \sum_{j=1}^N \mu_j\right) \mathbf{v}_k = 0. \quad (16)$$

Условие неустойчивости приобретает вид

$$2 \sum_{j=1}^N \mu_j > 1. \quad (17)$$

Условие (17) можно переписать для плотности частиц. Действительно, полное число взаимодействующих частиц равно плотности частиц умноженной на объем, который занимают взаимодействующие частицы ($N = nV$). Объем шарового слоя радиуса r и толщиной dr равен $V_{\text{layer}} = 4\pi r^2 dr$. Используя эти данные левую часть неравенства (17) можно переписать так

$$2 \sum_{j=1}^N \mu_j = 8\pi n \int_0^{R_{\text{max}}} \frac{r^2 dr}{r} \frac{e^2}{mc^2} = 4\pi \frac{e^2}{mc^2} n R_{\text{max}}^2 = \mu_{\text{min}} N. \quad (18)$$

А условие (17) приобретет вид

$$n > 3 \cdot 10^{11} / R_{\text{max}}^2. \quad (19)$$

5. Подавление неустойчивости

Возникает вопрос о возможных механизмах подавления неустойчивости. Учитывая механизм развития неустойчивости, можно ожидать, что возникновение хаотической динамики частиц может подавить эту неустойчивость. Анализ показывает, что такой механизм подавления неустойчивости действительно существует.

Для доказательства этого в уравнении (17) вместо функции

$$f(N) = 2 \sum_{j=1}^N \mu_j = \mu_{\text{min}} N,$$

которая зависит только от числа взаимодействующих осцилляторов (N), введем элементарную случайную функцию $\varepsilon(t) = V(t)f(N)$. Для упрощения анализа будем считать, что эта новая функция обладает следующими свойствами:

$$\langle V(t) \rangle = 0, \quad \langle V(t)V(t_1) \rangle = D\delta(t-t_1), \quad D < 1, \quad \langle \varepsilon(t) \rangle = 0, \quad \langle \varepsilon(t)\varepsilon(t_1) \rangle = B(t)\delta(t-t_1). \quad (20)$$

Для дальнейшего анализа уравнение (16) удобно переписать в каноническом виде

$$\dot{\mathbf{v}} = \mathbf{a}, \quad \dot{\mathbf{a}} = -[1 - \varepsilon(t)]\mathbf{v}. \quad (21)$$

Выпишем уравнения, описывающие динамику двух первых моментов

$$\langle \dot{v} \rangle = \langle a \rangle, \quad \langle \dot{a} \rangle = -\langle v \rangle + \langle \varepsilon(t)v \rangle. \quad (22)$$

Эта система для первых моментов. Система для вторых моментов будет иметь вид

$$\frac{1}{2} \frac{d}{d\tau} \langle v^2 \rangle = \langle va \rangle, \quad \frac{1}{2} \frac{d}{d\tau} \langle a^2 \rangle = -\langle va \rangle + \langle \varepsilon va \rangle, \quad \frac{d}{d\tau} \langle va \rangle = \langle a^2 \rangle - \langle v^2 \rangle + \langle \varepsilon v^2 \rangle. \quad (23)$$

В системах уравнений (22) и (23) имеются корреляционные члены: $\langle \varepsilon(t)R[\varepsilon] \rangle$. Для их расщепления удобно воспользоваться формулой Фуруцу-Новикова (см., например, [5])

$$\langle \varepsilon(t_1)R[\varepsilon] \rangle = B(t_1) \left\langle \frac{\delta R[\varepsilon]}{\delta \varepsilon(t_1)} \right\rangle, \quad 0 < t_1 \leq t. \quad (24)$$

Здесь $\frac{\delta R[\varepsilon]}{\delta \varepsilon(t_1)}$ — вариационная (функциональная) производная.

Необходимые нам значения функциональных производных найдем из уравнений (22) и (23)

$$\frac{\delta a}{\delta \varepsilon} = v, \quad \frac{\delta v}{\delta \varepsilon} = 0, \quad \frac{\delta v^2}{\delta \varepsilon} = 0, \quad \frac{\delta a^2}{\delta \varepsilon} = 2va, \quad \frac{\delta av}{\delta \varepsilon} = v^2. \quad (25)$$

Используя эти формулы и формулу (24), окончательно получим систему уравнений для описания динамики первых и вторых моментов. Для первых моментов

$$\langle \dot{v} \rangle = \langle a \rangle, \quad \langle \dot{a} \rangle = -\langle v \rangle, \quad \text{или} \quad \langle \ddot{v} \rangle + \langle v \rangle = 0. \quad (26)$$

Для вторых моментов

$$\frac{1}{2} \frac{d}{d\tau} \langle v^2 \rangle = \langle va \rangle, \quad \frac{1}{2} \frac{d}{d\tau} \langle a^2 \rangle = -\langle va \rangle + B \langle v^2 \rangle, \quad \frac{d}{d\tau} \langle va \rangle = \langle a^2 \rangle. \quad (27)$$

Из системы уравнений (26) следует, что динамика средних величин (первых моментов) не отличается от динамики исходных осцилляторов. Они продолжают колебаться с циклотронной частотой (ω_H). Динамика вторых моментов оказывается неустойчивой. Действительно, будем решение системы (27) искать в виде $\sim \exp(\lambda\tau)$. Тогда для нахождения величины λ получим следующее алгебраическое уравнение:

$$\lambda(\lambda^2 + 2) = 4B. \quad (28)$$

Для наших целей решение уравнения (28) достаточно привести в двух предельных случаях

$$\lambda = 4B \quad \text{для} \quad |\lambda|^2 \ll 2, \quad (29)$$

$$\lambda = (4B)^{1/3} \quad \text{для} \quad |\lambda|^2 \gg 2. \quad (30)$$

Реальные части двух других корней отрицательные.

Из формул (17) и (19) следует, что неустойчивость плазмы развивается при $f(N) \geq 1$. Из формулы (28) видно, что флуктуационная неустойчивость будет развиваться при значительно меньших плотностях плазмы. Инкремент флуктуационной неустойчивости при малых плотностях плазмы ($f(N) \ll 1$) растет пропорционально квадрату плотности. При больших плотностях (как следует из формулы (30)) его рост ослабляется.

Таким образом, наличие случайной динамики частиц срывает неустойчивость. Характер динамики средних величин скоростей частиц сохраняется осцилляторным. Они колеблются с циклотронной частотой (ω_H). Энергия этих колебаний нарастает. Нарастает и разброс частиц по скоростям. Рост энергии осцилляторов происходит за счет энергии флуктуаций ($V(t)$). Следует, однако, заметить, что рассмотренный сценарий подавления неустойчивости может быть реализован только в том случае, когда случайная динамика частиц уже существует. Оценки режимов с динамическим хаосом показывают, что они развиваются слишком медленно для подавления неустойчивости. Альтернативой является воздействие на плазму интенсивными шумовыми полями.

Заключение

1. Полученные выше результаты в некоторой степени могут ответить на вопрос о том, какие системы осцилляторов будут устойчивыми, т.е. динамика их останется колебательной вне зависимости от числа осцилляторов. В монографиях [3,4] рассмотрены системы осцилляторов, частота которых, а также коэффициенты связи между осцилляторами полностью зависят от характеристик потенциала (определяются вторыми частными производными от потенциала), в котором находятся заряженные частицы (осцилляторы).

Причем каждый осциллятор связан со всеми другими осцилляторами, а коэффициенты связей являются взаимными — они симметричны по своим индексам $\mu_{ik} = \mu_{ki}$. В этом случае такие системы осцилляторов обладают только колебательными модами. Неустойчивость в таких ансамблях не развивается. Полученные выше результаты позволяют выделить две группы осцилляторов, в которых возможно развитие неустойчивостей. К первой группе можно отнести ансамбли осцилляторов, в которых не все осцилляторы связаны со всеми другими. Примерами являются системы осцилляторов, рассмотренные во втором разделе. Такие системы осцилляторов легко реализовать искусственно. В плазме, в естественных условиях, они не существуют. Однако в плазме, особенно в плазме, удерживаемой магнитным полем, можно выделить вторую группу неустойчивых ансамблей осцилляторов. Связи между осцилляторами в этой группе определяются полями, которые возбуждаются самими осцилляторами. Плазма диамагнитна, поэтому такие поля препятствуют процессу, который их возбудил. Результатом такой физической особенности является изменение знака коэффициентов связи. При достаточно большом числе осцилляторов такие системы, как мы видели выше, становятся неустойчивыми.

2. Ансамбль заряженных частиц (электронов) в магнитном поле в рамках рассмотренной модели может устойчиво существовать, только если плотность этих частиц меньше некоторого критического значения (см. формулу (19)). При большем числе частиц «лишние» частицы удаляются из ансамбля (см. раздел 3). Развитие этой неустойчивости означает, что плазма в данных моделях, например плазменный цилиндр, при плотностях больше 10^{12} начинает одеваться высокоэнергичной электронной шубой. Плазменный стержень будет положительно заряжен. Отметим, что плазма, находящаяся во внешнем магнитном поле, является одним из ключевых элементов в программе управляемого термоядерного синтеза. Ее динамика детально изучена. Изучены многочисленные гидродинамические и кинетические неустойчивости (см., например, [6–8]). Особое внимание при этом приходится обращать на проблему удержания плазмы в установках с магнитным удержанием плазмы. Известно [9–11], что при плотностях $>10^{14} \text{ см}^{-3}$ удерживать плазму практически не удается. Этот факт (феномен) приобрел даже собственное имя “density limit”. Имеется феноменологический критерий предела плотности плазмы — критерий «Greenwald limit». Однако физические механизмы, которые ответственны за существование ограничений плотности удерживаемой плазмы, до настоящего времени неизвестны. Идет борьба за преодоление этого предела. В [12] в качестве достижения сообщается, что на токамаке Alcator C-Mod в Plasma Science and Fusion Center была получена плотность удерживаемой плазмы $1.5 \times 10^{14} \text{ см}^{-3}$, т.е. в полтора раза больше существующего предела. Возможно, что описанные в этой работы механизмы в какой-то степени позволят более глубоко разобраться с феноменом “density limit”.

3. Отметим, что если плотность плазмы превышает критическое значение, то подавить неустойчивость по-видимому нельзя. Однако, если плотность плазмы нарастает постепенно и в динамике частиц имеется случайная компонента, то опасная неустойчивость может быть подавлена. Отметим, что она сменяется флуктуационной неустойчивостью (пятый раздел). Эта неустойчивость может быть полезной как для удержания плазмы, так и для ее нагрева.

4. Описанные выше модели максимально упрощены. В экспериментальных условиях, например, магнитное поле является неоднородным. При этом парциальные частоты осцилляторов становятся различными. Эффективность взаимодействия осцилляторов с различными частотами значительно меньше, чем эффективность взаимодействия одинаковых осцилляторов. Поэтому можно ожидать, что необходимое число частиц для разрушения ансамбля будет большим, чем, например, определяет формула (19). При этом, однако, тенденция к появлению нормальных мод, частота которых значительно меньше парциальных частот отдельных осцилляторов, очевидно, будет сохраняться. В этом случае может возникнуть коллективная низкочастотная мода, которая будет выбрасывать частицы плазмы на стенку. Выше уже указывалось, что анализ таких систем затруднен даже численными методами.

5. Значительный интерес могут представить устойчивые ансамбли при большом числе осцилляторов. Примеры таких ансамблей приведены в разделе 2. Особенности динамики таких ансамблей также могут быть использованы. Приведем пример. При большом числе осцилляторов, как видно из формулы (5), нормальная частота ансамбля может быть существенно ниже, чем парциальные частоты отдельных осцилляторов $\omega \ll \omega_0$. При этом, если в какой-то момент времени основной осциллятор, который связывает все осцилляторы в единый ансамбль, исчезает, то осцилляторы начинают колебаться со своей парциальной частотой. Такую особенность можно использовать. Например, если в качестве основного связывающего осциллятора рассматривать модулированный электронный пучок конечной длительности ($0 < t < T$), то по истечении времени T он исчезает. Если пучок будет промодулирован на нормальной частоте ансамбля (на ω), то он резонансно возбудит колебания всего ансамбля. После своего исчезновения отдельные осцилляторы будут

колебаться на своих парциальных частотах ω_0 (других собственных частот нет). Такой механизм позволяет эффективно преобразовать энергию низкочастотного колебания (энергию модулированного пучка) в энергию высокочастотных колебаний. Этот механизм может быть использован для создания новых типов источников излучения в плохо освоенных диапазонах частот. Например в терагерцовом диапазоне.

Автор благодарит профессора Войценю В. С., который обратил его внимание на проблему “density limit”, и за полезные замечания

Список литературы

1. Тер Хаар Д. Введение в физику систем многих частиц. М.: Иностранная литература, 1961. 170 с.
2. Парлетт Б. Н., Икрамов Х. Д., Кузнецов Ю. А. Симметричная проблема собственных значений: Численные методы. М.: Мир, 1983. 383 с.
3. Ландау Л. Д., Лифшиц Е. М. Механика. М.: Наука, 1965. 203 с.
4. Магнус К. Колебания: Введение в исследование колебательных систем. М.: Мир, 1982. 303 с.
5. Кляцкин В. И. Статистическое описание динамических систем с флуктуирующими параметрами. М.: Наука, 1975. 240 с.
6. Krall, N.A. *AW Trivelpiece Principles of Plasma Physics* // McGraw-Hill. 1973. 301 p.
7. Chen, F.F. *Introduction to Plasma Physics and Controlled Fusion* // Springer International Publishing. 2016. 490 p. ISBN: 978-3-319-22308-7
8. Mitsuru Kikuchi, Karl Lackner, Minh Quang Tran. *Fusion Physics* // International Atomic Energy Agency Vienna, 2012, Printed by the IAEA in Austria September 2012. STI/PUB/1562. P. 5-7.
9. Greenwald, M. Density Limits in Toroidal Plasmas // *Plasma Phys. And Control. Fusion*. 2002. Vol. 44. No. 8. P. 27-53.
10. Puiatti, M. E. et al. High Density Limit in Reversed Field Pinches // *Physics of Plasmas*. 2009. Vol. 16. No. 1. P. 012505. DOI: 10.1063/1.3063060
11. Gates, D. A., Delgado-Aparicio, L. Origin of Tokamak Density Limit Scalings // *Physical Review Letters*. 2012. Vol. 108. No. 16. P. 165004. DOI: 10.1103/PhysRevLett.108.165004
12. Baek, S. G. et al. Observation of Efficient Lower Hybrid Current Drive at High Density in Diverted Plasmas on the Alcator C-Mod Tokamak // *Physical Review Letters*. 2018. Vol. 121. No. 5. P. 055001. DOI: 10.1103/PhysRevLett.121.055001

Поступила 21 февраля 2020 г.

FEATURES OF THE DYNAMICS OF SYSTEMS WITH A LARGE NUMBER OF OSCILLATORS

V.A. BUTS

doi: 10.25210/jfop-2001-065071

The dynamics of some systems with a large number of oscillators are considered. It is shown that with an increase in the number of oscillators, the normal frequency of the systems decreases. When a certain critical number of oscillators is reached, the system becomes unstable.

An analysis of the nonlinear dynamics of this instability shows that the «extra» oscillators are ejected from the ensemble. A simple model of ideal plasma in an external magnetic field is considered. It is shown that, within the framework of this model, the plasma becomes unstable when the critical plasma density is reached. A possible mechanism for suppressing this instability is described.

АКУСТООПТИЧЕСКИЕ И ОПТОАКУСТИЧЕСКИЕ МЕТОДЫ И УСТРОЙСТВА

УДК 621.391.272

ПЕРЕХОДНАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА АКУСТООПТИЧЕСКОЙ ЛИНИИ ЗАДЕРЖКИ И ЕЕ ПРИМЕНЕНИЯ

© Авторы, 2020

doi: 10.25210/jfop-2001-072079

Ахмедов Р. А. — докторант, Национальная академия авиации Азербайджана, Баку, Республика Азербайджан. E-mail: rovshan.ahmadov96@list.ru

Гасанов А. Р. — д.т.н., проф., Национальная академия авиации Азербайджана. E-mail: afg.gasanov.51@mail.ru

Гасанов Р. А. — д.т.н., доцент, Национальная академия Авиации Азербайджана. E-mail: ruslan-icq@mail.ru

Гусейнов А. Г. — Национальная академия авиации Азербайджана. E-mail: huseynovashraf71@yandex.ru

Аннотация

Рассмотрены особенности построения акустооптической линии задержки (АОЛЗ) с прямым детектированием. Составлена математическая модель процесса формирования сигнала на выходе АОЛЗ, которая затем использована для определения ее переходной характеристики. Получено выражение для переходной характеристики, на основе которого вычислен отклик АОЛЗ на входное воздействие в форме прямоугольного импульса. Выражение для переходной характеристики также использовано для определения частоты среза АОЛЗ. Установленные положения и закономерности подтверждены численными примерами. Результаты численного анализа апробированы экспериментально на макете АОЛЗ с прямым детектированием. Теоретические и экспериментальные исследования сопоставлены по двум критериям: по параметрам выходного отклика на входное воздействие в форме прямоугольного импульса и частоте среза амплитудно-частотной характеристики (АЧХ). Причем частота среза определена по осциллограмме выходного импульса и по экспериментально снятой АЧХ. Сравнительный анализ результатов теоретических и экспериментальных исследований однозначно подтвердил действенность предложенной модели переходной характеристики.

Ключевые слова: акустооптика, переходная характеристика, фотодетектор, дифракция Брэгга, амплитудно-частотная характеристика, частота среза

Abstract

The features of constructing an acousto-optic delay line (AODL) with direct detection are considered. A mathematical model of the formation of the output signal of an AODL with direct detection has been compiled, which is then used to determine its transient response. An expression for the transient response is obtained, on the basis of which the AODL response on the input action in the form of a rectangular pulse is calculated. The expression for the transient response is also used to determine the cut-off frequency of the AODL. Established provisions and patterns are confirmed by numerical examples. The results of the numerical analysis were tested experimentally on the layout of an AODL with direct detection. Theoretical and experimental studies are compared by two criteria: the parameters of the output response to the input action in the form of a rectangular pulse and the cut-off frequency of the amplitude-frequency characteristic (AFC). Moreover, the cut-off frequency is determined from the oscillogram of the output pulse and the experimentally recorded AFC. A comparative analysis of the results of theoretical and experimental studies clearly confirmed the validity of the proposed model of the transient response.

Keywords: acoustooptic, transient response, photodetector, Bragg diffraction, amplitude-frequency characteristic, cut-off frequency

1. Общие сведения

Акустооптическая линия задержки (АОЛЗ) реализуется на особенностях акустооптического эффекта и используется для плавно-управляемой задержки широкополосных аналоговых сигналов [1,2,3]. Она применяется в радиотехнических системах различного назначения, в реализации фемтосекундных интерферометров, в симуляторах радиолокационной цели [4,5] и т.д.

В АОЛЗ с прямым детектированием (рис. 1) обрабатываемый сигнал $u_{in}(t)$ модулирует колебание генератора высокой частоты (ГВЧ) по амплитуде (в зависимости от характера решаемой задачи могут быть применены амплитудная модуляция, балансная амплитудная модуляция или амплитудная манипуляция). Модулированное высокочастотное колебание с несущей частотой Ω подводится к клеммам прикрепленного к торцу фотоупругой среды (ФУС) электро-акустического преобразователя (ЭАП) длиной L и шириной H . Отметим, что в зависимости от рабочей частоты толщина ЭАП может составлять от единиц микрон до единиц миллиметров.

Ячейку, состоящую из ФУС и прикрепленного к ее торцу ЭАП называют акустооптическим модулятором (АОМ).

Рис. 1. Структурно-электрическая схема АОЛЗ с прямым детектированием.

ЭАП возбуждает в ФУС акустическую волну длиной Λ , мощностью $P_a(t)$, которая распространяется со скоростью v , примерно, в 10^5 раз меньшей скорости распространения электромагнитной волны. Временная зависимость акустической мощности $P_a(t)$ обусловлена входным сигналом $u_{in}(t)$.

Рисунок 1 поясняет режим дифракции Брэгга, в котором лазерное излучение интенсивностью I_0 , длиной волны λ и частотой $\nu = \omega / 2\pi$ падает в апертуру ФУС под углом $\Theta_B = \arcsin(0.5\lambda / \Lambda)$.

В результате взаимодействия акустической и оптической волн в ФУС часть светового пучка с интенсивностью I_1 отклоняется в первый дифракционный порядок и через отверстие в диафрагме падает на светочувствительную поверхность фото-детектора (ФД). Выделенный с помощью фильтра (Ф) полезный сигнал $u_{out}(t)$ является копией входного сигнала $u_{in}(t)$ и отстает от него на время $\tau = x_0 / v$, где x_0 — расстояние от ЭАП до области акустооптического взаимодействия. Существенная величина времени задержки τ (десятки микросекунд) обусловлена относительно низкой скоростью v распространения акустической волны в ФУС.

Качество ФУС оценивают коэффициентом добротности — $M_2 = n^6 p^2 / (\rho v^3)$, где n, ρ и p — соответственно коэффициент преломления, плотность и фотоупругая постоянная среды взаимодействия [6].

Как правило, в АОЛЗ используется слабое акустооптическое взаимодействие. Поэтому можно считать, что интенсивности падающего и отклоненного света связаны следующим примерным равенством [7]:

$$I_1(t) \approx I_0 \cdot \eta(t), \quad (1)$$

где $\eta(t)$ — дифракционная эффективность, которая определяется по формуле

$$\eta(t) = [\pi^2 M_2 P_a(t) L] / (2\lambda^2 H). \quad (2)$$

На основе формул (1) и (2) можно написать следующее выражение для мощности отклоненного в первый порядок светового пучка с равномерным распределением интенсивности в пределах площади его поперечного сечения S_1

$$P_1(t) = S_1 I_1(t) = S_1 I_0 \eta(t) = S_1 \eta(t) P_0 / S_0, \quad (3)$$

где S_0 и $P_0 = S_0 I_0$ — соответственно площадь поперечного сечения и мощность падающего в апертуру АООП светового пучка.

Процесс извлечения полезной информации из отклоненного света можно интерпретировать следующим образом. При амплитудной модуляции колебаний ГВЧ, математическая модель падающего на фото-чувствительную поверхность ФД оптического сигнала может быть представлена в следующей форме:

$$e(t) = E[1 + m \cdot s(t)] \cos(\omega + \Omega)t, \quad (4)$$

где m — индекс амплитудной модуляции; $s(t) = u_{in}(t) / u_{in, \max}$ — нормированный входной сигнал модулирующий процесс, который может меняться в пределах ± 1 ; $u_{in, \max}$ — максимальное значение входного сигнала.

Отметим, что в формуле (4) изменение частоты отклоненного света на величину Ω , по сравнению с частотой ω падающего света обусловлено эффектом Доплера.

Для определенности примем, что в качестве ФД используется фотоэлектронный умножитель (ФЭУ). Ввиду того, что ФД реагирует на интенсивность света, пропорциональную $|e(t)|^2$, то ток фотокатода $i_\phi(t)$ определяется как

$$i_\phi(t) \sim E^2 [1 + ms(t)]^2 \cos^2(\omega + \Omega)t = 0,5 E^2 [1 + 2ms(t) + m^2 s^2(t)] \{1 + \cos[2(\omega + \Omega)t]\}. \quad (5)$$

Коэффициент пропорциональности в (5) определяется как среднее значение тока фотокатода (на практике для измерения этого параметра достаточно отключить модулирующий процесс)

$$\bar{i}_\phi = P_1 e \eta' / (h\nu), \quad (6)$$

где $P_1 / (h\nu)$ — число фотонов, которые падают на фоточувствительную поверхность ФД за секунду; $h = 6.63 \cdot 10^{-34}$ Дж·с — постоянная Планка; $e = 1.6 \cdot 10^{-19}$ Кл — заряд протона; η' — квантовый выход фотокатода (среднее число электронов, испускаемых фотокатодом при падении на него одного фотона).

Подставляя (6) в (5) получаем

$$i_\phi(t) = (P_1 / h\nu) e \eta' [1 + 2ms(t) + m^2 s^2(t)] \{1 + \cos[2(\omega + \Omega)t]\}. \quad (7)$$

Модулирующий процесс в (7) выделяется фильтром (Ф), который на выходе формирует ток

$$i_{out}(t) = 2Gme\eta' P_1 s(t) / (h\nu), \quad (8)$$

где G — коэффициент усиления ФЭУ.

2. Постановка задачи

В процессе формирования выходного тока АОЛЗ с прямым детектированием $i_{out}(t)$ следует выделить две области: область стационарного режима и область установления стационарного режима. В стационарном режиме мощность падающего в апертуру АОМ светового пучка P_0 и отношение поперечных сечений падающего и отклоненного световых пучков S_1 / S_0 постоянны, т.е. $P_0 = const$, $S_1 / S_0 = const$. Поэтому временная зависимость $i_{out}(t)$ обусловлена только входным сигналом $u_{in}(t)$ — модулирующим процессом $s(t)$. При отсутствии модуляции $s(t) = 0$, определяемый соотношением (8) ток на выходе Ф будет равен нулю, $i_{out}(t) = 0$.

В процессе установления стационарного режима площадь поперечного сечения отклоненного светового пучка является переменной величиной, т.е. функцией времени $S_1(t)$. Форма функциональной зависимости $S_1(t)$ определяется временем и характером вхождения упругой волны в световой пучок. В этих условиях процесс установления стационарного режима описывается выражением

$$g(t) = S_1(t) / S_0. \quad (9)$$

Отметим, что в данном случае S_0 площадь поперечного сечения отклоненного светового пучка в стационарном режиме, т.е. наибольшее значение $S_1(t)$.

Учитывая, что АОМ является широкополосным устройством (полоса пропускания составляет 40-60% от центральной частоты), функциональную зависимость (9) можно считать переходной характеристикой АОЛЗ с прямым детектированием.

Целью данной работы является исследование переходной характеристики АОЛЗ с прямым детектированием и выработка рекомендаций по ее применению.

3. Переходная характеристика АОЛЗ с прямым детектированием

Геометрия взаимодействия упругого волнового пакета с лазерным излучением круглого поперечного сечения иллюстрируется на рис. 2. Длина линии пересечения $H'(x)$ переднего фронта упругой волны со световым пучком в плоскости xoz определяется уравнением

$$H'(x) = 2\sqrt{d(x - x_0) - (x - x_0)^2} \text{ при } x_0 \leq x \leq x_0 + d, \quad (10)$$

где x — текущая координата, d — диаметр лазерного пучка.

Будем считать, что площадь поперечного сечения отклоненного светового пучка $S_1(x)$ равна площади сечения акустооптического взаимодействия в плоскости xoz .

В области установления стационарного режима

$$S_1(x) = \int_{x_0}^x H'(x) dx \text{ при } x_0 \leq x \leq x_0 + d. \quad (11)$$

В области стационарного режима, т.е. при выполнении условия $x > x_0 + d$, площадь акустооптического взаимодействия будет иметь максимальное значение и определится так

$$S_1(x)|_{x=x_0+d} = S_0 = \int_{x_0}^{x_0+d} H'(x) dx = 0.25\pi d^2. \quad (12)$$

Рис. 2. Геометрия взаимодействия упругой и оптической волн в плоскости, перпендикулярной направлению распространения лазерного пучка.

Вводя новую переменную $x = vt$, где t - текущее время, переписываем соотношения (10) и (11) в следующем виде:

$$H'(t) = 2v \sqrt{\frac{d}{v}t - t^2} \cdot \left[\sigma(t - \tau) - \sigma\left(t - \tau - \frac{d}{v}\right) \right], \text{ при } \tau \leq t \leq \tau + d/v;$$

$$S_1(t) = v \cdot \int_{\tau}^t H'(t) dt, \text{ при } \tau \leq t \leq \tau + d/v.$$

Таким образом, конечное уравнение для площади поперечного сечения отклоненного светового пучка приобретает следующую форму:

$$S_1(t) = 2v^2 \cdot \int_{\tau}^t \sqrt{\frac{d}{v}(t - \tau) - (t - \tau)^2} dt, \text{ при } \tau \leq t \leq \tau + d/v. \quad (13)$$

Подставляя (12) и (13) в (9) получаем следующее выражение для переходной характеристики $g(t)$ АОЛЗ с прямым детектированием

$$g(t) = \frac{S_1(t)}{S_0} = \frac{4v}{\pi d^2} \cdot \int_{\tau}^t H'(\xi) d\xi, \text{ при } \tau \leq t \leq \tau + \tau_0 \quad (14)$$

или

$$g(t) = \frac{8}{\pi \tau_0^2} \cdot \int_{\tau}^t \sqrt{\tau_0(\xi - \tau) - (\xi - \tau)^2} d\xi, \text{ при } \tau \leq t \leq \tau + \tau_0, \quad (15)$$

где $\tau_0 = d/v$ — постоянная времени АОЛЗ.

4. Практические применения переходной характеристики

Практическая ценность формулы для переходной характеристики АОЛЗ с прямым детектированием (15) иллюстрируется нижеприведенными конкретными применениями.

По известной переходной характеристике можно вычислить реакцию АОЛЗ с прямым детектированием $u_{out}(t)$ на произвольное входное воздействие $u_{in}(t)$, используя интеграл Дюамеля

$$u_{out}(t) = u_{in}(0)g(t) + \int_0^{\infty} \frac{du_{in}(\gamma)}{d\gamma} g(t - \gamma) d\gamma.$$

По известной переходной характеристике можно вычислить частоту среза конкретного образца АОЛЗ с прямым детектированием, что легко выполняется в среде Mathcad. Рассмотрим последовательность расчета частоты среза АОЛЗ с типичными для практики параметрами $v = 3600$ м/с, $d = 2.2$ мм, $\tau = 0.5$ мкс. Определяется время нарастания τ_H переходной характеристики, как время, в течение которого функция $g(t)$ изменяется от 0.1 до 0.9 своего максимального значения, т.е. до 1. Затем по формуле $f_s = 0.35/\tau_H$ вычисляется частота среза.

Последовательность расчета в среде Mathcad приводится в сноске:

$$\begin{aligned}
 t1 &:= 1 & \text{Given} & & c \cdot \int_{\tau}^{t1} \sqrt{\tau o(\xi - \tau) - (\xi - \tau)^2} d\xi = 0.1 & & \text{Find}(t1) = 0.596 \\
 t2 &:= 1 & \text{Given} & & c \cdot \int_{\tau}^{t2} \sqrt{\tau o(\xi - \tau) - (\xi - \tau)^2} d\xi = 0.9 & & \text{Find}(t2) = 1.015 \\
 t1 &:= 0.596 & t2 &:= 1.015 & \tau n = t2 - t1 & \tau n = 0.419 & fs1 := \frac{0.35}{\tau n} & fs1 := 0.835.
 \end{aligned}$$

Здесь $c = 8 / \pi \tau_0^2$.

Таким образом, время нарастания переходной характеристики АОЛЗ с параметрами $v = 3600$ м/с, $d = 2.2$ мм, $\tau = 0.5$ мкс составляет $\tau_H = 0.419$ мкс, а частота среза $f_s = 835$ кГц.

Отметим, что благодаря Mathcad удалось избежать сложных вычислений.

Расчетный график переходной характеристики АОЛЗ с параметрами $v = 3600$ м/с, $d = 2.2$ мм, $\tau = 0.5$ мкс изображен на рис. 3.

Рис. 3. Расчетный график переходной характеристики АОЛЗ с параметрами $v = 3600$ м/с, $d = 2.2$ мм, $\tau = 0.5$ мкс.

Определенное по графику время нарастания равно $\tau_H = 0.419$ мкс, что однозначно соответствует расчетам в сноске.

По известной переходной характеристике АОЛЗ с прямым детектированием можно вычислить ее реакцию $u_{out}(t)$ на входное воздействие $u_{in}(t)$ в форме прямоугольного импульса.

Допустим, что на вход АОЛЗ с прямым детектированием подается прямоугольный импульс с длительностью $\tau_i > \tau_0$. Математическая модель этого импульса представляется через единичную функцию Хэвисайда $\Phi(t)$ в следующей форме:

$$u_{in}(t) = U_{in} \cdot [\Phi(t) - \Phi(t - \tau_i)], \quad (16)$$

где U_{in} — амплитуда прямоугольного импульса.

АОЛЗ с прямым детектированием является линейной стационарной системой. Поэтому ее реакцию на входное воздействие в форме (16) можно находить как сумму реакций на два скачка напряжения противоположной полярности, которые смещены друг относительно друга на время τ_i . Из совместного анализа формул (15) и (16) получаем математическую модель реакции АОЛЗ с прямым детектированием на входное воздействие в форме прямоугольного импульса в следующей виде:

$$u_{out}(t) = U_{in} [g(t) - g(t - \tau_i)]. \quad (17)$$

Расчетный график отклика АОЛЗ с параметрами $v = 3600$ м/с, $d = 2.2$ мм, $\tau = 0.5$ мкс на входное воздействие в виде прямоугольного импульса с длительностью $\tau_i = 1.07$ мкс и амплитудой $U_{in} = 1B$ изображен на рис. 4.

Для построения графика используется приведенная в сноске команда в среде Mathcad

$$\begin{aligned}
 uout1(t) &:= \text{if}(\tau < t < \tau + \tau o, g(t), 0), \\
 uout2(t) &:= \text{if}(\tau + \tau o < t < \tau + \tau i, 1, 0), \\
 uout3(t) &:= \text{if}(\tau + \tau i < t < \tau + \tau o + \tau i, 1 - g(t - \tau i), 0), \\
 uout(t) &:= uout1(t) + uout2(t) + uout3(t).
 \end{aligned}$$

Рис. 4. Расчетный график отклика АОЛЗ с параметрами $v=3600$ м/с, $d=2.2$ мм, $\tau=0.5$ мкс на входное воздействие в виде прямоугольного импульса с длительностью $\tau_i=1.07$ мкс и амплитудой $U_{in}=1$ В.

5. Экспериментальные апробации

Вышеприведенные интерпретации физических процессов в АОЛЗ с прямым детектированием, установленные на их основе положения и результаты численного анализа апробированы экспериментально.

Схема макета для экспериментальных исследований переходной характеристики АОЛЗ с прямым детектированием приведена на рис. 5. Там же показана применявшаяся измерительная аппаратура.

Сформированный в генераторе импульсов Г5-54 прямоугольный импульс с необходимыми параметрами модулирует колебание высокочастотного генератора Г4-107 (работает в режиме внешней импульсной модуляции) и синхронизирует осциллограф MSO4052. Частота колебания генератора Г4-107 выбирается равной центральной частоте АОМ, что в наших экспериментах составляет 80 МГц.

Фото, иллюстрирующее относительную интенсивность света в нулевом I_0 и в первом I_1 дифракционном порядке, сделано в режиме непрерывной генерации, т.е. при отсутствии модуляции.

Рис. 5. Схема экспериментальной установки для исследования переходной характеристики АОЛЗ.

Осциллограммы напряжений на входе и на выходе АОЛЗ с прямым детектированием с параметрами $v=3600$ м/с, $d=2.2$ мм, $\tau=0.7$ мкс приведены на рис. 6. Длительность входного импульса (определяется по осциллограмме на уровне 0.5 от максимального значения) равна $\tau_i \approx 1.07$ мкс. Время нарастания, т.е. время, в течение которого отклик — напряжение на выходе изменяется от 0.1 до 0.9 своего максимального значения, равно примерно 419 нс, что полностью совпадает со временем нарастания приведенной на рис. 3 переходной характеристики. Осциллограмма на рис. 6(б) в целом хорошо коррелирует с расчетным графиком на рис. 4. Небольшие отклонения обусловлены в основном неидеальностью входного воздействия и инерционностью нагрузочной цепи.

Рис. 6. Осциллограммы импульсов на входе (а) и на выходе (б) АОЛЗ с прямым детектированием с параметрами $v=3600$ м/с, $d=2.2$ мм, $\tau=0.7$ мкс.

Для исследования АЧХ АОЛЗ с прямым детектированием в макете, который выполнен по схеме на рис. 5 генератор импульсов Г5–54 заменяется на высокочастотный генератор сигналов Г4–102, а генератор Г4–107 переводится в режим внешней амплитудной модуляции. Выходное напряжение генератора Г4–102 модулирует по амплитуде высокочастотное колебание генератора Г4–107.

Экспериментально снятый нормированный график АЧХ АОЛЗ с прямым детектированием представлен на рис. 7. Из этого графика частоту среза АЧХ находим как $f_s = 835$ кГц, что полностью соответствует расчетному значению этого параметра.

Рис. 7. Экспериментально снятый нормированный график АЧХ АОЛЗ с прямым детектированием с параметрами $v=3600$ м/с, $d=2.2$ мм, $\tau=0.5$ мкс.

Выводы

Основными параметрами АОЛЗ с прямым детектированием, которые непосредственно влияют на формирование выходного сигнала, являются диаметр светового пучка, скорость распространения упругой волны в ФУС и расстояние от ЭАП до точки акустооптического взаимодействия. Все эти параметры входят в предложенное выражение переходной характеристики, которое может быть использовано как при проектировании АОЛЗ с прямым детектированием, так и при оптимизации ее работы. Это выражение позволяет определить параметры отклика АОЛЗ на прямоугольное входное воздействие. Выражение для переходной характеристики также можно использовать для определения полосы пропускания устройств этого класса.

Список литературы

1. Shakin, O.V., Nefedov, V.G., and Churkin, P.A. Application of Acoustooptics in Electronic Devices // 2018 Wave Electronics and its Application in Information and Telecommunication Systems (WECONF). IEEE, 2018. P. 1–4. DOI: 10.1109/WECONF.2018.8604351
2. Schubert, O. et al. Rapid-Scan Acousto-Optical Delay Line with 34 kHz Scan Rate and 15 ns Precision // Optics Letters. 2013. Vol. 38. No. 15. P. 2907–2910. DOI: 10.1364/OL.38.002907
3. Гасанов А.Р., Гасанов Р.А. Некоторые особенности практической реализации акустооптической линии задержки с прямым детектированием // Приборы и техника эксперимента. 2017. No. 5. P. 112–115. DOI: 10.7868/S0032816217050081.
4. Chandezon, J. et al. In-Line Femtosecond Common-Path Interferometer in Reflection Mode // Optics Express. 2015. Vol. 23. No. 21. P. 27011–27019. DOI: 10.1364/OE.23.027011
5. Diewald, A.R., Steins, M., and Müller, S. Radar Target Simulator with Complex-Valued Delay Line Modeling Based on Standard Radar Components // Advances in Radio Science: ARS. 2018. Vol. 16. P. 203–213. DOI: 10.5194/Ars-16-203-2018
6. Christofer C.D. Lasers and Electro-Optics. Cambridge University Press, 2014.
7. Lee, J.N., Vanderugt, A. Acoustooptic Signal Processing and Computing // Proceedings of the IEEE. 1989. Vol. 77. No. 10. P. 1528–1557. DOI: 10.1109/5.40667

Поступила 23 января 2020 г.

TRANSIENT RESPONSE OF AN ACOUSTOOPTIC DELAY LINE AND ITS APPLICATIONS

R. A. AHMADOV, A. R. HASANOV, R. A. HASANOV, AND A. Q. HUSEYNOV

Azerbaijan National Aviation Academy

afig.gasanov.51@mail.ru, ruslan-icq@mail.ru,

huseynovashraf71@yandex.ru, rovshan.ahmadov96@list.ru

doi: 10.25210/jfop-2001-072079

The acousto-optic delay line (AODL) has a high potential in the context of processing broadband signals in the time plane. A mathematical model of the formation of the output signal of an AODL with direct detection has been compiled, which is then used to determine its transient response. An expression for the transient response is obtained, on the basis of which the AODL response on the input action in the form of a rectangular pulse is calculated. The expression for the transient response is also used to determine the cut-off frequency of the AODL. Established provisions and patterns are confirmed by numerical examples. The results of the numerical analysis were tested experimentally on the layout of an AODL with direct detection. Theoretical and experimental studies are compared by two criteria: the parameters of the output response to the input action in the form of a rectangular pulse and the cut-off frequency of the amplitude-frequency characteristic (AFC). Moreover, the cut-off frequency is determined from the oscillogram of the output pulse and the experimentally recorded AFC. A comparative analysis of the results of theoretical and experimental studies clearly confirmed the validity of the proposed model of the transient response.

The main parameters of AODL with direct detection, which directly affect the formation of the output signal, are the diameter of the light beam, the propagation velocity of the elastic wave in the photoelastic medium, and the distance from the electro-acoustic transducer to the point of acousto-optical interaction. All these parameters are included in the proposed expression of the transition characteristic, which can be used both in the design of AODL with direct detection and in the optimization of its operation. This expression allows us to determine the response parameters of AODL to a rectangular input action. The expression for the transient response can also be used to determine the bandwidth of devices of this class.

Уважаемые читатели!

Подписка на журнал оформляется через подписное агентство «Книга-Сервис» и объединенный каталог «Пресса России» (подписной индекс **29196**)

Журнал включен:

- В *Российский индекс научного цитирования (РИНЦ)*.
- В базу данных *Russian Science Citation Index (RSCI)* на платформе *Web of Science*.
- В *Перечень рецензируемых научных изданий, в которых должны быть опубликованы основные научные результаты диссертаций на соискание ученой степени кандидата наук, на соискание ученой степени доктора наук*.

ФИЗИЧЕСКИЕ ОСНОВЫ ПРИБОРОСТРОЕНИЯ ДЛЯ БИОЛОГИИ И МЕДИЦИНЫ

УДК 004.93.11

ГЕНЕРАЛИЗАЦИЯ УЧАСТКОВ КОРЫ ГОЛОВНОГО МОЗГА КАК MESH-СЕТИ СООБЩАЮЩИХСЯ НЕЙРОНОВ

© Авторы, 2020

doi: 10.25210/jfop-2001-079084

Анциперов В. Е. — к.ф.-м.н., доцент, в.н.с., Институт радиотехники и электроники им. В. А. Котельникова РАН, Российский новый университет; Москва. E-mail: antciperov@cplire.ru

Кершнер В. А. — аспирант. Институт радиотехники и электроники им. В. А. Котельникова РАН, Российский новый университет; Москва. E-mail: vladkershner@mail.ru

Аннотация

В приведенной статье показано, что если рассматривать нейронную сеть коры головного мозга как некоторую сеть связанных равнозначных узлов, то придется предполагать, что такая сеть должна быть синхронизована по времени некоторой ширококонтинентальной трансляцией сообщений. Если такие ширококонтинентальные сигналы действительно имеют место, то они должны иметь общие характеристики и распространяться по всей сети — по коре головного мозга. На сегодняшний день в литературе имеется мало данных о подобной генерализации за исключением случаев, ограниченных во времени эпилептических разрядов, пароксизмальной активности и других проявлений синхронизации. В данной работе мы показываем, что если рассматривать активность коры головного мозга на значительных временных промежутках, превышающих традиционно принятые, то можно обнаружить эффекты, сходные с генерализованной синхронизацией. Причем в здоровой коре эти эффекты проявляются отчетливее, чем при нарушениях, например, при черепно-мозговых травмах.

Ключевые слова: генерализация активности нейронов, кора головного мозга, нейронные сети, mesh-сети, синхронизация сетей, спектр ЭЭГ, многомасштабный корреляционный анализ (МКА)

Abstract

The paper shown that if we consider the neural network of the cerebral cortex as a network of related equivalent nodes. We have to assume that such a network must be synchronized in time by some broadcasting messages. If such broadcast signals do occur, then they must have common characteristics and spread throughout the cerebral cortex. To date, there is little evidence of such generalization in the literature except for cases of time-limited paroxysmal activity, epileptic discharges, and other synchronization manifestations. In this paper we show that if we consider the activity of the cerebral cortex at significant time intervals exceeding the traditionally accepted, we can find effects similar to generalized synchronization. Moreover, in cortex of healthy organism, these effects are more pronounced than in organism with brain disorder, for example with traumatic brain injuries.

Keywords: generalization of neuronal activity, cerebral cortex, neural networks, mesh networks, network synchronization, EEG spectrum, multiscale correlation analysis (MCA)

В настоящее время в когнитивных науках уделяется большое внимание изучению природы процессов синхронизации в головном мозге. В частности, к таким процессам относится аномальная нейронная синхронизация, связанная с психическими расстройствами. Однако есть данные о том, что синхронизация может иметь место и в нормальном состоянии коры.

Синхронные ритмы представляют основной механизм формирования временной координации корковых нейронов мозга. За последние 30 лет модельная и экспериментальная работа достигла больших успехов в выяснении базовых механизмов формирования этих ритмов. Однако имеется всё еще мало данных о процессах согласования активности одиночного нейрона с другими, в том числе и удаленными на большие расстояния, нейронами в сети головного мозга.

Для более детального изучения нейробиологических процессов проводятся исследования на животных моделях. Здесь для контрастирования источников, генераторов синхронизации можно использовать прямое вмешательство в работу мозга, например, посредством организации черепно-мозговой травмы, вызванной латеральным гидродинамическим ударом [1]. Для обнаружения нейронного взаимодействия между различными областями мозга проводится диагностика модели с помощью многоэлектродной записи и средств нейровизуализации — электроэнцефалографии (ЭЭГ).

В данной работе рассматриваются результаты задач, связанных с обнаружением и мониторингом сигналов коры головного мозга, которые были получены ранее [2]. В частности ниже обсуждается вопрос о существовании системы синхронизации по времени между удаленными участками коры головного мозга.

В сравнении с искусственными нейронными сетями, некоторые корковые клетки периодически генерируют пачки импульсов. Эти нейроны способны служить генераторами ритмов для синхронизации колебаний других нейронов в коре головного мозга.

В работе приведены результаты многомасштабного корреляционного анализа (МКА), применённые к задачам обнаружения синхронных ритмов коры головного мозга животного. Ниже будут представлены результаты применения предлагаемого нами подхода для обнаружения и мониторинга колебательной активности групп нейронов, а также представлен пример применения частотного анализа.

Генерализация нейронных подсетей

На данный момент представление о механизмах синхронизации между группами нейронов в сети головного мозга остаётся ограниченным. Проявление нейронной пачечной активности у здоровых людей наблюдается редко, в частности при медикаментозных воздействиях или во время определенных стадий сна. Однако такая активность ярко проявляется в случае таких заболеваний, как эпилепсия, при которой приступы локализуются и обычно классифицируются по наблюдениям за электрической активностью коры головного мозга.

Также, как и в одноранговых mesh-сетях, где присутствуют равноправные узлы, являющиеся и приёмниками, и трансляторами сигналов, некоторые группы клеток коры головного мозга генерируют пачки импульсов на вполне определённых частотах. Нейроны в этих группах могут служить генераторами ритмов для синхронизации колебаний с другими нейронами в группе или в сети нейронов, а генерируемые пачки импульсов способны реализовывать резонансные явления в подсетях. Согласно наблюдениям нейробиологов подобные нейроны были обнаружены в неокортексе и гиппокампе. Указанные нейроны обычно демонстрируют ритмическую активность в диапазоне частот от 5 до 9 Гц. Продолжительность импульсов зависит от скорости восстановления, регулируемой активацией кальцием калиевых токов, которые прекращают генерацию спайков и контролируют частоту колебаний.

Метод специализированных МКА представлений

Основой масштабно-временных сигнальных представлений в рамках МКА, так же, как и частотно-временных сигнальных представлений, является оценка функции автокорреляции (АКФ). Однако в МКА используется интегральная автокорреляция вместо «мгновенной» $R_i(t, \tau)$, вычисленной в момент времени t . Для нахождения интегральной АКФ используется некоторая система окрестностей t . Стоит отметить, что при использовании метода корреляции в подобных задачах цифровой обработки сигналов специалисты также ориентируются преимущественно на интегральные оценки АКФ. Существует множество типов интегральных оценок автокорреляционной функции. В рамках поставленной задачи в МКА, где переменная является в первую очередь длительностью смежных коррелируемых интервалов сигнала (масштабом), оценка АКФ выбирается в следующем виде:

$$R_{MCA}(t, \tau) = \frac{1}{|\tau|} \int_{t-|\tau|/2}^{t+|\tau|/2} z(t' + |\tau|/2) z(t' - |\tau|/2) dt' . \quad (1)$$

В контексте нашей задачи по сегментации квазипериодических фрагментов сигнала следует отдельно отметить свойство сохранения носителя сигнала — свойство обращения $R_{MCA}(t, \tau)$ в ноль за пределами интервала времени отличных от нуля значений сигнала $z(t)$. Для последующих целей, удобно для рассматриваемых значений $z(t)$ ввести определения для сигналов локального (относительно момента времени) прошлого $z_{Pt}(t')$ и локального будущего $z_{Ft}(t')$

$$\begin{cases} z_{Fu}(t') = \theta(t') z(t + t'), \\ z_{Pu}(t') = \theta(t') z(t - t'), \end{cases} \quad \theta(t') = \begin{cases} 1, & t' > 0, \\ 0.5, & t' = 0, \\ 0, & t' < 0, \end{cases} \quad (2)$$

где $\theta(t)$ — ступенька Хэвисайда (индикаторная функция положительной полуоси времени t).

Используя обозначения (2), можно в (1) избавиться от зависимости пределов интегрирования от масштаба τ . Соответствующее выражение $R_{MCA}(t, \tau)$ для случая $\tau > 0$ принимает следующий вид (для $\tau < 0$ следует сделать замену $\tau \rightarrow -\tau$)

$$R_{MCA}(t, \tau) = \frac{1}{\tau} \int_{-\infty}^{\infty} z_{Ft}(t') z_{Pt}(\tau - t') dt' = \frac{1}{\tau} \int_{-\infty}^{\infty} z_{Ft}(\tau - t') z_{Pt}(t') dt' . \quad (3)$$

Из (3) и свойств носителей сигналов локального прошлого $z_{Pt}(t')$ и будущего $z_{Ft}(t')$ сразу вытекает, что $R_{MCA}(t, \tau)$ обращается в ноль вне интервала носителя сигнала.

Для определения наличия квазипериодичности фрагментов сигнала в работе используются следующие свойства теоретической АКФ, оценкой которой является $R_{MCA}(t, \tau)$ (3):

- глобальный максимум любой АКФ расположен в нуле $\tau = 0$. Если сигнал $z(t)$ имеет период T , то теоретическая АКФ будет иметь, по определению, тот же период и, в частности, $R_z(kT) = R_z(0)$ для $k = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$. Таким образом, в точках, кратных kT , у АКФ периодического сигнала также будут располагаться (боковые) максимумы.
- если интегральная оценка $R_{MCA}(t, \tau)$ (3) хотя бы приближенно повторяет поведение АКФ, то ее боковые максимумы также будут индикаторами периода T и его кратных. Большинство оценок временных масштабов повторений импульсов в сигналах основано именно на этом свойстве.

Рис. 1. Представление $R_{MCA}(u, \tau)$ (3) ЭЭГ сигнала, содержащего фрагмент ЭР.

Верхний график — представление $R_{MCA}(u, \tau)$ (максимумы светлые, минимумы темные).

Нижний график — фрагмент реальной записи ЭЭГ.

Рис. 2. Частотно-временное представление фрагмента записи ЭЭГ, представленного на рис. 1 (выделенный участок).

Рис. 3. МКА представление ЭЭГ-сигнала перед ЧМТ (А) и после ЧМТ на первый, второй, третий и шестой дни (В, С, D, F); серый фон выделяет фрагменты квазипериодического поведения ЭЭГ-сигнала после ЧМТ. Локальный период τ ЭЭГ-сигнала, содержащего фрагменты генерализованной синхронизации.

Как в случае частотного анализа, где по максимумам частотно-временных представлений можно оценивать частоты компонент сигнала, так же и в случае масштабно-временных сигнальных представлений $R_{MCA}(t, \tau)$ (3) по их максимумам можно оценивать временные масштабы повторяемости импульсов (колебаний) сигнала — периоды локальной квазипериодичности.

На рис. 1 в градациях серого приведена карта представления $R_{MCA}(t, \tau)$ (3) для записи ЭЭГ. В пределах фрагмента эпилептического разряда (ЭР) заметно выражены траектории трёх боковых максимумов (светлые полосы вдоль оси t). На рис. 2 представлен пример частотного анализа для выделенного на рис. 1 фрагмента того же сигнала, с помощью которого можно оценить основные частоты компонент сигнала 6–9 Гц в области ЭР.

Анализ синхронизации нейронов коры головного мозга

Для выполнения основной цели работы по изучению процессов генерализованной синхронизации в нейронной сети коры головного мозга нашими коллегами из Института высшей нервной деятельности (ИВНД) РАН были проведены эксперименты [2], направленные на изучение механизмов посттравматического эпилептогенеза, в которых рассматриваются несколько типов данных, полученных с электродов, установленных непосредственно в коре головного мозга животного: ЭКоГ сигнал животного (электрокортикограмма), записанный за день до травмы, в течение трех дней после травмы и на шестой день после травмы. Был произведен многомасштабный корреляционный анализ полученного ЭКоГ сигнала [3, 4]. На рис. 3 представлены примеры результатов МКА для рассматриваемых данных.

Из Рис. 3 видно, что до травмы (А), в здоровой коре головного мозга, имелись ярко выраженные эффекты, сходные с генерализованной синхронизацией, характеризующиеся лестничной структурой — периодической сменой максимумов и минимумов представлений $R_{MCA}(t, \tau)$. Отдельно стоит отметить, что эти структуры сложно обнаружить на малых отрезках времени, которые традиционно принято рассматривать при изучении коротких эпилептических приступов. В этой работе берутся сравнительно большие интервалы времени (около 10 минут), на которых видна периодическая структура данных, демонстрирующая ритмическую активность нейронов коры головного мозга. После ЧМТ (В), произошедшей в результате латерального удара, происходит изменение в работе головного мозга, которое характеризуется нарушением этой периодической структуры, группы нейронов перестают генерировать периодические пачки импульсов, соответственно МКА представление становится размытым. Спустя несколько дней (С и D) наблюдается возвращение фрагментов, в которых группы нейронов синхронизированы — происходит процесс восстановления мозговой активности, а именно связей между группами нейронов. К 6 дню (F) количество синхронизированных элементов существенно возрастает, приближаясь к исходному количеству, на что указывает увеличенная продолжительность ярко выраженных лестничных структур на графике МКА.

Таким образом, есть основание говорить о том, что нейронная сеть коры головного мозга имеет схожую структуру с одноранговой, самоорганизующейся mesh-сетью, в которой корковые клетки являются аналогом равноправных узлов и выполняют функции приемников и трансляторов сигналов. Также, как и в искусственных нейронных сетях, где узлы синхронизируются по времени друг с другом, клетки коры головного мозга генерируют ритмы для синхронизации других нейронов в общей сети. Эта активность проявляется в определенном диапазоне частот (5–9 Гц) и характеризуется ритмичностью сигнала, что было замечено в МКА. Длительность передачи таких сообщений обусловлена химическими процессами в головном мозге — открытием и закрытием кальциевых и натриевых каналов. Активируемые кальцием калиевые токи регулируют процессы восстановления и генерации ритмов [5].

Заключение

В работе были обнаружены признаки генерализованной синхронизации, полученные в результате многомасштабного корреляционного анализа. Особенностью анализа и синтеза основных инструментов метода — специализированных МКА представлений, является то, что они, в отличие от классических подходов, ориентированы на временные масштабы сигналов, а не на их частотный состав. Все шаги синтеза МКА представлений и основанные на них процедуры сегментации проиллюстрированы в работе на примере размеченной экспертом-нейрофизиологом реальной записи ЭЭГ животного. Полученные результаты позволяют предположить, что это может быть одним из перспективных направлений в исследовании генерализованной синхронизации коры головного мозга.

Работа выполнена при финансовой поддержке РФФИ, грант 18–29–02108.

Список литературы

1. Kabadi, S. V., Hilton, G. D., Stoica, B. A., Zapple, D. N., and Faden, A. I. Fluid-Perfusion-Induced Traumatic Brain Injury Model in Rats // *Nature Protocols* 2010. Sep. 5(9):1552–63. DOI: 10.1038/nprot.2010.112.
2. Antsiperov, V. E., Obukhov, Yu. V., Komol'Tsev, I. G., and Gulyaeva, N. V. Segmentation of Quasiperiodic Patterns in EEG Recordings for Analysis of Post-Traumatic Paroxysmal Activity in Rat Brains // *Pattern Recognition and Image Analysis* (2017) 27: 789. DOI: 10.1134/s1054661817040022
3. Antsiperov, V. E., Obukhov, Yu. V., and Kyznecova, G. D., Gnezdickii, V. V. Analysis of Hypersynchronization Brain Structures During Epileptic Discharges on the Basis of a Special Conical Representations of the EEG Signal // *Zhurnal*

Radioelektronika — Journal of Radio Electronics. 2014. No. 11.
DOI: <https://doi.org/10.13140/rg.2.2.26499.50722>

4. Antsiperov, V.E., Obukhov, Yu.V. Method of Automated Segmentation of Epileptic Discharges in the EEG of Rats // Zhurnal Radioelektroniki — Journal of Radio Electronics. 2016. No. 11.
5. Xiao-jing Wang. Neurophysiological and Computational Principles of Cortical Rhythms in Cognition // Physiol. Rev. Vol. 90. No. 3. 2010. DOI: 10.1152/physrev.00035.2008

Поступила 20 января 2020 г.

GENERALIZATION OF CORTICAL REGIONS AS MESH NETWORKS OF COMMUNICATING NEURONS

V.E. ANTSHIPEROV¹, V.A. KERSHNER²

¹ Kotelnikov Institute of Radioengineering and Electronics of RAS

² Russian University of Transport

antsiperov@cplire.ru, vladkershner@mail.ru

doi: 10.25210/jfop-2001-079084

The paper shown that if we consider the neural network of the cerebral cortex as a network of related equivalent nodes. We have to assume that such a network must be synchronized in time by some broadcasting messages. If such broadcast signals do occur, then they must have common characteristics and spread throughout the cerebral cortex. To date, there is little evidence of such generalization in the literature except for cases of time-limited paroxysmal activity, epileptic discharges, and other synchronization manifestations. In this paper we show that if we consider the activity of the cerebral cortex at significant time intervals exceeding the traditionally accepted, we can find effects similar to generalized synchronization. Moreover, in cortex of healthy organism, these effects are more pronounced than in organism with brain disorder, for example with traumatic brain injuries.

Уважаемые читатели!

Подписка на журнал оформляется через подписное агентство «Книга-Сервис» и объединенный каталог «Пресса России» (подписной индекс **29196**)

Журнал включен:

- В *Российский индекс научного цитирования (РИНЦ)*.
- В базу данных *Russian Science Citation Index (RSCI)* на платформе *Web of Science*.
- В *Перечень рецензируемых научных изданий, в которых должны быть опубликованы основные научные результаты диссертаций на соискание ученой степени кандидата наук, на соискание ученой степени доктора наук*.

ФИЗИЧЕСКИЕ ОСНОВЫ ПРИБОРОСТРОЕНИЯ ДЛЯ БИОЛОГИИ И МЕДИЦИНЫ

УДК 621.391

МИКРОВОЛНОВАЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТНАЯ
ДОЗИМЕТРИЯ ПЕРСОНАЛЬНОГО
ЭКОЛОГИЧЕСКОГО ПРОСТРАНСТВА

© Авторы, 2020

doi: 10.25210/jfor-2001-085099

Дмитриев А. С. — гл.н.с., д.ф.-м.н., проф., Институт радиотехники и электроники им В. А. Котельникова РАН, Москва. E-mail: chaos@cplire.ru**Ицков В. В.** — м.н.с., Институт радиотехники и электроники им В. А. Котельникова РАН.
E-mail: mef.box@gmail.ru**Рыжов А. И.** — с.н.с., к.ф.-м.н., Институт радиотехники и электроники им В. А. Котельникова РАН.**Уваров А. В.** — аспирант, Московский физико-технический институт (государственный университет), Долгопрудный. E-mail: Anton.Uvarov@phystech.edu**Аннотация**

Рост интенсивности электромагнитного микроволнового излучения антропогенного происхождения в окружающем пространстве за последнее время привел к тому, что большая часть населения планеты вынуждена постоянно находиться в «загрязненной» этими излучениями среде – «электромагнитном смоге».

При определенных уровнях (граница снизу плохо изучена) плотности мощности микроволновое излучение может оказывать негативное влияние на людей и биологическую среду в целом. Анализ ситуации показывает, что в отличие от ряда других типов загрязнения, электромагнитное загрязнение имеет крайне неравномерную пространственную и временную структуру. Это означает, в частности, что его одномоментное измерение в каком-то месте, и в какое-то время может быть малоинформативным с точки зрения оценки влияния на биологическую среду. Для адекватного понимания уровня воздействия нужны достаточно долговременные измерения, которые должны проводиться (и их результаты должны фиксироваться), применительно либо к определенному месту, либо к конкретному биологическому объекту (например, человеку) или даже его определенной части.

Такие измерения позволят получить картину интенсивностей электромагнитного загрязнения во времени (и, в измерениях, проводимых с биологическими объектами, в какой-то степени по пространству, поскольку в записях фиксируется их время, по которому может быть восстановлено и местоположение измерений), а также суммарную микроволновую электромагнитную энергию, принятую на единицу площади.

Поскольку в случае измерений, применительно к биологическому объекту, речь идет о локальных по пространству измерениях, вблизи окрестности объекта, то в отношении такого объекта уместно использовать термин «персональное пространство», или, так как речь идет об одном из факторов, связанных с экологией, «персональное экологическое пространство». В этом «персональном экологическом пространстве» и осуществляется электромагнитная микроволновая дозиметрия.

Показывается, что решение задачи требует создания специальных измерительных устройств – дозиметров микроволнового электромагнитного излучения.

Abstract

The increase in the intensity of electromagnetic microwave radiation of anthropogenic origin in the surrounding space in recent years has led to the fact that most of the world's population is forced to constantly live in the environment «polluted» by these emissions - «electromagnetic smog».

At certain levels of power density (the bottom border is poorly understood) microwave radiation can have a negative effect on people and the biological environment as a whole. Analysis of the situation shows that, unlike other types of pollution, electromagnetic pollution has an extremely uneven spatial and temporal structure. This means, in particular, that its instant measurement in some place at some time may be uninformative in terms of assessing the impact on the biological environment. For an adequate understanding of the level of exposure, sufficiently long-term measurements are needed that must be carried out (and their results must be recorded), either in relation to a specific place, or to a specific biological object (for example, a person) or even a certain part of it.

Such measurements will allow one to get a picture of the intensity of electromagnetic pollution over time (in case of measurements carried out with biological objects, to some extent in space, since the time is stored in the records that could restore the location of measurements), as well as the total microwave electromagnetic energy taken per unit area.

In the case of measurements applied to a biological object we are talking about local spatial measurements in the vicinity of the object. Then with respect to such an object it is appropriate to use the term «personal space» or «Personal ecological space», since this is one of the factors related to the environment. It is this «personal ecological space» where electromagnetic microwave dosimetry is carried out.

It is shown that solving the problem requires the creation of special measuring devices - dosimeters of microwave electromagnetic radiation.

The device «Mera» meeting all the basic requirements for dosimeters is proposed and described in the article. The principles of its work and characteristics are considered. The first experimental data on the use of the device are presented.

В работе предложено и описано устройство «Мера», которое отвечает всем основным требованиям, предъявляемым к дозиметрам. Рассмотрены принципы его работы и характеристики. Представлены первые экспериментальные данные по применению устройства.

Ключевые слова: микроволновая электромагнитная дозиметрия, персональное экологическое пространство

Keywords: microwave electromagnetic dosimetry, personal electronic space

Введение

До середины 20 века доминирующими были электромагнитные поля радио и микроволнового диапазона естественного происхождения. Энергетическая доля искусственных источников была несравнимо меньше. С началом массового распространения сначала широкоэмитательного радио, а затем и телевидения ситуация стала радикально меняться. Наличие мощных радио и телевизионных станций, а также радиолокационных средств относительно близко располагаемых к жилой, промышленной и офисной застройке быстро привело к доминированию искусственных электромагнитных излучений и заставило задуматься о возможных последствиях воздействия этих излучений на организм человека, животных и, в целом, на биологическую среду. Этим настороженностям способствовали накопленные результаты по воздействию на биологические объекты радиоактивного излучения, исследования в области влияния которого интенсивно велись с начала 50-х годов. И, хотя в отличие от радиоактивного излучения различных типов, электромагнитное излучение от радиосредств не было ионизирующим, вопрос был серьезным, поскольку уже имелись данные, что значительные по мощности электромагнитные излучения неблагоприятно влияют на самочувствие человека и его здоровье.

В первых исследованиях по влиянию электромагнитного излучения было выявлено, что существует, как минимум два механизма воздействия высокочастотного электромагнитного излучения на биологические объекты.

Первый из них достаточно понятный — тепловой нагрев. Биологическая ткань хорошо поглощает электромагнитное излучение и нагревается при этом.

Второй механизм не связан с тепловым нагревом и работает в условиях, когда уровень поглощаемой энергии значительно ниже уровня, требующегося для теплового нагрева. Разница в уровнях мощности излучения, для реализации механизмов первого и второго типа составляет от 100 до 1000 раз. Механизмы второго типа воздействия до конца не изучены. Иногда второй тип воздействия условно называют «информационным».

Проблема воздействия электромагнитного излучения мобильных средств связи на организм человека подробно изложена, например, в [1,2]. Там же можно найти ссылки на большое число исследований по этому вопросу. Для уменьшения опасности негативного воздействия излучения средств мобильной связи предлагаются меры, которых желательно придерживаться пользователю, для минимизации негативного воздействия сотовых устройств [3].

Существует и альтернативная точка зрения относительно вредности электромагнитного излучения. Ее сторонники считают, что опасения относительно вредного воздействия средств мобильной связи сильно преувеличены и, в целях дальнейшего развития средств мобильной связи, целесообразно многократно повысить допустимый уровень микроволнового излучения. Аргументы сторонников этой точки зрения можно найти, например, в [4].

Нормативная база по электромагнитному излучению

В связи с повсеместным использованием источников электромагнитных полей (ЭМП) в промышленности с начала 1950-х в СССР годов были развернуты плановые гигиенические исследования с целью обеспечения охраны, работающих с такими источниками.

Первые требования к источникам ЭМП были установлены в документе [5]. В 1958 году были утверждены «Временные санитарные правила для работы с генераторами сантиметровых волн» для рабочих мест при облучении в течение рабочего дня ЭМП в диапазоне длин волн от 1 см до 1 м, а также был установлен предельный допустимый уровень (ПДУ) — 10 мкВт/см^2 [6].

После этого проводились многочисленные исследования и был принят целый ряд документов, регламентирующих максимально допустимые уровни излучения, как для профессиональной деятельности, так и для населения.

Санитарно-эпидемиологическое нормирование ЭМП радиочастот (РЧ) непосредственно для зарождавшейся подвижной сотовой связи в России началось с 1994 г., когда были введены «Временные допустимые уровни (ВДУ) воздействия электромагнитных излучений (ЭМИ), создаваемых системами сотовой радиосвязи». [7]. Для абонентских терминалов, работающих в диапазоне частот 400–1200 МГц, с учетом нерегулярно повторяющихся сеансов связи, ПДУ плотности потока энергии (ППЭ) был принят равным 100 мкВт/см².

Эти нормы постоянно совершенствуются.

Однако со второй половины 90-х годов проблема «электромагнитного смога» вышла на новый уровень в связи с теперь уже массовым распространением сотовой связи и Wi-Fi, что привело к увеличению на несколько порядков числа излучающих устройств. Речь идет о базовых станциях, устройствах персональной связи (сотовые телефоны, смартфоны, планшеты) и точках доступа Wi-Fi.

Многомасштабный характер распределения плотности излучения

В связи с тотальным использованием упомянутых средств, для электромагнитного загрязнения окружающей среды — «электромагнитного смога» [8] в настоящее время характерно крайне неравномерное пространственное распределение плотности электромагнитного излучения и его временная нестационарность. Существуют микрозоны, в которых плотность электромагнитного излучения многократно превосходит средние величины по территории. Эти небольшие пространства непосредственно связаны с наличием в них излучающей аппаратуры и устройств.

При этом характерные излучаемые мощности для базовых станций составляют 10–30 Вт (с учетом использования направленных антенн с усилением порядка 10 дБ, энергетический потенциал этих станций составляет 100–300 Вт.). Точки доступа Wi-Fi, как правило, имеют излучаемую мощность в диапазоне 20–40 мВт. Излучаемая мощность персональных терминалов (телефонов и смартфонов) в диапазонах частот сотовых станций разнится в зависимости от используемой технологии и в пределе может достигать 2 Вт для GSM 900 и 1 Вт для GSM 1800. Максимальные мощности излучения существенно ниже для последующих поколений сотовой связи и составляют 0.2–0.3 Вт.

В табл. 1 приведены данные, показывающие на каком расстоянии плотность мощности, излучаемой различными типами устройств, уменьшается до нормативных уровней.

Таблица 1. Расстояния, на которых плотность излучаемой мощности типичных передающих устройств уменьшается до нормативных уровней

Тип устройства	Расстояние, м			
	100 мВт/см ²	10 мкВт/см ²	1.0 мкВт/см ²	0.1 мкВт/см ²
Базовая станция, 10 Вт, КУ = 10	~0.1	10	30	100
Точка доступа WiFi, 20 мВт, 2,4 ГГц	0	0.15	0.5	1.5
Сотовый телефон, GSM, 1 Вт	~0.01	1	3	10

Анализ табл. 1 показывает, что наиболее потенциально опасными с точки зрения экологической безопасности являются ограниченные зоны около базовых станций и персональных терминалов при работе с ними. Количество базовых станций многократно меньше чем персональных терминалов и располагаются они обычно достаточно далеко с точки зрения данных, приведенных в Таблице 1, от пользователей.

Персональное (микроволновое) экологическое пространство

Как следует из предыдущего рассмотрения, интенсивность микроволнового излучения в пространстве и во времени распределена крайне неравномерно. Максимальные ее уровни в бытовых, офисных и промышленных условиях в настоящее время определяются наличием мобильных средств персональной связи. В ближайшей перспективе в этому добавится значительное число объектов, на основе технологии 5G, в том числе большое количество более плотно расположенных новых базовых станций, смартфонов с новыми, дополнительными диапазонами частот, приемопередающая аппаратура компонентов Интернета вещей. Все это приведет к дальнейшему росту электромагнитной нагрузки на окружающую среду и человека в ней. Эта нагрузка по-прежнему будет крайне неравномерной как по пространству, так и по времени (потоки информации для персональных устройств носят импульсный характер).

При оценке уровней излучения вблизи тела человека будем использовать термин «персональное экологическое пространство», понимая под ним ту часть физического пространства, прилегающую к телу человека, процессы в которой оказывают на персону непосредственное влияние.

Применительно к электромагнитному микроволновому излучению речь может идти о пространстве, включающем в себя собственно тело человека и область, точки которой отстоят от тела на расстояниях до 1 м.

Организация контроля уровня электромагнитного загрязнения

Излучение от единственного источника, например, смартфона или точки доступа WiFi представляет собой нестационарный сигнал с сложной временной структурой. Она определяется как пакетным способом приема и передачи, а также импульсным характером излучения внутри пакетов. Если наблюдать за такими процессами непосредственно, в режиме реального времени, то картину в целом понять практически невозможно.

В силу пространственной неоднородности и временной нестационарности электромагнитного излучения, при оценке уровня излучения в целом необходимо прибегать к интегральным и статистическим характеристикам излучения, тем более, что только они дают возможность оценить средние мощности, нестационарность и, самое главное суммарную энергию — «дозу», приходящуюся на единицу площади за время наблюдения, или его части в точке приема.

При наличии множественных источников картина может выглядеть более сглаженной, но это не отменяет важность оценки интегральных и статистических характеристик принимаемого излучения.

Для реализации функций оценки интегральных и статистических характеристик необходимы приборы, способные измерять, как текущую усредненную мощность излучения на единицу площади, так и интегральную принятую энергию за длительный период времени на единицу площади, выраженную в Вт.час/см² или Дж/см², т.е. обладать функциями и приемника, и дозиметра.

Важной характеристикой для таких устройств являются габариты. Они должны быть минимальными, поскольку речь идет о постоянно носимом устройстве.

Требования к дозиметру

Дозиметр предназначен, как для измерения текущей плотности, так и для оценки интегральных доз энергии микроволнового излучения.

В соответствии с нормами, действующими на территории Российской Федерации, выделяются два уровня средней пороговой мощности [6,7]:

1. тепловой порог — 100 мВт/см²;
2. «информационный» порог — 10–20 мкВт/см².

Устройство должно обеспечивать оценку уровня излучений прежде всего телекоммуникационных средств в бытовых, производственных и офисных условиях, транспорте, и на других объектах городской среды. Поэтому диапазон измеряемых мощностей можно ограничить сверху уровнем мощности ~1 мВт/см² (0 дБм/см², при необходимости он может быть повышен). Нижний уровень измеряемой мощности должен быть, как минимум на 1–2 порядка ниже, чем «информационный» порог. Т.е. чувствительность устройства должна быть не хуже 0.1–1.0 мкВт/см². В логарифмическом масштабе первая цифра соответствует чувствительности — 40 дБм/см².

Соответственно требуемый динамический диапазон устройства должен быть не менее 40 дБ.

Устройство должно периодически измерять мощность микроволнового излучения, принимаемого антенной. Стандартный интервал между измерениями может быть равен, например, 1 сек., и при необходимости может быть изменен в соответствии с требованиями пользователя.

Идея использования периодических измерений заключается в следующем.

Радио коммуникационные средства (сотовая телефония, WiFi, беспроводные сенсорные сети, беспроводные устройства «умных домов» и других «умных пространств» излучают серии импульсные сигналы, пакеты и пакеты таких сигналов в случайные, с точки зрения стороннего наблюдателя, моменты времени.

В устройстве для оценки среднего уровня мощности принимаемого сигнала производятся замеры сигнала через равные интервалы времени с дальнейшим интегрированием.

За счет использования статистики интегральные характеристики мощности принимаемого излучений становятся близки к точным значениям при усреднении за несколько минут*.

Автономное время работы устройства определяется его энергопотреблением и емкостью аккумуляторной батареи. Потребление устройства должно быть максимально снижено за счет использования энергосберегающих режимов. Устройство должно обладать уникально малыми размерами для своего класса. Это накладывает, в том числе, жесткие ограничения на емкость аккумуляторной батареи. При этом время автономной работы полном начальном заряде батареи должно быть не менее 30 суток.

Память устройства должна быть энергонезависимой, чтобы данные сохранялись даже при полном разряде аккумулятора.

* Действительно, пусть, например, измерения осуществляются в течение 100 секунд, т.е. за время усреднения производится $N = 100$ измерений. Тогда среднее квадратичное отклонение для средней принимаемой мощности P_{cp} составит $\Delta P = P_{cp} N^{-1/2} = 0.1 P_{cp}$. Это, конечно, грубая оценка, но она поясняет принцип работы дозиметра.

Устройство должно автоматически подзаряжаться при подключении через USB порт к компьютеру. Оно также имеет возможность заряжаться от сети переменного тока через этот же интерфейс. Полное время зарядки от сети переменного тока не должно превышать двух часов.

В памяти устройства должны накапливаться и храниться усредненные данные о принятой энергии. Данные заносятся каждую минуту. Должна быть реализована возможность воспроизводить на внешнем компьютере информацию о принимаемой усредненной мощности за любой период времени с начала наблюдения. Емкость энергонезависимой памяти должна обеспечивать непрерывный сбор данных в течение не менее 6 месяцев.

Ближайшие прототипы и аналоги

На рынке в настоящее время представлено значительное количество типов приборов, предназначенных для измерения и контроля электромагнитных полей. в том числе микроволнового диапазона.

Простейшими из них являются детекторы электромагнитного излучения, которые просто фиксируют наличие излучения, что можно проверить, например, поднеся прибор непосредственно во время работы СВЧ печи к ее передней панели. Индикация, в таких устройствах используется, как правило, световая. Приборы, по существу, являются пробниками, не позволяющими количественно оценивать плотность электромагнитного потока. Диапазоны рабочих частот разнятся от одной марки прибора к другой, но, как правило, достаточно узкие и не перекрывают весь спектр средств мобильной связи. Стоимость таких устройств на рынке начинается от 10–12\$.

Более сложные приборы (приемники) обеспечивают измерение количественных характеристик излучения и могут перекрывать значительные полосы частот. Их рабочий частотный диапазон простирается до десятков МГц до и сотен ГГц.

Наиболее близкими по требованиям, предъявляемым к дозиметрам микроволнового излучения, являются персональные радиочастотные измерители (мониторы электромагнитных полей), например, компании Narda [9]. Они работают в широком диапазоне частот (от 10 МГц до 100 ГГц), имеют различные виды индикации, позволяют производить запись принимаемого сигнала в течение десятков часов и в последующем обрабатывать ее на внешнем компьютере. Стоимость устройства превышает 2000 \$.

Еще одним примером устройства для измерения микроволновых полей является прибор Acousticom 2, предназначенный для измерения уровня электромагнитных полей в диапазоне 0.2–8.0 ГГц. Он интерпретирует радиочастотные измерения в виде звукового сигнала и светодиодной индикации. Достоинством устройства является его способность реагировать на очень короткие импульсы (<5 мксек), которые характерны для ряда стандартов сотовой связи. Диапазон измерения пиковой мощности прибором составляет от 0.02 В/м до 6 В/м и средней мощности от 0.1 нВт/см² [10]. Такой выбор динамического диапазона делает устройство не очень удобным для измерения полей в интересах оценки соблюдения санитарных норм, поскольку верхняя граница динамического диапазона не превышает допустимую информационную норму СанПиНа (10 мкВт/см²).

Устройство потребляет ток от 40 до 90 мА и способно непрерывно работать от одной батарейки типа «Крона» с напряжением 9 вольт в течение 10 часов. Размеры устройства 63 мм x 110 мм x 21 мм, масса около 150 г. В приборе не предусмотрена запись информации при измерениях.

Стоимость устройства 150 \$.

Близкими к Acousticom 2 массогабаритными характеристиками обладает устройство GQ EMF-390 [10], предназначенное для измерения уровня электромагнитных полей в диапазоне до 10.0 ГГц. Его размеры 13.7 × 7.8 × 2.5 мм. Основные особенности прибора: поддержка возможности измерения спектра сигнала в нескольких диапазонах, включающих в себя 2.4–2.5 ГГц (Wi-Fi, Bluetooth, микроволновые печи и др.), а также возможности записи данных в память устройства в течение суток (интервал записи составляет 1 секунду).

Чувствительность прибора составляет 1 мкВт/м² (0.1 нВт/см²). Время автономной работы от Li-Ion источника питания на 3.7 В составляет 24 часа, потребляемая мощность: 25–125 мВт. Стоимость прибора составляет 150 \$.

В целом обзор устройств, представленных на рынке, позволяет сделать следующие выводы:

- наблюдается большой интерес разработчиков к проблеме измерения и анализа микроволновых электромагнитных полей. В пользу этой точки зрения говорит тот факт, что на рынке имеется значительное число разнообразных приборов, предназначенных для работы в этой области;
- представленные на рынке устройства разнообразны как по реализуемым функциям, так и по цене. Диапазон функций устройств простирается от простейших индикаторов микроволнового поля с ценой от 10–12 \$ до многофункциональных мониторов, обеспечивающих наблюдение и контроль в диапазоне частот от 100 КГц до 100 ГГц с ценой несколько тысяч долларов;

- за исключением мониторов, устройства представляют собой приемники, которые не обладают возможностью записывать и накапливать сигналы, т.е. выполнять собственно функции дозиметра;
- мониторы типа Nardalert S3 [9] и GQ EMF-390 [10] имеют возможность записи уровня мощности принимаемого излучения, но она ограничена временем в несколько десятков часов, что не позволяет использовать его как полноценный дозиметр с необходимой длительностью записи, как минимум 1000 часов. Кроме того, желательно, чтобы персональный дозиметр имел существенно меньшие размеры и массу чем большинство представленных на рынке приборов, которые, как правило, имеют массу в пределах 150–250 г.

Таким образом, устройства, представленные на рынке, не соответствуют по меньшей мере трем требованиям, предъявляемым к персональному дозиметру микроволнового электромагнитного излучения, а именно: (1) возможности длительной эксплуатации в режиме непрерывного использования человеком (до нескольких месяцев) для осуществления непрерывных записей (постоянно носить с собой прибор весом более 100 г неудобно), (2) достаточной памятью для хранения этих записей, получаемых в течение нескольких месяцев, (3) слишком большое потребление и, соответственно, малое время автономной работы. Поэтому можно констатировать, что в настоящее время отсутствуют устройства (гаджеты), которые можно было бы отнести к классу персональных дозиметров микроволнового излучения.

Ниже представлена концепция и реализация устройства, которое удовлетворяет основным требованиям, предъявляемым к персональным дозиметрам микроволнового излучения.

Дозиметр «Мера»

Основой разработанного устройства является гиперширокополосный приемник с рабочей полосой частот от 800 до 8000 МГц (отношение верхней рабочей частоты к нижней 10:1), динамическим диапазоном 55 дБ и чувствительностью около 3 нВт. Работа приемника управляется микроконтроллером. Приемник периодически (раз в секунду) измеряет мощность принимаемого сигнала и записывает его в память. Эти данные могут быть непосредственно выведены на экран, подключаемого к дозиметру компьютера (ноутбука, планшета, смартфона) и тогда имеется возможность в режиме реального времени наблюдать динамику изменения мощности принимаемого сигнала. После накопления в течение 1 мин. отсчетов, суммарная энергия записывается в постоянную энергонезависимую память и такие данные могут записываться в течение длительного времени. Максимальное время записи составляет более 6 месяцев. Эти данные или любые их фрагменты также могут выводиться в виде графиков на монитор.

Стандартный вывод данных на экран производится в двух режимах:

- вывод текущих данных, когда на график выводятся текущие данные об электромагнитной обстановке в виде принимаемой каждую секунду мощности и с интегральной принятой энергии с начала сеанса;
- полные данные со скажностью 1 мин о всем периоде наблюдений. Кроме того, в цифровом виде выводятся данные о полной принятой на единицу площади энергии за время накопления.

Связь с компьютером, планшетом или смартфоном осуществляется через USB интерфейс. Через него же производится зарядка аккумулятора от внешнего вычислительного устройства или от сети 220 В.

Устройство имеет светодиодный индикатор, который периодически мигает зеленым цветом если уровень заряда выше критического и красным цветом, если уровень заряда снизился и стал ниже критического. При этом устройство продолжает работать до полного исчерпания заряда, после чего индикатор гаснет.

Устройство имеет размеры 85 × 50 × 5 мм. Масса устройства менее 30 г. Каждое экземпляры устройства имеет уникальный номер.

Реализована возможность задания и считывания индивидуального номера каждого устройства, что позволяет обрабатывать данные нескольких дозиметров на одном устройстве считывания (ПК, планшет, телефон), а также удаленно хранить персональную статистику по многим устройствам в облаке.

На устройстве предусмотрена синхронизация календаря и текущего времени со считывающим устройством при подключении по интерфейсу USB для привязки полученной дозы излучения к абсолютному времени.

Интегральный ток потребления устройства равен 50 мкА, с учетом этого энергопотребления время автономной работы устройства от аккумулятора емкостью 70 мАч составляет не менее 50 дней.

Внешний вид устройства и его упаковки показан на рис. 1.

Конструкция дозиметра

Функциональная схема дозиметра представлена на рис. 2. Устройство включает в себя антенну, детектор с отключаемым стабилизатором его питания, аккумулятор и драйвер питания, микроконтроллер и FLASH память, а также разъем micro USB для связи со считывающим устройством.

Рис. 1. Внешний вид устройства и его упаковки.

Рис. 2. Функциональная схема дозиметра «Мера».

Антенна. Характеристики персонального дозиметра электромагнитного излучения во-многом определяют требования к антенне и интегральной компоновке приемопередатчика. Отметим ключевые из них. Во-первых, миниатюрность и компактность. Во-вторых, спектральный охват ключевых коммерческих стандартов радиосвязи от 800 до 8000 МГц накладывает требование по достижению гиперширокополосного режима работы антенны. В-третьих, направленные свойства — антенна должна быть ненаправленной, что определяется способом использования конечного устройства, оно должно быть постоянно с владельцем и может находиться в любом положении относительно источника излучения. Перечень технических требований, предъявляемых к антенне приведен в табл. 2.

Таблица 2. Технические требования, предъявленные к антенне на этапе проектирования

Характеристика	Значение
Частотный диапазон	от 0.8 до 8 ГГц
Ширина полосы	
КСВН (в рабочем диапазоне частот)	2:1
КНД	ненаправленная (КНД < 5 дБ)
Поляризация	Линейная
Материал подложки	FR-4 ($\varepsilon = 4.2$)
Линейные геометрические размеры	не более 85 × 50 мм

Отдельно стоит отметить, что требования, накладываемые на антенну близки к фундаментальному пределу, а значит трудно выполнимы на практике. Для подтверждения этого факта воспользуемся удоб-

ным соотношением для оценки нижней частоты рабочего диапазона СШП антенны, полученным в [10] для случая печатных прямоугольных антенн с линейной поляризацией

$$f_c \geq 0.72 \frac{c}{2\pi a} \sqrt{(1 - \Gamma_{\max}^2) D_{\min}}. \quad (1)$$

Из формулы (1) легко видеть, что с учетом габаритных размеров, предъявляемых к устройству, минимально возможная нижняя частота рабочего диапазона составляет $f_c \geq 0.75$ ГГц. А это значит, что требования по частотному диапазону поставлены достаточно жесткие, близкие к границе фундаментальных физических ограничений, которые можно получить от устройства такого размера и формы. На практике сложно достичь предельных характеристик в силу неидеальных характеристик реальной антенны, наличия не симметрии в конструкции печатной антенны, обусловленной наличием подложки, приемных цепей, погрешностями в изготовлении.

Для выполнения поставленных требований была выбрана печатная монополярная антенна в интегральной компоновке с детектором радиоизлучения, характеристики которой могут быть достаточно близки к предельным [11]. Такое решение с одной стороны позволяет обеспечить гиперширокополосный диапазон рабочих частот свойственный печатным монополярным антеннам [12], а с другой стороны миниатюризировать итоговые габариты устройства за счет интегрального расположения цепей детектора на одном из плечей несимметричной дипольной антенны, изображенной на рис. 3 и называемой часто в литературе «печатной монополярной» антенны. Дополнительным преимуществом интегральной компоновки антенны, детектора и цифровой части приемника на одной печатной плате является высокая воспроизводимость характеристик и дешевизна конструкции в силу отсутствия соединительных элементов и связанных с ними монтажных операций при производстве.

Отметим, что значительный опыт по разработке интегральных устройств с печатными антеннами был получен при создании сверхширокополосных прямохаотических приемопередатчиков [13–15].

Разработка подобных интегрированных устройств требует учета эффектов взаимодействия (электромагнитной совместимости) цепей приемо-передающей схемы, управления и питания с антенной структурой. Решение этой задачи осуществлялось по методологии, предложенной в [11].

Типичная конфигурация печатной дисковой монополярной антенны, представленная на рис. 3(а), состоит из прямоугольного экрана длиной l , шириной w и фрагмента диска диаметром d расположенных на одной подложке с экраном (возможно в разных слоях) на расстоянии Δ от экрана. Возбуждение структуры происходит в самом узком месте между экраном и площадкой. Антенна возбуждается копланарной волноведущей линией от приёмопередатчика. Подробный анализ резонансных особенностей частотной характеристики входного импеданса печатной монополярной антенны и влияния на свойства антенны проведен в [12].

Рис. 3. Монополярная печатная антенна: (а) типичная конфигурация печатной монополярной антенны; (б) спроектированная конфигурация идеальной печатной антенны без цепей приемопередатчика.

На первом этапе была спроектирована идеальная уединенная антенна без цепей приемо-передатчика (рис. 3(б)). Далее в результате электромагнитного моделирования структура была численно оптимизирована в пакете САПР CST Microwave Studio для получения оптимальных и устойчивых по отношению к основным геометрическим параметрам характеристик как с точки зрения частотного согласования, так и диаграммы направленности. Результаты численного моделирования идеальной антенны представлены на рис. 4 и 5.

Дальнейший анализ токов, возбуждаемых в антенной структуре (рис. 6), показал, что основная возбуждаемая мода продольная. Поэтому топология схемы приемопередатчика не должна изменять эффективную длину земляного плеча антенны. А значит, во-первых, стоит избегать длинных поперечных разрезов, а во-вторых, непосредственного укорочения длины антенны, за счёт размещения разъемов и т.д. Несколько вариантов (итераций) топологии схемы приемопередающего устройства были разработаны с учётом этих рекомендаций. Численное моделирование полной топологии устройства, включающего, как антенну, так и приемопередатчик были также выполнены в пакете CST.

Рис. 4. Амплитудно-частотная характеристика входного согласования для разработанной идеальной монополярной антенны.

Полученные результаты численного электродинамического моделирования антенны (табл. 3) были подтверждены экспериментальными измерениями опытных образцов.

Таблица 3. Расчетные характеристики антенны

Характеристика	Значение
Диапазон рабочих частот	0.8–8.0 ГГц
КСВН	<2, при $1.4 < f < 8.0$ ГГц
Направленность антенны	ненаправленная (КНД < 5 дБи)
Габаритные размеры платы устройства	$l = 81.6$ мм, $w = 41.6$ мм, толщина металлизации $d = 35$ мкм
Габаритные размеры диска антенны	$d = 36$ мм
Габаритные размеры питающего полоска	$w = 0.8$ мм, $l = 0.9$ мм
Возбуждение	Копланарной линией, $Z = 50$ Ом

Детектор. В дозиметре необходим чувствительный элемент для преобразования электромагнитных сигналов, приходящих на антенну в заданном диапазоне частот, в некоторую величину, которая будет характеризовать их мощность. Таким элементом является детектор, который может быть реализован разными способами.

Самым интуитивно понятным устройством для измерения мощности является тепловой датчик (термистор), в котором энергия, приходящая с антенны, вызывает его нагрев. Практическая реализация такого детектора является довольно громоздкой, что не соответствует идее дешевого и компактного дозиметра микроволнового излучения.

Рис. 5. Диаграмма направленности печатной монополярной антенны для персонального дозиметра электромагнитного излучения в трех взаимно перпендикулярных плоскостях на частотах: 0.9 ГГц, (кривая 1), 1.1 ГГц (кривая 2), 1.4 ГГц (кривая 3), 3.0 ГГц (кривая 4) и 4.4 ГГц (кривая 5).

Рис. 6. Диаграмма распределения поверхностных токов для структуры на частоте 3 ГГц.

Вторым кандидатом на роль детектора является квадратичный детектор, который включает в себя выпрямительный диод с НЧ-фильтром на выходе и термокомпенсирующую цепь для стабилизации параметров при изменении окружающей температуры. Это довольно простое и дешевое решение, которое, однако, имеет ряд ограничений, существенных для создаваемого устройства. Во-первых, данный детектор обладает малым динамическим диапазоном около 20 дБ. Во-вторых, он имеет высокий выходной импеданс и его сложно согласовать с последующими цепями.

Третьим кандидатом на роль детектора может служить логарифмический детектор (логарифмический усилитель). Он обладает широким динамическим диапазоном 50–60 дБ с линейной зависимостью выходного напряжения от логарифма входной мощности в этом диапазоне. Так как логарифмический усилитель произ-

водится в виде готовой микросхемы, то производитель уже позаботился о его термостабильности в довольно широком диапазоне температур. Также, данный вид детекторов обладает низким временем нарастания/спада выходного сигнала порядка десятков наносекунд, что помогает при детектировании резких всплесков на входе. Логарифмический детектор характеризуется относительно низким энергопотреблением и невысокой стоимостью. Перечисленные характеристики определили выбор именно логарифмического детектора в качестве чувствительного элемента для персонального дозиметра микроволнового излучения.

Микроконтроллер. В дозиметре для реализации логики работы используется микроконтроллер на ARM архитектуре типа STM32, к которому для хранения обработанных данных подключена дополнительная FLASH память. Микроконтроллер характеризуется низким энергопотреблением при довольно высокой производительности.

USB разъем. Для связи с внешним считывающим устройством и подзарядки встроенного аккумулятора в дозиметре использован, встроенный в микроконтроллер интерфейс micro-USB.

Алгоритм работы устройства

Дозиметр при первой подаче питания или же очередном пробуждении запускает контроллер настроек, где происходит конфигурация портов ввода-вывода. После этого происходит проверка на наличие внешнего питания, по результатам которой при наличии внешнего питания запускается высокоскоростной внутренний источник тактирования HSI и HSI48 для инициализации USB. В случае отсутствия внешнего питания запускается более медленный, но в то же время более экономный внутренний мультискоростной RC генератор MSI и устройство переходит в автономный режим работы. Если это первое включение, то устройство запускает внешний часовой кварц LSE и часы реального времени RTC. При автономной работе в этот момент времени запускается АЦП, что отображается включением зеленого светодиода на боковой панели устройства. Далее устройство находится в режиме ожидания.

Если сработало прерывание об окончании получения данных на АЦП, что отображается выключением зеленого светодиода на боковой панели устройства, то происходит обработка этих данных и суммирование с предыдущими значениями. Далее происходит проверка внутреннего счетчика. В Backup регистры микроконтроллера записывается новая информация об указателе на адрес последних данных во FLASH памяти, где эти данные находятся в сохранности во время сна устройства.

Если сработало прерывание таймера RTC, то происходит запуск АЦП, что отображается включением зеленого светодиода на боковой панели устройства, и проверка на наличие внешнего питания. При отсутствии внешнего питания устройство переходит в автономный режим работы и отправляется в режим ожидания. При наличии внешнего питания устройство сразу отправляется в состояние ожидания.

Если пришли данные по USB от считывающего устройства, то дозиметр обрабатывает их и, в зависимости от запроса, формирует ответную посылку данных. Во время сессии связи через специальное ПО на считывающем устройстве возможно задание индивидуального номера дозиметра, синхронизация абсолютного времени, считывание произвольного фрагмента памяти устройства, чтение и запись указателя, удаление страниц во FLASH памяти. После сессии дозиметр переходит в режим ожидания.

Программное обеспечение внешнего компьютерного устройства

Для взаимодействия с дозиметром на компьютере используется программа Radiodoze. Она имеет несколько режимов работы. Перед запуском программы дозиметр через micro-usb кабель подключается к компьютеру.

Запуск программы управления дозиметром осуществляется с помощью файла «RadioLampGL.exe», после чего на экране появляется основное окно программы (рис. 7).

Для работы устройства в реальном времени необходимо нажать на кнопку «Start» в основном окне программы. Постепенно верхний и нижний графики начнут заполняться данными, и появится картина, аналогичная картине на рис. 7.

Остановка работы программы в режиме реального времени осуществляется при нажатии кнопки «Stop».

Количество точек на графике по умолчанию равно 10, этот параметр меняется в правом нижнем углу экрана, где задается значение для «Points number». Его можно менять в ходе работы программы.

Просмотр истории осуществляется нажатием кнопки «Show history», после чего появляется новое окно (рис. 8).

Справа от графика в окошках можно выбирать интересующие даты начала и конца периода. По умолчанию при первом открытии окна истории даты начала и конца периода выбираются минимальной (дата запуска дозиметра) и максимальной (настоящее время), соответственно. После выбора интересующих дат нужно нажать на кнопку «Show» для обновления информации. Под кнопкой «Show» отображается суммарная энергия, принятая дозиметром за выбранный временной интервал.

Рис. 7. Окна при отображении работы устройства в реальном времени.

Лабораторное исследование опытных образцов и их технические характеристики

Лабораторное исследование образцов дозиметра включали несколько типов испытаний:

- проверка логики функционирования устройства;
- качественная проверка чувствительности устройства;
- определение длительности автономной работы (работы без подзарядки аккумулятора);
- отображение записанных и текущих данных на экране внешнего устройства;
- сопоставление расчетной и экспериментально измеренной чувствительности.

Рис. 8. Окно программы при выводе записанной истории: интегральная принятая энергия (верхний график); текущая принимаемая мощность (нижний график).

После стандартных проверок, описанных выше, производилась калибровка дозиметров.

При калибровке использовался генератор СВЧ сигнала типа Г4–79, предназначенный для работы в диапазоне частот 1.8–2.6 ГГц, поверенное устройство для измерения электромагнитного поля ПЗ–33М, измеритель уровней электромагнитных полей EMR- 300 и дозиметры микроволнового излучения типа «Мера» с номерами 11 и 12 и ненаправленная антенна с полосой частот от 2 до 5 ГГц.

В соответствии с методикой, описанной в [2], измеритель поля и дозиметр последовательно размещались на расстоянии 40 см от антенны генератора в одной и той же точке пространства и с ориентацией, обеспечивающей совпадение максимумов диаграмм направленности антенны дозиметра и антенны генератора (обе имеют линейную поляризацию).

Измеритель поля ПЗ-33М снабжен антеннами, обеспечивающими прием излучения двух ортогональных линейных поляризации, поэтому углы его поворота относительно антенны генератора были не критичны.

Измерения производились во всем диапазоне частот работы генератора.

Типичная картина зависимости принимаемой мощности от частоты микроволнового излучения показана на рис. 9.

Рис. 9. Зависимости мощности принимаемого сигнала от частоты для стандартных измерителей ПЗ-33М и EMR-300 и дозиметров МЭРА № 11 и № 12 для расстояния 40 см.

По результатам измерений вводился поправочный коэффициент, обеспечивающий наилучшее соответствие показаний калибруемого дозиметра с измерителями уровня электромагнитных полей ПЗ-33М и EMR-300. После калибровки отличия показаний дозиметров и эталонного измерительного прибора в условиях экспериментов отличались в среднем не более чем на 2 дБ.

«Полевые» исследования с помощью опытных образцов

С использованием нескольких образцов была проведена оценка уровня микроволновых полей в различных условиях.

Моделирование интенсивности излучения вблизи головы человека. На рис. 10(а) показано поведение плотности электромагнитного поля на расстоянии 10 см от смартфона, работающего в режиме точки доступа WiFi при передаче видеопотока на другой смартфон. Из графика видно, что интенсивность потока время от времени превышает несколько микроватт на квадратный сантиметр, но не достигает уровня 10 мкВт/см².

Ситуация в значительной степени меняется если поднести дозиметр на расстояние в 1 см. В этом случае значительную часть времени уровень сигнала превышает 10 мкВт/см² и достигает значений в несколько десятков мкВт/см² (рис. 10(а)).

Группы измерений проводились также в метро, как на станциях, так и внутри поездов с различным числом активно работающих смартфонов в радиусе до трех метров, в автобусе при движении по центральной магистрали в домашних и офисных условиях.

Эксперименты в метрополитене. В настоящее время метро в крупных городах является местом повышенного уровня электромагнитного излучения. Это вызвано следующими причинами:

- повышенный уровень излучения сигнала мобильными телефонами в виду сложности установления связи с базовыми станциями;
- значительная плотность мобильных телефонов в вагонах метро (до 1–3 на квадратный метр);
- наличие Wi-Fi роутеров внутри вагонов;
- все вышеуказанные источники электромагнитного излучения находятся внутри металлического вагона, где сигнал отражается от его стенок, что может приводить к усилению электромагнитного излучения.

В ходе испытаний дозиметра «Мера» были проведены оценочные эксперименты по определению уровня электромагнитного излучения в московском метрополитене. В экспериментах использовалось следующее оборудование: измеритель уровней электромагнитных полей EMR-300; дозиметр «Мера»; ноутбук с соответствующим ПО для обработки сигналов с дозиметра.

Рис. 10. Режим реального времени. Работа смартфона в режиме точки доступа WiFi: расстояние до дозиметра 10 см (а), расстояние до дозиметра 1 см (б).

На перроне станции метрополитена прибором EMR-300 были зафиксированы значения в диапазоне 0.5–1.5 мкВт/см². Затем были проведены измерения внутри вагона метро, при среднем заполнении пассажирами. Результаты измерений при помощи EMR-300 показали пиковые значения принимаемой мощности электромагнитного излучения в пределах 0.5–10 мкВт/см².

Далее в течении нескольких дней производилась автоматическая показаний дозиметра при поездках в вагоне метро. Это позволило определить диапазон изменений принимаемой плотности излучения. Он составил от 0,1 до 8 мкВт/см², что в целом согласуется с данными измерений, полученных с помощью измерителя EMR-300.

Обобщенное представление о динамике уровня излучения в зависимости от времени суток и местоположения дает график на рис. 8, на котором представлена зависимость изменения интенсивности от времени в течение 50 суток.

Периодические пиковые участки соответствуют дневному времени и нахождению в местах с интенсивным обменом информацией. Участки без всплесков соответствуют нахождению устройства в домашних условиях вдали от активно работающих точек доступа WiFi. Понижение общего уровня в центре графика длительностью около двух недель соответствует нахождению в загородной зоне с малой интенсивностью работы мобильных средств связи.

Заключение

В статье рассмотрена проблема оценки уровня интенсивности микроволнового электромагнитного излучения на элемент площади за длительное время в определенном месте пространства или в привязке к биологическому объекту. Показывается, что наиболее информативными являются длительные измерения уровня «электромагнитного смога» при соответствующей записи результатов и их обработке. Для таких длительных измерений, по аналогии с дозиметрией ионизирующих излучений (радиации) используется термин дозиметрия электромагнитного микроволнового излучения.

Показано, что для решения задач персональной дозиметрии требуются устройства с характеристиками, которые в совокупности отсутствуют у аппаратуры, имеющейся на рынке.

Сформулированы требования к дозиметру.

Представлено разработанное устройство «Мера», которое удовлетворяет основным требованиям к персональным дозиметрам электромагнитного микроволнового излучения, и приведены некоторые результаты его применения.

Список литературы

1. Зубарев Ю. Б. Мобильный телефон и здоровье. М.: Библио Глобус. 2018. 160 с. ISBN 978-5-907063-37-2
2. Григорьев Ю. Г., Григорьев О. В. Сотовая связь и здоровье (электромагнитная обстановка. Радиобиологические и гигиенические проблемы. Прогноз опасности). М.: Экономика. 2016. 574 с.
3. Григорьев О. А., Зубарев Ю. Б. Внимание: мобильный телефон! // Вестник связи. 2019. № 9. С. 46–48.
4. Гурьянов И., Посакахин В., Хоменко В., Мельгунов Д., Бачкова С. Требования СанПиН в РФ тормозят 5G // Стандарт. 2019. № 7–8. С. 60–65.
5. Временные санитарные правила для работы с промышленными ламповыми установками высокочастотного нагрева». № 180–56. 1955.
6. Временные санитарные правила для работы с генераторами сантиметровых волн. № 273–58. 1958.
7. Временные допустимые уровни (ВДУ) воздействия электромагнитных излучений (ЭМИ), создаваемых системами сотовой радиосвязи. ГН2.1.8/2.2.4.019–94. 1994.
8. Электромагнитная гигиена — двустороннее движение производителя и пользователя // Крылья родины. 2019. <http://www.kr-media.ru/news/samoletoostroenie/elektromagnitnaya-gigiena-dvustoronnee-dvizhenie-proizvoditelya-i-polzovatelya/>
9. Narda STS-Nardalert S3-Datasheet // https://www.narda-sts.us/pdf_files/nardalert_datasheet.pdf
10. Уваров А. и др. О фундаментальных ограничениях сверхширокополосных антенн // Радиотехника и электроника. 2019. Т. 64. No. 3. С. 268–273. DOI: 10.1134/S0033849419030185
11. Uvarov, A., Gerasimov, M., and Uvarov, A. Designing a Printed Miniature Antenna for 3–5 GHz Range Integrated on PCB with UWB Direct Chaotic Transceiver Module // 2017 Progress in Electromagnetics Research Symposium-Spring (PIERS). IEEE, 2017. P. 2680–2687. DOI: 10.1109/PIERS.2017.8262206
12. Уваров А. В. Частотные характеристики печатной дисковой монополярной антенны // Успехи современной радиоэлектроники. 2013. No. 3. С. 103–109.
13. Гуляев Ю. В., Дмитриев А. С., Лазарев В. А., Мохсени Т. И., Попов М. Г. Взаимодействие и навигация роботов на основе сверхширокополосной прямохаотической связи // РЭ. 2016. Т. 61. № 8. С. 765–772. DOI: 10.7868/S0033849416080040
14. Дмитриев А. С., Герасимов М. Ю., Ицков В. В., Лазарев В. А., Попов М. Г., Рыжов А. И. Активные беспроводные сверхширокополосные сети на основе хаотических радиоимпульсов // РЭ. 2017. Т. 62. № 4. С. 354–363. DOI: 10.7868/S0033849417040052
15. Гуляев Ю. В., Дмитриев А. С., Ицков В. В., Петросян М. М., Рыжов А. И., Уваров А. В. Экспериментальная ячейка приемника радиосвета // Письма в ЖТФ. 2018. Т. 44. № 21. С. 81–90.

Поступила 18 февраля 2020 г.

MICROWAVE ELECTROMAGNETIC DOSIMETRY OF PERSONAL ECOLOGICAL SPACE

A.S. DMITRIEV, V.V. ITSKOV, A.I. RYZHOV, AND A.V. UVAROV

doi: 10.25210/jfop-2001-085099

The increase in the intensity of electromagnetic microwave radiation of anthropogenic origin in the surrounding space in recent years has led to the fact that most of the world's population is forced to constantly live in the environment «polluted» by these emissions - «electromagnetic smog».

At certain levels of power density (the bottom border is poorly understood) microwave radiation can have a negative effect on people and the biological environment as a whole. Analysis of the situation shows that, unlike other types of pollution, electromagnetic pollution has an extremely uneven spatial and temporal structure. This means, in particular, that its instant measurement in some place at some time may be uninformative in terms of assessing the impact on the biological environment. For an adequate understanding of the level of exposure, sufficiently long-term measurements are needed that must be carried out (and their results must be recorded), either in relation to a specific place, or to a specific biological object (for example, a person) or even a certain part of it.

Such measurements will allow one to get a picture of the intensity of electromagnetic pollution over time (in case of measurements carried out with biological objects, to some extent in space, since the time is stored in the records that could restore the location of measurements), as well as the total microwave electromagnetic energy taken per unit area.

In the case of measurements applied to a biological object we are talking about local spatial measurements in the vicinity of the object. Then with respect to such an object it is appropriate to use the term «personal space» or «Personal ecological space», since this is one of the factors related to the environment. It is this «personal ecological space» where electromagnetic microwave dosimetry is carried out.

It is shown that solving the problem requires the creation of special measuring devices - dosimeters of microwave electromagnetic radiation.

The device «Mera» meeting all the basic requirements for dosimeters is proposed and described in the article. The principles of its work and characteristics are considered. The first experimental data on the use of the device are presented.

СПЕКТРАЛЬНЫЕ МЕТОДЫ И УСТРОЙСТВА

УДК 681.785.574

СИСТЕМА УПРАВЛЕНИЯ И СБОРА ДАННЫХ ДВУХЗОНДОВОГО ФУРЬЕ-СПЕКТРОМЕТРА

© Авторы, 2020

doi: 10.25210/jfop-2001-0100107

Вагин В. А. — д.т.н., заведующий отделом инфракрасной спектроскопии, Научно-технологический центр уникального приборостроения РАН, Москва. E-mail: vaguine@mail.ru

Хорохорин А. И. — с.н.с., Научно-технологический центр уникального приборостроения РАН.

Аннотация

Описана оптическая схема двухзондового фурье-спектрометра, обеспечивающего одновременное измерение спектральных характеристик двух разных объектов. Рассмотрена структурная схема системы управления и регистрации интерферограмм. Приведены ее основные характеристики и параметры. Подчеркнута уникальность и принципиальные особенности каждого из узлов системы. Особое внимание уделено комплексному подходу к решению задачи рафинирования сигнала интерферограммы из мультимплексного без применения стандартных буферов FIFO и LIFO.

Ключевые слова: фурье-спектрометр, интерферограмма, оптоволоконный зонд, интерферометр, референтный канал, подвижный отражатель, система управления и сбора данных, FIFO

Abstract

The optical scheme of a two-probe Fourier spectrometer providing simultaneous measurement of spectral characteristics of two different objects is described. The structural diagram of the control system and registration of interferograms is considered. Main characteristics and parameters of this system are given. The uniqueness and fundamental features of each of the nodes of the system are emphasized. Particular attention is paid to an integrated approach to solving the problem of refining an interferogram signal from a multiplex signal without the use of standard FIFO and LIFO buffers.

Keywords: Fourier spectrometer, interferogram, fiber-optic probe, interferometer, reference channel, mobile reflector, control and data acquisition system, FIFO

Двухзондовый фурье-спектрометр (ФС) — это минимальный вариант многозондового фурье-спектрометра [1]. Он может с помощью оптоволоконных зондов одновременно измерять спектральные характеристики двух разных объектов или различные спектральные параметры одного объекта без какой-либо пробоподготовки. Такой спектрометр может производить сравнительные измерения эталонного и исследуемого объекта, как в статике, так и в динамике.

Рис. 1. Оптическая схема двухзондового Фурье-спектрометра.

На рис. 1 приведена оптическая схема такого Фурье-спектрометра. Основным его узлом является интерферометр, образованный светоделителем 8 и подвижным 7 и неподвижным 6 отражателями в плечах интерферометра. Входное излучение, прошедшее через интерферометр, интерферирует. В результате на его выходе возникает проинтерферировавший поток излучения (интерферограмма), который далее направляется на исследуемые объекты 20 и 21 и фотоприемники 18 и 19.

Измеряемые фотоприемниками значения интерферограмм, зависят от оптической разности хода (ОРХ), проходимой световыми пучками в плечах интерферометра. Если записать эти интерферограммы как функции ОРХ, то выполнив их Фурье-преобразование, получим спектр излучения, падающего на фотоприемники, как функцию длины волны излучения или функцию его волнового числа. Для измерения ОРХ используется референтный канал. Этот канал состоит из источника 1 референтного излучения (гелий-неонового лазера), плоских зеркал 4 и 5, направляющих это излучение в интерферометр и с его выхода на фотодиод 9.

Излучение источника 2 направляется в интерферометр посредством внеосевого параболического зеркала 3, в фокусе которого и установлен источник. Далее с выхода интерферометра излучение основного канала направляется посредством конденсора 11 на опторазъем 12, к которому подключается оптоволоконный жгут 13, состоящий из входных оптоволоконных зондов 14 и 15. С выхода этих зондов излучение (несущее информацию об объектах 20 и 21, исследуемых с помощью оптоволоконных зондов) посредством конденсоров 16 и 17 направляется на ИК фотоприемники 18 и 19. В результате, перемещение подвижного отражателя, обеспечивает регистрацию интерферограммы, как функцию ОРХ. Проведя последующую обработку измеренных интерферограмм с обоих зондов, получаем интересные спектрограммы исследуемых объектов.

Система управления и сбора данных (СУСД) предназначена для регистрации интерферограмм двухзондового фурье-спектрометра и передачи их в реальном времени в персональный компьютер (РС) а также управления приводом подвижного отражателя интерферометра спектрометра. Передача интерферограмм в РС идёт в темпе до 1 Мбайт/с. Скорость сканирования составляет 0.4 см/с. Число отсчётов интерферограммы в зависимости от спектрального разрешения варьируется от 2000 до 10^6 . Каждый отсчёт содержит 4 байта, из них 18 старших бит — значение интерферограммы, привязанное к текущей разности хода, 12 младших бит — значение скорости сканирования.

Рис. 2. Блок-схема СУСД ФС.

1. Модуль привода подвижного отражателя

Помимо основной задачи стабилизации скорости перемещения отражателя и поддержания устойчивости МППО синхронизирует передачу интерферограмм в РС и обеспечивает привязку отсчётов последних к текущей разности хода. Скорость сканирования поддерживается постоянной в обоих направлениях, что позволяет измерять спектры и на обратном ходе отражателя. В предлагаемой схеме пропорциональное и дифференцирующее звенья объединены. Дополнительно введены формирователи импульсов разворота и генератор меандра, подключаемый к усилителю мощности в случае разрегулирования по причине, например, деградации лазера, как источника референтного сигнала. Предлагаемая схема близка к системе управления, описанной в [3], но отличается способом разворота отражателя и методом защиты в случае разрегулирования, что улучшает ее характеристики.

Интегратор проходит состояние «0» (интегратор сброшен) всякий раз, когда его входное напряжение (ошибки по скорости) проходит через значение 0 вольт. В этом же состоянии Интегратор оказывается некоторое время по включению питания. Маятниковое движение подвижного зеркала интерферометра обеспечивается сменой знака напряжения на двигателе при достижении концевых выключателей.

Схема формирувача сигнала ошибки скорости приведена на рис. 3.

Схема выполнена на микросхемах операционных усилителей КФ140УД20А U8 и U11: А. Сравнение сводится к вычитанию тока через резистор R1, который пропорционален напряжению преобразователя F/U, и тока задатчика скорости. Выходное напряжение усилителя U8: А поступает на повторитель коммутатора U8: В.

Пропорционально-дифференцирующее и интегрирующее звенья

Сигнал повторителя с двузначным коэффициентом передачи является общим для интегратора и пропорционально-дифференцирующего звена. Пропорционально-дифференцирующее звено собрано на ус-

лителе U17: А. Емкость C24 в обратной связи усилителя определяет верхнюю частоту среза. Интегрирующее звено состоит из интегратора (U17: В, C57, R36) и повторителя на U14: А. Емкость C57 интегратора заряжается через резистор R36 и разряжается через резистор R43. Разряд происходит всякий раз, когда разностное входное напряжение меняет знак, а также на разворотах и по включении питания (сброс интегратора). Для сброса интегратора используется аналоговый ключ ADG451BR.

Рис. 4. Пропорционально-дифференцирующее и интегрирующее звенья.

Мультиплексор управляющих напряжений

Мультиплексор (рис. 5) складывает сигналы пропорционально-дифференцирующего и интегрирующего звена. В зонах разворота вместо этой суммы на вход усилителя мощности поступают «импульсы разворота». В точках разворота скорость сканирования проходит через значение 0 и стабилизировать скорость нет необходимости. На разворотах обратная связь ПИД разрывается.

Если сигнал лазера референтного канала становится ниже нормы, то к входу усилителя мощности подключается генератор. При этом подвижное зеркало как бы «зависает», не двигаясь ни вперёд, ни назад.

Рис. 5. Мультиплексор управляющих напряжений.

На время длительности импульсов разворота к обмотке двигателя прикладывается напряжение соответствующего знака, форсирующее смену направления перемещения подвижного зеркала интерферометра.

Линейный двигатель

Отличительной особенностью двигателя [4,5] является разомкнутость магнитной системы, что обеспечивает меньшую величину индуктивности управляющей обмотки практически без снижения коэффициента преобразования.

Для диапазона перемещения 80 мм коэффициент преобразования изготовленного двигателя составляет 7.46 Н/А, индуктивность катушки — 8.8 мГн, сопротивление — 6.0 Ом. Сила трения в направляющей составляет около 10Г, масса подвижной части — 280 г.

В приводе использована линейная направляющая фирмы HIWIN. Магнит двигателя выполнен из материала NdFeBN33.

2. Модуль регистрации интерферограммы

Информация в РС поступает блоками по 512 32-битных слов. Младшие 14 бит в слове занимает скорость сканирования. Слежение за скоростью позволяет отбраковывать неудачные интерферограммы при накоплении спектров. При отбраковке интерферограмм принимается во внимание также смещение максимума интерферограммы по отношению к положению максимума интерферограммы первой записи.

Аналого-цифровой преобразователь

Упрощённая схема аналого-цифрового преобразователя (АЦП) показана на рис. 6. Схема состоит из АЦП AD7634, источника референтного напряжения ADR445 и драйвера AD8139. АЦП аппаратно сконфигурирована на диапазон входных сигналов ± 10 В, внешний источник опорного напряжения, разрядность 18 и параллельный вывод побайтно.

Рис. 6. Упрощённая схема АЦП.

Конфигурационный регистр АЦП для программной перестройки не используется, хотя это давало бы возможность управления динамическим диапазоном. Динамический диапазон установлен подключением входов BIPOLAR(к.36) и TEN(к.30) к высокому уровню (high). Внешний источник референтного напряжения разрешён высокими уровнями на входах PDREF и PDBUF. Низкий уровень на входе MODE0 и высокий на входе MODE1 разрешают считывание выходного кода АЦП побайтно. Очередность считывания следующая: сначала старший байт (уровни на входах A0 и A1 низкие), затем средний (уровень A0 — низкий, A1 — высокий) и, наконец, два последних бита (уровень A0 — высокий, A1 — низкий).

Важной особенностью АЦП AD7634 является тот факт, что работа его устройства выборки-хранения и формирование выходного кода не зависят от состояния сигналов CS и RD, разрешающих считывание кода. Это даёт возможность запускать оба АЦП одновременно импульсом CNVST, а читать поочерёдно, подавая низкий уровень сигнала CS.

Управление АЦП осуществляется микроконтроллером (МК) AtmelATMega32, схема которого приведена на рис. 7.

[1 2 3 4 5 6 7 8 9 10 11 12 13 14 15 16 17 18 19 20 21 22 23 24 25 26 27 28 29 30 31 32 33 34 35 36 37 38 39 40 41 42 43 44 45 46 47 48 49 50 51 52 53 54 55 56 57 58 59 60 61 62 63 64 65 66 67 68 69 70 71 72 73 74 75 76 77 78 79 80 81 82 83 84 85 86 87 88 89 90 91 92 93 94 95 96 97 98 99 100]

Основная задача МК состоит в регистрации интерферограммы и передачи её в РС в реальном времени, а также задании нужной скорости передвижения подвижного зеркала. Тактовая частота микроконтроллера стабилизирована кварцем 16 МГц.

Синхронизация записи интерферограммы (привязка отсчётов АЦП к разности хода) происходит по «меткам» референтного канала FRef. Сигналы START и FRef поступают от модуля привода подвижного отражателя.

Передача массива интерферограммы в РС происходит через мост USB FT245BL.

Порт С МК ATmega32(A5), оба АЦП А1 и А2, входной регистр моста USB FT245BL(A4) объединены восьмизначной шиной данных, АЦП включены параллельно по сигналу запуска CNVST, сигналам выбора байта А0 и А1, сигналам RD, BUSY. Единственный индивидуальный сигнал для каждого АЦП — сигнал выбора микросхемы CS. По этому сигналу байт АЦП считывается микроконтроллером в РС.

Массив двух интерферограмм, поступивший в РС, делится на два. На рис. 8 продемонстрировано выделение сигнала генератора, поданного на один из АЦП. За выделенным сигналом на графике следует нерафинированный массив.

Заключение

Предлагаемая система управления и сбора данных двухзондового фурье-спектрометра является развитием идей и системы, описанной в [1,7-10]. В работе нашли отражение и продолжение лучшие идеи, высказанные в [3]. Конечно, цифровая система управления линейным двигателем, использующая сигнальный процессор, привлекательна, но более затратная, хотя первая даёт заметный выигрыш, когда спектрометр используется в полевых условиях, где вибрации и заклон более ощутимы. Реализация системы управления показала сходимость её параметров рассчитанным по модели. Особенное внимание уделено защите оптических узлов от разрушения при разрегулировании петли управления. Система регистрации интерферограмм отличается простотой и компактностью. В ней нет традиционных для многоканальных систем буферов хранения типа FIFO или LIFO, разве что внутренний регистр моста USB, хотя при проектировании системы применение микросхем памяти рассматривалось. Алгоритм передачи интерферограмм оптимизировался с программой приёма и обработки их в РС, что позволило использовать программный продукт, предназначенный для одноканального спектрометра с небольшими изменениями, касающимися рафинирования мультимплексной записи с целью выделения канала.

Список литературы

1. Балашов А.А., Вагин В.А., Голяк И.С., Морозов А.Н., Хорохорин А.И., Многоканальный динамический ИК-фурье-спектрометр // Журнал прикладной спектроскопии. 2017. Т. 84. № 4. С. 643–647.
2. Все о ПИД-регуляторах. <http://www.dynsoft.ru/PID.php>
3. Морозов А.Н., Светличный С.И. Основы фурье-спектрометрии / М.: Наука, 2014.
4. Балашов А.А., Нестерук Иг.Н., Нестерук Ир.Н. Линейный двигатель с постоянным магнитом // Патент РФ на изобретение RU2648682 Бюл. № 10 28.03.2018.
5. Балашов А.А., Вагин В.А., Нестерук И.Н., Хасанов И.Ш., Хорохорин А.И. Новый линейный двигатель для ИК фурье-спектрометра // Труды научно-технического общества радиотехники, электроники и связи им.А.С.Попова. Серия «Акустооптические и радиолокационные методы измерений и обработки информации», Выпуск X. Материалы 10-й Международной научно-технической конференции. г. Суздаль. 1–4 октября 2017.
6. Балашов А.А., Вагин В.А., Хорохорин А.И. Фурье-спектрометр // Патент РФ на полезную модель RU157021 U1 16.07.2015.
7. Вагин В.А., Даниелян Г.Л. Многозондовая фурье-спектроскопия // Физические основы приборостроения. 2016. Т. 5. № 4(21). С. 96–103.
8. Вагин В.А., Хорохорин А.И. Система управления, регистрации и обработки спектральной информации многозондового ИК фурье-спектрометра // Физические основы приборостроения. 2018. Т. 7. № 3(29). С. 8–15. DOI: 10.25210/jfor-1803-008015
9. Вагин В.А., Хорохорин А.И. Эквидистантность точек регистрации интерферограммы в фурье-спектрометре // Физические основы приборостроения. 2019. Т. 8. № 3(33). С. 8–15. DOI: 10.25210/jfor-1903-097102
10. Вагин В.А., Хорохорин А.И. Система регистрации интерферограмм в двухзондовом (двухканальном) фурье-спектрометре // Физические основы приборостроения. 2019. Т. 8. № 4(34). С. 11–15. DOI: 10.25210/jfor-1904-011015

Поступила 20 марта 2020 г.

DATA ACQUISITION AND CONTROL SYSTEM OF TWO-PROBE FOURIER SPECTROMETER

V.A. VAGUINE, A.I. KHOROKHORIN

Scientific and Technological Center for Unique Instrumentation RAS

doi: 10.25210/jfop-2001-0100107

The optical scheme of a two-probe Fourier spectrometer providing simultaneous measurement of spectral characteristics of two different objects is described. The structural diagram of the control system and registration of interferograms is considered. Main characteristics and parameters of this system are given. The uniqueness and fundamental features of each of the nodes of the system are emphasized. Particular attention is paid to an integrated approach to solving the problem of refining an interferogram signal from a multiplex signal without the use of standard FIFO and LIFO buffers.

Уважаемые читатели!

Подписка на журнал оформляется через подписное агентство «Книга-Сервис» и объединенный каталог «Пресса России» (подписной индекс **29196**)

Журнал включен:

- В *Российский индекс научного цитирования (РИНЦ)*.
- В базу данных *Russian Science Citation Index (RSCI)* на платформе *Web of Science*.
- В *Перечень рецензируемых научных изданий, в которых должны быть опубликованы основные научные результаты диссертаций на соискание ученой степени кандидата наук, на соискание ученой степени доктора наук*.

К 80-ЛЕТИЮ ИГОРЯ БОРИСОВИЧА ФЕДОРОВА

15 апреля 2020 г. исполняется 80 лет члену редколлегии журнала «Физические основы приборостроения», доктору технических наук, профессору, академику РАН Игорю Борисовичу Федорову.

Родился 15 апреля 1940 года в Москве. В 1963 году окончил Приборостроительный факультет Московского высшего технического училища имени Н.Э. Баумана по специальности «Радиоэлектронные системы». Трудовой путь в МГТУ им. Н.Э. Баумана: инженер профилирующей кафедры «Радиоэлектронные устройства», ассистент кафедры, доцент, профессор. С 1983 года по настоящее время (с перерывом в 1988-1997 гг.) заведующий кафедрой «Радиоэлектронные системы и устройства». В 1991-2010 гг. ректор Университета — став первым с 20-х годов XX века выборным ректором старейшего технического вуза России. В 2010 году избран президентом МГТУ им. Н.Э. Баумана.

Специалист в области радиолокационных информационных систем.

Академик И.Б. Федоров — известный советский и российский учёный в области теории загоризонтной радиолокации и проектирования комплексов многопозиционных локационных станций. Сфера его научной деятельности: проектирование комплексов многопозиционных локационных станций, создание систем обработки информации в радиотехнических и радиолокационных системах повышенной помехозащищенности и информативности, исследования в области теории загоризонтной радиолокации.

Научные результаты И.Б. Федорова внедрены в серийные и уникальные образцы радиолокационных систем и в РЛС гидрометеорологического мониторинга.

Является научным руководителем одной из крупнейших в высшей школе Отраслевой лаборатории радио и электронной техники, проводящей теоретические и экспериментальные исследования и осуществляющей разработку перспективной радиолокационной техники.

Им создана научная школа в области радиолокационных систем повышенной помехозащищенности и информативности, работающих в условиях воздействия интенсивных помех и сложной геофизической обстановки на трассе распространения сигнала. Под его руководством защищено 5 докторских и более 20 кандидатских диссертаций; при его непосредственном участии подготовлено более 2000 радиоинженеров.

И.Б. Федоров автор более 230 научных работ, в числе которых 15 монографий и 16 авторских свидетельств.

Главный редактор и член редколлегий ряда ведущих научных журналов.

Член Совета при Президенте РФ по науке, технологиям и образованию, член НТС при Совете Безопасности РФ, член НТС ВПК при Правительстве РФ, член Президиума ВАК Минобрнауки России.

Член Межведомственной комиссии по научно-инновационной политике при Правительстве РФ, сопредседатель Координационного научно-технологического экспертного совета по проблемам развития базовых радиолокационных и радиоэлектронных технологий. Входит в Совет при Президенте Российской Федерации по науке, технологиям и образованию.

Заслуженный деятель науки и техники РФ. Награжден орденами «За заслуги перед Отечеством» IV, III и II степени. Лауреат премии Президента РФ в области образования, дважды премии Правительства РФ в области образования, премии Правительства РФ в области науки и техники.

Кавалер Национального ордена заслуг Французской Республики за укрепление сотрудничества в сфере науки и образования между высшими учебными заведениями России и Франции, ордена «ICEPEC» степени «GRAND OFFICIER» Бельгии.

**Редакция журнала, коллеги и друзья от всей души поздравляют
Игоря Борисовича с 80-летием, желают ему крепкого здоровья,
удачи, дальнейших творческих успехов в научной
и педагогической деятельности!**

РУБРИКИ ЖУРНАЛА

Обзоры Reviews	Физические основы приборостроения Physical Bases of Instrumentation
Математическое моделирование физических процессов Mathematical Modeling of Physical Processes	для биологии и медицины for Biology and Medicine
Приборы и методы быстропротекающих физических процессов Devices and Methods of Fast-Proceeding Physical Processes	Методы высокоточных измерений и воспроизведения физических величин Methods of High-Precision Measurements and Reproduction of Physical Values
Приборы и методы оценки погрешности физических величин Devices and Methods of an Assessment of an Error of Physical Values	Приборы и методы экспериментальной физики The devices and methods of experimental physics
Приборы и методы физики и техники СВЧ диапазона Microwave Range Devices and Methods of Physics and Techniques	Физические основы приборов и устройств Physical Bases of Instruments and Devices
Приборы и методы измерений в миллиметровом и субмиллиметровом диапазонах Devices and Methods of Measurements in Millimeter and Submillimeter Ranges	Приборы и устройства Instruments and Devices
Лазерная физика и техника Laser Physics and Technique	Оптические материалы и технологии Optical Materials and Technologies
Приборы и методы дистанционного зондирования Devices and Methods of Remote Sensing	Спектральные методы и устройства Spectral Methods and Devices
Радиолокационные средства и системы Radars and Systems	Акустооптические и оптоакустические методы и устройства Acousto-optic and Opto-Acoustic Methods and Devices
Физические основы приборов и устройств метрологии Physical Bases of Metrology Instruments and Devices	Физика плазмы в приборостроении Plasma Physics in Instrumentation
Проблемы оптического приборостроения на основе метаматериалов Problems of Optical Instrumentation on the Basis of Metamaterials	Физика и техника плазмы Physics and Technique of Plasma
Проблемы обработки сигналов и изображений в акустооптике и радиофизике Problems of Signal and Image Processing in Acousto-Optics and Radiophysics	Новые математические и физические методы New Mathematical and Physical Methods
Проблемы атомной науки и техники Problems of Atomic Science and Technology	R-функции, атомарные функции, вейвлеты, фракталы и хаос в физике и технике R-functions, Atomic Functions, Wavelets, Fractals, and Chaos in Physics and Engineering
Информационно-измерительные системы Information-Measuring System	Электродинамика искусственных сред и структур Electrodynamics of Artificial Materials and Structures
Методы радиолокационных и радиометрических измерений Methods of Radar and Radiometric Measurements	Электродинамика низко и высокотемпературных сверхпроводящих структур Electrodynamics of Low- and High-Temperature Superconducting Structures
Физические основы космического приборостроения Physical Bases of Space Instrumentation	Новости науки Science News
	Краткие сообщения Brief Communications
	Памятные даты Memorable Dates
	Наши юбиляры Our Hero of the Day
	В помощь экспериментатору To Help the Experimenter
	Информация Information

**ПРАВИЛА ОФОРМЛЕНИЯ РУКОПИСЕЙ,
НАПРАВЛЯЕМЫХ В РЕДАКЦИЮ ЖУРНАЛА
«ФИЗИЧЕСКИЕ ОСНОВЫ ПРИБОРОСТРОЕНИЯ»**

1. К публикации принимаются оригинальные работы, не предназначенные для публикации в других изданиях.
2. Необходимы следующие материалы:
 - сопроводительное письмо,
 - акт экспертизы,
 - соответствующий индекс универсальной десятичной классификации (УДК) литературы,
 - название на русском и английском языках,
 - фамилии и инициалы авторов на русском и английском языках (фамилии следуют в алфавитном порядке),
 - аннотацию на русском и английском языках,
 - ключевые слова на русском и английском языках,
 - краткое содержание статьи (реферат) на русском и английском языках объемом 1–2 с,
 - текст статьи вместе с рисунками и таблицами,
 - список литературы в соответствии с ГОСТ Р 7.0.5-2008,
 - краткие сведения об авторах, включающие контактный телефон, фамилию, имя, отчество (полностью), ученую степень (звание), место работы, служебные и домашние адреса авторов с обязательным указанием почтового индекса и номеров телефонов, адрес электронной почты (на отдельной странице на русском и английском языках).
3. Статья представляется в виде файлов формата **MS Word 97-2003 (*.doc)** и одного экземпляра распечатки с полупетельным межстрочным интервалом. Файлы могут быть записаны на оптический (CD, DVD) носитель, а также высланы по электронной почте редакции. Статья должна иметь сквозную нумерацию.
4. При наборе текста используются стандартный True Type шрифт — Times New Roman. Устанавливаемый размер бумаги — A4 (210×297 мм).
5. Формульные выражения, а также отдельные символы выполняются исключительно в редакторе формул **MathType**.
6. Иллюстрации выполняются в виде **графических файлов** (цветных/черно-белых) в **растровом** (*.tiff с сжатием без потери качества (LZW) или *.png) или **векторном** формате. Разрешение изображений должно быть не хуже **300 dpi** и шириной не менее 8 см (абсолютные размеры изображения **не менее 1000×1000 точек**). Все иллюстрации сопровождаются подрисовочными подписями (не повторяющими фразы-ссылки на рисунки в тексте), включающими в себя номер, название и при необходимости условные обозначения. Рисунки должны соответствовать следующим требованиям:
 - буквенные и цифровые обозначения на рисунках по **начертанию** и **размеру** должны соответствовать обозначениям в тексте статьи,
 - текстовая информация и условные обозначения выносятся из рисунка в текст статьи или подрисовочные подписи,
 - для оформления рисунков **не допускается применять средства рисования Word**, а также таблицы. Режим обтекания только «в тексте» с выравниванием по центру.Иллюстрации должны быть включены в текст, а также представлены отдельными графическими файлами.
7. Термины, определения и единицы физических величин должны соответствовать действующим ГОСТ.
8. В формулах латинские буквы следует набирать курсивом, а цифры, греческие строчные и прописные символы прямо. Векторы и матрицы следует набирать прямыми жирным шрифтом; «exp(.)» в значении экспоненты набирать прямым светлым шрифтом. В индексах сокращения от русских и английских слов следует набирать прямым шрифтом.
9. Формулы нумеруются в круглых скобках (например, (2)), литературные ссылки в прямых — [2], подстрочные замечания оформляются сноской.
10. На последней странице рукописи должны быть подписи всех авторов.
11. Редакция не ставит в известность авторов об изменениях и сокращениях рукописи, имеющих редакционный характер и не затрагивающих принципиальных вопросов.
12. Рукописи, в которых не соблюдены данные требования, возвращаются авторам без рассмотрения.
13. Редакция оставляет за собой право использовать наиболее интересные статьи в периодических тематических сборниках библиотек журнала. Предоставление редакции рукописи является подтверждением согласия автора на указанное выше использование его произведения.
14. Авторы статей несут ответственность за полноту и достоверность цитируемой в них литературы, а также за публикацию заимствованного материала без ссылки на источник.
15. За достоверность сведений, изложенных в публикациях, редакция и издатель ответственности не несут.
16. За публикацию материалов, содержащих закрытые сведения, авторы несут персональную ответственность на основании действующих законодательных актов.
17. Итоговое решение об одобрении или отклонении представленного в редакцию материала принимается редакционной коллегией и является окончательным.

ИНФОРМАЦИЯ

УВАЖАЕМЫЕ ЧИТАТЕЛИ, В ИЗДАТЕЛЬСТВЕ «ТЕХНОСФЕРА» ВЫШЛИ МОНОГРАФИИ

Кравченко В.Ф., Чуриков Д.В. Цифровая обработка сигналов атомарными функциями и вейвлетами. М.: Техносфера, 2019 (Дополнительный тираж). 182с.

ISBN 978-5-94836-506-0

Под редакцией заслуженного деятеля науки РФ,
доктора физико-математических наук, профессора В.Ф. Кравченко

Аннотация

Монография посвящена исследованию, развитию и разработке методов анализа физических систем на основе теорий атомарных, R- и WA- систем функций, построению алгоритмов обработки и моделирования процессов дистанционного зондирования и радиоастрономии с целью улучшения физических характеристик передачи, восстановления и распознавания многомерных сигналов. Рассматриваются новые весовые функции (окна) и фильтры с конечной импульсной характеристикой на их основе, а также ортогональные и аналитические вейвлеты. Исследована обобщенная теорема отсчетов на основе атомарных функций и её частные случаи. Разработан алгоритм синтеза многомерных функций с произвольной геометрией опорной области. Предложено и обосновано обобщение функции неопределенности по времени и частоте применительно к анализу сложных зондирующих сигналов.

Книга предназначена для научных работников, аспирантов и студентов, работающих в области цифровой обработки сигналов применительно к современным задачам радиопизики и радиотехники.

Кравченко В.Ф., Кравченко О.В. Конструктивные методы алгебры логики, атомарных функций, вейвлетов, фракталов в задачах физики и техники. М.: Техносфера, 2018. 696с.

ISBN 978-5-94836-518-3

Под редакцией заслуженного деятеля науки РФ,
доктора физико-математических наук, профессора В.Ф. Кравченко

Аннотация

В монографии изложены конструктивные методы алгебры логики, теория R-функций (функций В.Л. Рвачева), атомарных функций (АФ), вейвлетов, WA-систем функций и фракталов применительно к задачам современной физики и техники. Теория R-функций, содержащая в себе идеи булевой алгебры и аналитической геометрии, представляет собой универсальный математический аппарат, позволяющий в неявном виде получать уравнения границ областей произвольной геометрии. На основе этих уравнений осуществляется построение структур решения краевых задач в областях сложной формы, т.е. таких аналитических выражений, которые априори удовлетворяют заданным краевым условиям. Структуры решения зависят от неопределенных компонент, находящихся из условия минимизации функционала Ритца или одним из проекционных методов.

В главах 1–4 и приложениях описаны алгоритмы и приведены многочисленные примеры решения различных типов внешних и внутренних краевых задач электростатики и электродинамики в областях сложной формы. В главе 5 рассмотрено построение новых ортогональных вейвлетов Кравченко на основе атомарных функций. Глава 6 посвящена построению новых конструкций ортогональных вейвлетов на основе АФ $h(x)$. Обосновано обобщение функции неопределенности (ФН) по времени и частоте на основе семейства АФ применительно к цифровой обработке сигналов в антенных системах. Исследован новый класс аналитических вейвлетов Кравченко–Рвачева (АКР-вейвлетов). В главе 7 предложен и обоснован новый метод решения краевых задач для дифференциальных уравнений в частных производных эллиптического типа на основе R-функций и вейвлетов применительно к волноводам сложного поперечного сечения. В главе 8 и приложении к ней построен и обоснован новый класс фрактальных функций с учетом специфических свойств атомарных функций. Впервые получены новые синтезированные атомарно-фрактальные функции в комбинациях с классическими фрактальными функциями. Проведен численный эксперимент для одномерных, двумерных и кольцевых фрактальных антенных решеток.

Монография представляет интерес для научных работников, аспирантов и студентов старших курсов радиофизических и радиотехнических специальностей, а также специалистов, работающих в области вычислительной математики и физики. Рукопись монографии Кравченко В.Ф., Кравченко О.В. «Конструктивные методы алгебры логики, атомарных функций, вейвлетов, фракталов в задачах физики и техники» была рассмотрена на заседании Ученого совета Института радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова РАН 25 декабря 2015 года (выписка из протокола № 7) и рекомендована к опубликованию. При оформлении обложки использована иллюстрация знаменитой шахматной партии (Р. Фишер — М. Тайманов, Ванкувер, 1971), комментарий см. на стр. 695.

мир цифровой обработки

В.Ф. КРАВЧЕНКО,
Д.В. ЧУРИКОВ

Цифровая обработка
сигналов атомарными
функциями и вейвлетами

КРАВЧЕНКО ВИКТОР ФИЛИПОВИЧ –
заслуженный деятель науки РФ, д.ф.-м.н.,
профессор, институт радиотехники и
электроники им. В.А. Котельникова РАН,
научно-технологический центр
уникального приборостроения РАН,
Московский государственный
технический университет им. Н.Э. Баумана

ЧУРИКОВ ДМИТРИЙ ВЕКТОРОВИЧ –
к.ф.-м.н., институт радиотехники
и электроники им. В.А. Котельникова РАН,
научно-технологический центр
уникального приборостроения РАН,
Московский физико-технический
институт (государственный университет)
РОССИЙСКИЙ НОВЫЙ УНИВЕРСИТЕТ

- исследование, развитие и разработка
методов анализа физических систем
на основе теории атомарных
• в- и w-систем функций
- построение алгоритмов обработки и
подделения процессов
дистанционного зондирования и
радиостроения в целях улучшения
физических характеристик передачи
• восстановления и распознавания
нерегулярных сигналов

ТЕХНОСФЕРА

Цифровая обработка
сигналов атомарными
функциями и вейвлетами

цифровой обработки

XI
♦
15

цифровой обработки

В.Ф. КРАВЧЕНКО,
Д.В. ЧУРИКОВ

Цифровая обработка
сигналов атомарными
функциями и вейвлетами

ТЕХНОСФЕРА

Харьковский национальный университет
им. В.Н. Каразина

Московский государственный
технический университет
им. Н.Э. Баумана

Институт радиотехники и электроники
им. В.А. Котельникова РАН

В.Ф. Кравченко
О.В. Кравченко

КОНСТРУКТИВНЫЕ МЕТОДЫ АЛГЕБРЫ
ЛОГИКИ, АТОМАРНЫХ ФУНКЦИЙ,
ВЕЙВЛЕТОВ, ФРАКТАЛОВ В ЗАДАЧАХ
ФИЗИКИ И ТЕХНИКИ

В.Ф. Кравченко, О.В. Кравченко

КОНСТРУКТИВНЫЕ МЕТОДЫ АЛГЕБРЫ ЛОГИКИ, АТОМАРНЫХ ФУНКЦИЙ, ВЕЙВЛЕТОВ, ФРАКТАЛОВ В ЗАДАЧАХ ФИЗИКИ И ТЕХНИКИ

ТЕХНОСФЕРА

ISSN 2225-4293

9 772225 429003 >

<http://jfop.ru>

<http://dx.doi.org/10.25210/jfop-2001>