

МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ УКРАИНЫ  
ХАРЬКОВСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ ТЕХНИЧЕСКИЙ  
УНИВЕРСИТЕТ РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ

## РАДИОТЕХНИКА

Всеукраинский межведомственный  
научно-технический сборник

Юбилейный выпуск  
К 55-ЛЕТИЮ НАЧАЛА ПОДГОТОВКИ  
ИНЖЕНЕРНЫХ КАДРОВ ПО РАДИОТЕХНИКЕ  
В Г. ХАРЬКОВЕ (1946-2001)

Основан в 1965 г.

ВЫПУСК 120

Радиотехника  
621.396(06)

P 15



827851

НБ ХНУРЕ

2001

Харківський державний технічний  
університет радіоелектроніки

УДК 621.3

*Сборник включен в список специальных изданий ВАК Украины по физико-математическим и техническим наукам.*

Представлены исследования в области теории антенн, радиолокации, СВЧ-техники. Изложены результаты разработки алгоритмов по формированию и анализу радиосигналов.

*Ответственность за содержание статей несет автор.*

**Редакционная коллегия:** гл. ред., д-р техн. наук, проф. *А.И. Терещенко*, зам. гл. ред., д-р техн. наук, проф. *В.М. Шокало*, секретарь, канд. техн. наук, доц. *Ж.Ф. Пащенко*, д-р физ.-мат. наук *Б.М. Булгаков*, д-р техн. наук, проф. *И.Д. Горбенко*, д-р техн. наук, проф. *Б.Л. Кащеев*, д-р техн. наук, проф. *Н.И. Кравченко*, д-р физ.-мат. наук, проф. *В.М. Кузьмичев*, акад. НАН Украины *Л.Н. Литвиненко*, д-р техн. наук, проф. *А.А. Молчанов*, д-р физ.-мат. наук, проф. *В.А. Омельченко*, канд. физ.-мат. наук, ст. преп. *А.Г. Пащенко*, д-р техн. наук, проф. *В.В. Поповский*, д-р техн. наук, проф. *Е.Г. Прошкин*, д-р техн. наук, проф. *А.И. Стрелков*, д-р физ.-мат. наук, проф. *О.А. Третьяков*, д-р физ.-мат. наук, проф. *Н.А. Хижняк*, д-р техн. наук, проф. *Я.С. Шифрин*, д-р техн. наук, проф. *С.Н. Шостка*

Ответственный за выпуск д-р техн. наук, проф. *Е.Г. Прошкин*.

Рекомендовано Ученым советом Харьковского технического университета радиоэлектроники.

Протокол № 30 від 30.03.2001.

**Адрес редакционной коллегии:** Украина, 61166 Харьков-166, просп. Ленина, 14,  
Харьковский государственный технический университет радиоэлектроники (ХТУРЭ), тел. 40-93-97

Использование материалов сборника научных трудов без согласования с редакцией запрещено

© Харківський державний технічний університет радіоелектроніки, 2001

**ЗБІРНИК НАУКОВИХ ПРАЦЬ  
РАДІОТЕХНІКА  
Ювілейний випуск**

**До 55-річчя початку підготовки інженерних кадрів з радіотехніки в м. Харкові  
(1946-2001)  
Випуск 120**

**СБОРНИК НАУЧНЫХ ТРУДОВ  
РАДИОТЕХНИКА  
Юбилейный выпуск**

**К 55-летию начала подготовки инженерных кадров по радиотехнике в г. Харькове  
(1946-2001)  
Выпуск 120**

Редактор *Денисова Л.Н.*

Компьютерная верстка *Картинской Е.Д.*

Підп. до друку 22.08.2001. Формат 60х90/8.

Папір офсетний. Друк офсетний. Умов. друк. арк. 28,0. Обл. вид. арк. 26,0.

Тираж 300 прим. Зам. № 17/2001. Ціна договірна.

Харківський державний технічний університет радіоелектроніки (ХТУРЕ)

Україна, 61166 Харків, просп. Леніна, 14.

Оригінал-макет збірника підготовлено і надруковано у видавництві "Медицина і..." (ПФ "Крокус")

Україна, 61183, Харків, вул. Дружби народів, 277, к. 93



**Р**ад приветствовать радистов в связи с юбилейной датой - пятидесяти пятилетием начала подготовки.

Замечательно, что харьковские радиоинженеры занимали и занимают ответственные должности директоров и главных инженеров заводов, научно-исследовательских и проектных институтов, проректоров, заведующими кафедрами, профессоров консультантов и преподавателей вузов. Их усилиями обеспечивается разработка, конструирование и производство современной радиоэлектронной аппаратуры, научные исследования по широкому кругу проблем, подготовка молодых специалистов надежной смены старшим поколениям.

Не сомневаюсь, что специальный, юбилейный номер журнала "Радиотехники" займет достойное место на книжных полках многих библиотек, будет с удовлетворением воспринят радиоспециалистами Харькова и других городов Украины, стран ближнего и дальнего зарубежья.

Доброго здоровья вам, радисты, счастья в жизни и долгих лет успешной работы по избранной специальности!

*Президент Академии наук  
прикладной радиоэлектроники,  
ректор Харьковского государственного  
технического университета радиоэлектроники,  
Заслуженный деятель науки и техники Украины,  
доктор технических наук, профессор*

М.Ф. Бондаренко

## К 55-ЛЕТИЮ НАЧАЛА ПОДГОТОВКИ ИНЖЕНЕРНЫХ КАДРОВ ПО РАДИОТЕХНИКЕ В ХАРЬКОВЕ (1946–2001 Г.Г.)

Подготовка инженерных кадров в Харькове включает несколько этапов. Первый этап – подготовка радиоинженеров в непрофильных вузах: в Харьковском электротехническом институте (ХЭТИ), Харьковском политехническом институте (ХПИ), в Харьковском институте горного машиностроения, автоматизации и вычислительной техники (ХИГМАВТ). Второй этап – в специализированном вузе: в Харьковском институте радиоэлектроники (ХИРЭ), ныне Харьковский государственный технический университет радиоэлектроники (ХТУРЭ).

В ХЭТИ на электрофакультете до Великой Отечественной войны (ВОВ) началась подготовка одной группы студентов–вечерников по специальности "Радиотехника" из числа сотрудников Харьковского радиозавода и других организаций г. Харькова. Первый выпуск состоялся непосредственно перед войной. Среди выпускников был доцент Заяц В.К., впоследствии главный конструктор и главный инженер завода им. Т.Г. Шевченко.

Радиосвязь, радиолокация, навигация во всех родах войск стали жизненно необходимыми в предвоенные годы и, особенно, в период ВОВ. Послевоенный период ознаменовался возросшими масштабами развития радиотехники. Для военно-промышленного комплекса страны создавались предприятия и НИИ радиоэлектронного профиля, в том числе и в г. Харькове: заводы им. Т.Г. Шевченко, "Коммунар", "Электроаппаратуры", "Радиодеталь" и др., которые остро нуждались в радиоспециалистах, а также вуз, который готовил этих специалистов – Артиллерийская радиотехническая академия им. Говорова.

В 1946 г. в ХЭТИ открылся радиотехнический факультет, т.к. он являлся единственным специализированным вузом в области электротехники на Украине и обеспечивал подготовку инженерных кадров для этой отрасли. С 1949 г. в г. Харькове начался выпуск специалистов по радиотехнике, потребности в которых были чрезвычайно велики. Среди выпускников были Прошкин Е.Г., Дорохов А.П., Кукуш В.Д., Винников Г.П. (впоследствии главный инженер завода) и др.

Первым, и бессменным до 1960 г., деканом РТ ф-та был требовательный педагог и хороший организатор доцент Миц А.А., впоследствии заведующий кафедрой радиоприемных устройств. В нелегких условиях послевоенного Харькова он прилагал значительные усилия, чтобы обеспечить учебный процесс квалифицированными профессорско-преподавательскими кадрами. Базой таких преподавательских кадров на заре создания радиотехнического факультета были Украинский физико-технический институт АН УССР, другие НИИ и предприятия. Организаторами и первыми преподавателями факультета были: зав. кафедрой "Теоретические основы радиотехники", действительный член АН УССР, доктор физико-математических наук, профессор Слудкин А.А.; зав. кафедрой "Радиоприемные и передающие устройства", доктор технических наук, действительный член АН УССР, академик, лауреат Государственной премии профессор Брауде С.Я.; зав. кафедрой "Радиолокации", кандидат физико-математических наук, действительный член АН УССР, лауреат Ленинской премии Усиков А.Я.; доц. к.т.н. Миц А.А.; доц. к.т.н. Борщев А.П.; доц. к.т.н. Заяц В.К.; проф. д.т.н., Кашеев Б.Л.; лауреат Государственной премии профессор Тургенев И.С.; доц. Трутень И.Д., и др. К преподавательской работе привлекались лучшие преподаватели ХЭТИ и других гражданских и военных вузов – проф. Геронимус Я.Д., доц Сукачев А.П., доц Афанасьев А.П., к.т.н. Лейкин А.Я. и др.

В 1950 г. ХЭТИ вошел в состав ХПИ, из которого до 1971 г. выпущено более 3000 радиоинженеров. С 1951 г. на РТФ первыми аспирантами были: Дорохов А.П., Губернаторов О.И., Прошкин Е.Г., Толстов В.В. Несмотря на систематический выпуск радиоинженеров факультетом ХПИ, бурно развивающаяся промышленность Харькова и Украины в целом, продолжала испытывать острую потребность в инженерных кадрах. В руководстве Министерства радиопромышленности и общего машиностроения СССР, Министерства высшего образования, Харьковской администрации зрела идея создания в Харькове нового специализированного вуза радиоэлектронного профиля. В 1956 г. в г. Харькове на Всесоюзном совещании работников высшей школы участниками совещания доц. Мицем А.А., доц. Губернаторовым О.И. и Дороховым А.П. было внесено предложение о включении в решение совещания рекомендации о создании в Харькове института радиоэлектроники, что и было сделано. ХПИ не мог увеличивать прием на РТФ из-за отсутствия материально-технических возможностей. В то же время другие вузы открыли прием на специальности радиотехнического профиля. В 1959 г. в ХАИ открылась родственная РТ специальность "Радиоуправление". В Украинском заочном политехническом институте (УЗПИ) начали подготовку радиоспециалистов по заочной форме обучения.

В апреле 1962 г. на базе Горного института был создан Харьковский институт горного машиностроения, автоматизации и вычислительной техники (ХИГМАРТ), в его состав вошел радиотехнический фа-

культет со специальностями "Радиотехника" и "Конструирование радиоаппаратуры". Темпы развития ХИГМАВТ'а по пути радиоэлектроники возросли после того, как ректором института был назначен видный специалист в области радиофизики и электроники проф. Терещенко А.И., убежденный сторонник создания в Харькове специализированного вуза радиоэлектронного профиля, а проректором по учебной работе – доц. Червов В.Г., бывший зав. отделом науки Харьковского обкома КП Украины.

В составе РТФ в 1963 г. были организованы кафедры: ТОР, зав. кафедрой доц. Толстов В.В.; "Антенно-фидерных устройств и радиоизмерений" зав. кафедрой Дорохов А.П.; "Радиоприемных устройств", зав. кафедрой доц. Губернаторов О.И.; "Конструирование и технология производства радиоаппаратуры", заведующий доц. Прошкин Е.Г.; "Радиопередающих устройств", заведующий доц. Лагутин М.Ф., который впоследствии дважды избирался деканом РТФ. В 1964 г. создана кафедра "Радиоизмерений", которую возглавил первый декан факультета доц. Кукуш В.Д., впоследствии профессор, проректор по научной работе и 14 лет проректор по учебной работе.

С 1965 г. развивается научная база РТФ, созданы проблемные и отраслевые лаборатории, организована аспирантская подготовка. В 1966 г. ХИГМАВТ был преобразован в Харьковский институт радиоэлектроники, во главе которого стал опытный организатор производства, зав. оборонного отдела обкома, кандидат экономических наук Новиков В.Г. В 1993 г. ХИРЭ переименован в Харьковский государственный технический университет радиоэлектроники (ХТУРЭ).

В 1971 г. с целью сосредоточения подготовки радиоинженеров в ХИРЭ был прекращен прием студентов в ХПИ. Преподаватели и студенты были переведены в ХИРЭ. Была создана кафедра "Основы радиотехники", которую возглавил д.т.н. проф. Кашеев Б.Л. и кафедра "Теория электрических цепей", которую возглавил проректор по учебной работе доц. Толстов В.В. Учебно-научная база РТФ существенно укрепились за счет проблемной научно-исследовательской лаборатории радиотехники (ПНИЛ РТ).

В 1972 г. из РТФ, где обучалось более 2500 студентов, выделился факультет КТПРА, а в 1995 г. – факультет телекоммуникаций и измерительной техники.

Для подготовки радиоинженеров на РТФ были привлечены профессионалы из военных учебных заведений: проф. Аппорович А.Ф., проф. Колпаков Н.Д., проф. Кравченко Н.И., проф. Шифрин Я.С. проф. Поповский В.В. и др.

По результатам научных исследований на РТФ защищено 8 докторских диссертаций (проф. Лагутин М.Ф., проф. Прошкин Е.Г., проф. Волощук Ю.И., проф. Пресняков И.Н., проф. Коваль Ю.А., проф. Омельченко Ю.А., выпускники РТФ ХИРЭ: зав. кафедрой ОРТ и директор Института радиотехники и электроники ХТУРЭ проф. Шокало В.М., проф. Лучанинов А.И.) и более 50 кандидатских диссертаций. В настоящее время возглавляет РТФ его выпускник, к.т.н. доц. Сакало С.Н. Учебный процесс на РТФ постоянно совершенствуется на основе фундаментальных, научно-методических исследований преподавателей и сотрудников кафедр в кооперации с ведущими вузами и НИИ страны.

Выпускники РТФ работают в самых различных областях науки, техники, производства в Украине и странах СНГ, а в последние годы дальнем зарубежье.

Направления научных исследований кафедр постоянно развивались от разработки приборов широкого применения до уникальных систем и комплексов. Сотни запатентованных изобретений, тысячи докладов на конференциях, статей и монографий опубликовано за 55 лет. Через всю историю РТФ красной нитью проходят традиции исследования природной среды, особенно околоземного воздушного пространства, методами распространения радиоволн в атмосфере и литосфере. Патриархом этого направления является академик Брауде С.Я., под научным руководством которого в 1950 г. была создана первая в Украине ионосферная станция. В различные годы ионосферные исследования Земли проводили проф. Кашеев Б.Л., проф. Бондарь Б.Г., проф. Прошкин Е.Г., доц. Толстов В.В., доц. Цымбал Н.Т., проф. Таран В.И. и др. Дальним тропосферным распространением под руководством Тургенева И.С. занимались доц. Бубнов В.А., доц. Миц А.А., доц. Рязанцев В.Ю., доц. Яновский В.Н. и др.

В период Международного геофизического года и других программ оригинальное развитие получили радиометеорные методы исследований. Впервые в стране на базе проблемной лаборатории радиотехники создана уникальная радиолокационная система и комплексы метеорной связи под общим научным руководством проф. Кашеева Б.Л. Созданы системы для исследования численности и скоростей метеоров, скоростей дрейфа (ветров) и др. параметров малых тел Солнечной системы и околоземного космического пространства. Разработчики их проф. Бондарь Б.Г., с.н.с. Дудник Б.С., доц. Лысенко И.А. и др.

Созданы базисные импульсные радиолокационные комплексы в районе г. Балаклеи для изучения радиантов и орбит индивидуальных метеоров, турбулентных движений (разработчики проф. Лагутин М.Ф., с.н.с. Делов И.А. и др.). В 70-х годах проф. Бондарем Б.Г., к.т.н. Ткачуком, к.т.н. Нечитайленко В.Н., проф. Волощуком Ю.И. и др. был создан крупнейший в мире мегаваттный комплекс, на котором был по-

лучен уникальный в мировой практике каталог 100000 орбит метеоров и изучена анизотропия турбулентного движения воздушных масс на высоте 100 км над поверхностью Земли.

Пионерские работы по метеорному распространению, выполненные проф. Бондарем Б.Г., доц. Чепурой В.Ф. и др. получили дальнейшее фундаментальное развитие в создании радиоконкомплексов в интересах глобальных масштабов передачи сигналов для сличения высокоточных шкал времени под общим руководством проф. Кашеева Б.Л. В ХИРЭ в этих работах участвовали проф. Коваль Ю.А., доц. Гарбузов Ю.В. и др. В 90-х годах в ПНИЛ радиотехники под руководством проф. Кашеева Б.Л. начаты и в настоящее время проводятся изучения динамики движения воздушных масс в тропо-стратосфере. Используя рассеивание радиоволн на неоднородностях атмосферы, создали единственный в СНГ макет автоматизированного метеорологического локатора, разработчиками которого являются доц. Олейников В.Н. и др.

Под руководством проф. Лагутина М.Ф. проведены исследования метеоров непрерывно-волновым базисным методом в пустыне под Ашхабадом, измерены торможения и орбиты метеоров в комплексе с оптико-телевизионными наблюдениями. В этих работах участвовали доц. Смагин Д.М., доц. Полчанинов В.С., доц. Онуфриев, доц. Петручек Т.П., доц. Кузнецов В.Н. и др. В 70-х годах в рамках комплексного подхода изучалась динамика притока метеорного вещества на Землю методами радио и лазерных технологий. Созданы локационные станции оптического диапазона (на базе оригинальных перестраиваемых лазеров) для локации примесей натрия, лития, и др. веществ в мезосфере. Созданы и внедрены лидарные системы в Антарктиде (ст. Молодежная, ст. Мирный), в горах Копет-Дага, Кавказа, на Украине. Разработчикам этих средств были к.т.н. старший преподаватель Зарудный А.А., доц. Стонога В.А., доц. Торба А.А., проф. Мустецов Н.П., доц. Верхоробин А.Л. и др.

Под руководством зав. кафедрой РТС Прошкина Е.Г. в рамках проблемной научно-исследовательской лаборатории зондирования атмосферы разработаны методы и, впервые в Европе, аппаратура радиоакустического зондирования пограничного слоя атмосферы. Разработанная в последние годы двухчастотная импульсная аппаратура зондирования атмосферы комплексно дополняет ее при исследовании термодинамических процессов атмосферы. В этих работах принимали участие с.н.с. Зелинский А.В., к.т.н. Бабкин С.И., доц. к.т.н. Корытцев И.В., к.ф.-м.н. Панченко А.Ю. и др.

С 1983 г. под руководством зав. кафедрой РТС проф. Алехина В.И. впоследствии декана РТФ и директора ИРТЭ ХТУРЭ, методом непрерывного акустического зондирования проводились исследования для обеспечения безопасности взлета и посадки самолетов в Харьковском аэропорту. Разработчиками этого направления были проф. Сидоров Г.И., доц. Карташов А.В., проф. Петров В.А., ст. преподаватель Пилюпенко Ю.Л. к.т.н. Карещкий Э.А. и др.

На кафедре радиоизмерений под руководством проф. Кукуша В.Д. проводились исследования по созданию новых методов и средств измерения энергетических параметров радиосигналов и цепей в диапазоне СВЧ и в оптическом диапазоне волн, созданы десятки новых приборов, в том числе прецизионных измерительных приборов, защищенных авторскими свидетельствами и патентами. Кафедра приняла участие в создании государственного эталона мощности СВЧ. В этих работах приняли участие преподаватели и научные сотрудники: доц. Демьянков И.Ф., доц. Пасечник В.Ф., доц. Жендубаев В.Н., доц. Волков В.М., доц. Гордиенко Н.К., доц. Егоров А.В., доц. Тесленко А.И. и др. В 1990 г. кафедра преобразована в кафедру метрологии и измерительной техники, ей поручена подготовка студентов по специальности того же наименования, в том числе и студентов-радиостов.

Коллектив кафедры основ радиотехники под руководством проф. Шокало В.М. в рамках научно-учебного центра технической электродинамики и антенн создал теорию нового класса антенн с нелинейными элементами (проф. Я.С. Шифрин и проф. А.И. Лучанинов). На базе этой теории проводились исследования в области разработки систем передачи энергии СВЧ-лучом, включая, первые в Украине, натурные эксперименты по беспроводной передаче энергии в интересах развития космической энергетики

Ведущие ученые факультета были организаторами целого ряда престижных международных конференций. Особо следует отметить деятельность президента Национальной ассоциации "Антенны" проф. Шифрина Я.С. – инициатора ряда международных конференций по теории и технике антенн.

Активная педагогическая, научная и общественная деятельность харьковских радиоинженеров будет продолжаться и дальше. Но для качественной подготовки молодых специалистов необходимо постоянное повышение квалификации преподавателей, их участие в научной работе. Информация о полученных результатах должна становиться доступной широким кругам специалистов, а также организациям, заинтересованным во внедрении новой техники. Поэтому сразу же после образования Харьковского института радиоэлектроники был поставлен вопрос об улучшении возможностей публикации научных трудов, как сотрудников института, так и специалистов в области радиотехники Харькова и других городов Ук-

райны. Для удовлетворения этих потребностей Минвуз Украины постановил организовать на базе ХИРЭ издание республиканского межведомственного научно – технического сборника "Радиотехника". Ответственным редактором первых 15 выпусков сборника был академик В.П. Шестопапов, начиная с 16-го выпуска и по нынешний – 120-й, редколлегию возглавляет заслуженный деятель Украины, профессор ХТУ-РЭ Терещенко А.И. Ежегодно выходит четыре выпуска сборника объемом 10 печатных листов каждый, что дает возможность публиковать свои статьи аспирантам и докторантам, преподавателям высших учебных заведений, научным сотрудникам, работникам промышленности не только Харькова, но и Киева, Донецка, Одессы, Львова, Запорожья, Сум и многих других городов Украины. Свидетельством широкой географии авторов может служить и настоящий выпуск "Радиотехники".

В заключение этого краткого обзора истории подготовки радиоинженеров в Харькове необходимо сказать, что наш родной город немало сделал и может еще больше сделать для развития радиоэлектроники – одной из важнейших основ технического прогресса.

А. И. ЛУЧАНИНОВ, д-р. физ.-мат. наук, А. А. КОНОВАЛЬЦЕВ, канд. техн. наук,  
Ю. А. ЛУЧАНИНОВ, М. А. ОМАРОВ, канд. техн. наук, В. М. ШОКАЛО, д-р. техн. наук

## АЛГОРИТМ АНАЛИЗА ЭКВИДИСТАНТНОЙ РЕШЕТКИ ЛЕНТОЧНЫХ МИКРОПОЛОСКОВЫХ ИЗЛУЧАТЕЛЕЙ ПРОИЗВОЛЬНОЙ ГЕОМЕТРИИ, АДАПТИРОВАННЫЙ К РАСЧЕТУ КРУПНОАПЕРТУРНЫХ АНТЕНН С НЕЛИНЕЙНЫМИ ЭЛЕМЕНТАМИ

### 4. РЕЗУЛЬТАТЫ РЕШЕНИЯ ТЕСТОВЫХ ЗАДАЧ

#### 8. Результаты тестирования комплекта прикладных программ

Описанный в работах [1-3] алгоритм внедрен в комплект прикладных программ (КПП) для анализа электродинамических характеристик периодических структур линейных излучателей. Для оценки его достоверности и эффективности выполнен ряд тестовых расчетов, результаты которых сравнивались с данными, приведенными в работах других авторов.

В качестве простейшего тестового примера рассматривался расчет входного сопротивления симметричных проволочных вибраторов в составе бесконечной антенной решетки (АР), расположенной в свободном пространстве над экраном. На рис. 1 показаны зависимости величин активной и реактивной составляющих входного сопротивления от направления фазирования АР (сплошная линия – в плоскости  $E$ , штриховая – в плоскости  $H$ ), приведенные в работе [4] для решетки, которая характеризуется следующим геометрическими параметрами:  $d_p = 0,5\lambda$ ,  $d_q = 0,5\lambda$ ,  $\alpha_r = 90^\circ$ ,  $h = 0,5\lambda$ ,  $l = 0,5\lambda$ , где  $h$  – высота расположения ее элементов над экраном,  $l$  – длина плеч вибраторов. Соответственно кружочками и треугольниками отмечены значения аналогичных параметров, определенные с использованием разработанного комплекта прикладных программ.

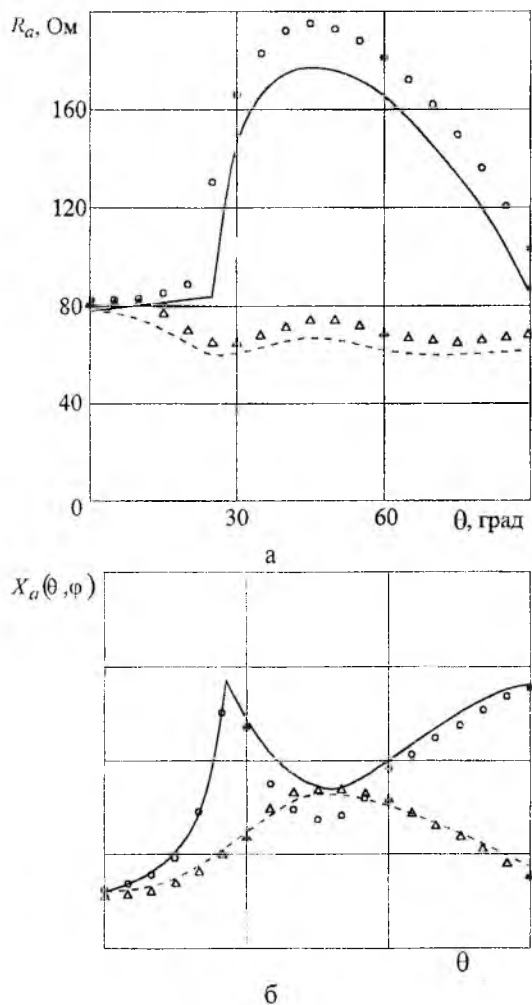


Рис. 1

Как видно из рис. 1, характер изменения рассматриваемых зависимостей оказывается идентичным. При количественной оценке расхождения результатов, не превышающей 5%, следует учитывать различие моделей, используемых для расчета характеристик исследуемых АР. Например, при пересчете радиуса вибраторов в эквивалентную ширину ленточного проводника и вычислении функции Грина свободного пространства по полученным рекуррентным соотношениям для случая двухслойной подложки в качестве материальных параметров слоев которой задавались соответствующие параметры свободного пространства.

В качестве другого тестового примера решалась задача о коэффициенте отражения бесконечной решетки симметричных печатных вибраторов, расположенных на слое диэлектрика над экраном. На рис. 2,а показаны приведенные в работе [5] зависимости модуля коэффициента отражения от угла падения возбуждающей плоской волны в  $E$  и  $H$  плоскостях (соответственно сплошная и штриховая линии) решетки вибраторов с длиной плеч  $l = 0,19\lambda$ , расположенных в узлах периодической сетки с прямоугольной формой ячейки с размерами  $d_p = 0,5\lambda$  и  $d_q = 0,5\lambda$  на немагнитной подложке без потерь толщиной  $h = 0,26\lambda$  с диэлектрической проницаемостью  $\epsilon = 2,55$ . Данные, полученные на основе разработанного КПП, отмечены на соответствующих графиках кружочками и треугольниками.

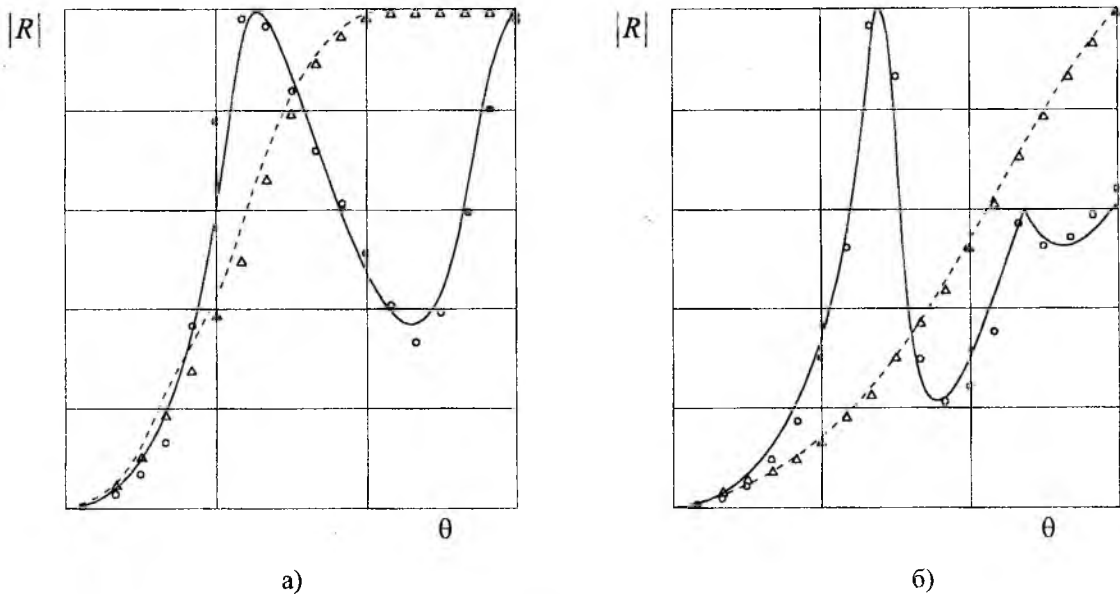


Рис. 2

На рис. 2, б приведены аналогичные зависимости для АР с другими геометрическими параметрами:  $d_p = 0,5155\lambda$ ,  $d_q = 0,5\lambda$ ,  $\alpha_r = 60^\circ$ ,  $h = 0,19\lambda$ ,  $\epsilon = 2,55$ ,  $l = 0,195\lambda$ . Кроме того, в табл. 1 приведены значения входного сопротивления вибраторов в составе АР, геометрия которых описана выше, при условии возбуждения их плоской волной, приходящей с направления  $\theta_0 = \varphi_0 = 0^\circ$  свободного пространства. Анализ приведенных данных показывает, что результаты расчета относительных параметров (коэффициента отражения) практически совпадают с данными работы [5], а погрешность вычисления абсолютных величин (входного сопротивления) не превышает 3 %.

Таблица 1

Номер АР	$Z_{вх}$ (данные [6])	$Z_{вх}$ (расчет)
1	$11 + 2j$	$10,61 - 3,21j$
2	$73 + 4j$	$69,18 - 1,29j$

Для оценки достоверности алгоритма при решении задач анализа АР сложной геометрии использовались данные работы [7], в которой рассматривается АР малогабаритных свернутых вибраторов, расположенных в свободном пространстве над экраном. Значения входных сопротивлений элементов такой решетки, приведенные в [7] и полученные на основе разработанного КПП, отличаются на 3-5%.

Проверка функционирования алгоритма при расчете характеристик периодических структур, содержащих проводники, непрерывные вдоль апертуры, осуществлялась путем вычисления амплитудно-фазового распределения тока в решетках, геометрия ячеек периодичности которых показана на рис. 3 и 4. В табл. 2 приведены значения амплитуд и фаз тока в структуре сеточного типа (рис. 3) при нормальном падении на нее плоской волны для случаев «горизонтальной» (вдоль проводника  $A - E$ ) и «вертикальной» (вдоль проводника  $F - P$ ) поляризации вектора  $\vec{E}$ . Из приведенных в таблице данных видно, что при размере ячейки  $\lambda/2$  сдвиг фаз в точках, соответствующих пересечению проводника границей ячеек периодичности, составляет величину  $\pi$ . При повороте плоскости поляризации волны на  $90^\circ$  распределение тока, имеющее место в первом случае на участке  $A - E$ , устанавливается на участке  $F - P$  и наоборот. Заметим, что для точки  $C$  приведены три значения коэффициентов разложения тока в заданном базисе, соответствующие трем БФ, аппроксимирующим ток в точке соединения четырех ветвей (направления элементарных токов показано на рисунке стрелками).

При анализе периодической АР, содержащей зигзагообразные проводники, находилось распределение тока для случаев нормального падения плоской волны, направление вектора  $\vec{E}$  которой совпадает с направлениями осей периодичности  $p$  и  $q$  решетки или составляет угол  $45^\circ$  с осью  $p$  (соответственно «горизонтальная», «вертикальная» или «диагональная» поляризация). Рассматривалось несколько вариантов определения границ ячейки периодичности (рис. 4, а и 4, б). Данные указанных расчетов приведены в табл. 3 и 4.

Таблица 2

	«Горизонтальная» поляризация		«Вертикальная» поляризация	
	$ I , \text{мА}$	$\varphi_A^\circ$	$ I , \text{мА}$	$\varphi_A^\circ$
A	0,73743	15	0,0	-165
B	0,73743	-165	0,0	15
C <sub>1</sub>	0,0	15	0,73743	15
C <sub>2</sub>	0,0	15	0,0	-165
C <sub>3</sub>	0,73743	-165	0,0	15
D	0,73743	-165	0,0	15
E	0,73743	-165	0,0	15
F	0,0	15	0,73743	15
G	0,0	-165	0,73743	-165
H	0,0	15	0,73743	-165
P	0,0	-165	0,73743	-165

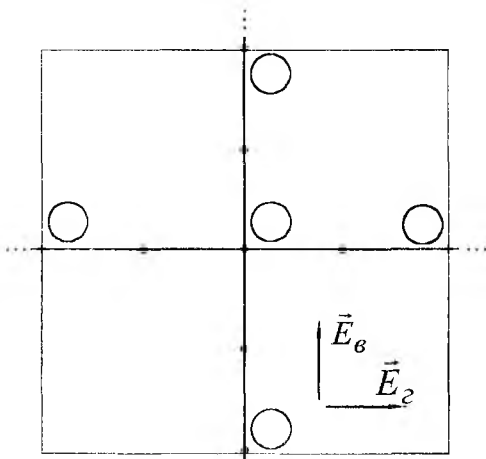


Рис. 3

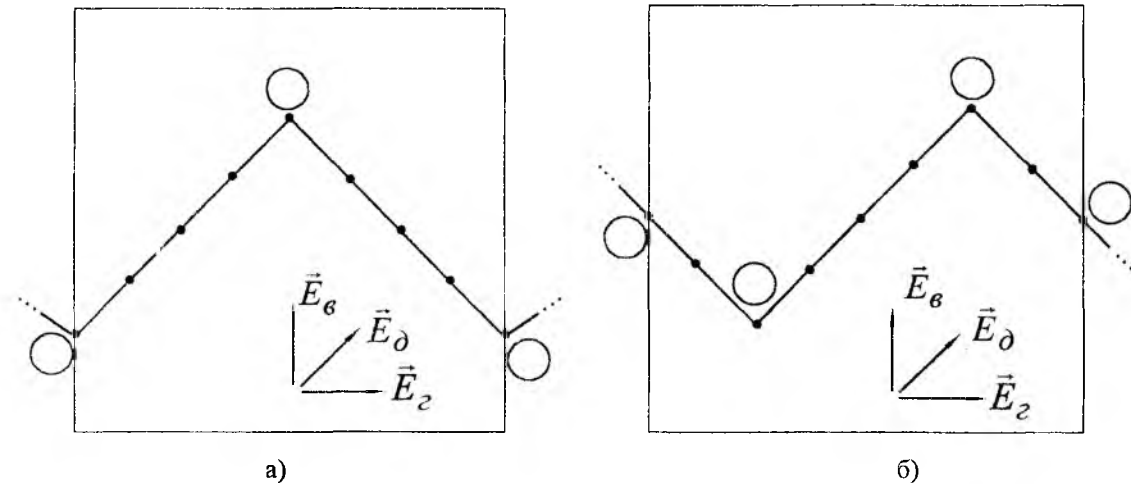


Рис. 4

Таблица 3

	«Горизонтальная» поляризация		«Диагональная» поляризация		«Вертикальная» поляризация	
	$ I , \text{мА}$	$\varphi_A^\circ$	$ I , \text{мА}$	$\varphi_A^\circ$	$ I , \text{мА}$	$\varphi_A^\circ$
A	0,59939	12	0,42383	12	0,0	-168
B	0,61767	-168	0,82187	-178	0,56323	12
C	0,62604	-168	0,96495	-180	0,76028	12
D	0,61767	-168	0,82187	-178	0,56323	12
E	0,59939	-168	0,42383	-168	0,0	12
F	0,61767	-168	0,15259	-103	0,56323	12
G	0,62604	-168	0,19708	-60	0,76028	12
H	0,61767	-168	0,15259	-103	0,56323	12
P	0,59939	-168	0,42383	-168	0,0	12

Таблица 4

	«Горизонтальная» поляризация		«Диагональная» поляризация		«Вертикальная» поляризация	
	$ I , \text{мА}$	$\varphi_A^\circ$	$ I , \text{мА}$	$\varphi_A^\circ$	$ I , \text{мА}$	$\varphi_A^\circ$
A	0,62604	12	0,19708	12	0,76028	-168
B	0,61767	-168	0,15259	-103	0,56323	12
C	0,59939	-168	0,42383	-168	0,0	12
D	0,61767	-168	0,82187	-178	0,56323	12
E	0,62604	-168	0,96495	-180	0,76028	12
F	0,61767	-168	0,82187	-178	0,56323	12
G	0,59939	-168	0,42383	-168	0,0	12
H	0,61767	-168	0,15259	-103	0,56323	12
P	0,62604	-168	0,19708	-168	0,76028	12

Таким образом, приведенные результаты тестирования разработанного КПП позволяют сделать вывод о его достоверности при решении целого ряда частных задач. В качестве оценки его эффективности могут быть приведены следующие данные. Время расчета входного сопротивления излучателя, расположенного на поверхности однослойного диэлектрика над экраном, на ЭВМ типа IBM PC/Pentium – 200 не превышает нескольких минут, если ток аппроксимируется пятью БФ, а в суммах (2), (8) и (9) [3] учитывается по 30 слагаемых. В табл. 6 приведены данные, позволяющие оценить выигрыш во времени вычислений характеристик АР на сетке направлений прихода возбуждающей плоской волны при использовании предложенной методики вычисления элементов матрицы импедансов в методе Галеркина, а также данные о влиянии выбора границы частичного суммирования на точность получаемых результатов.

В табл. 5 приняты следующие обозначения:  $Z_{ow} = (\Delta Z/Z_0)100\%$ ,  $t_B = t/t_0$ . В первом варианте  $Z_0 = 1,1511 - i1,859$ ,  $t_0 = 3$  мин, во втором  $Z_0 = 5,1217 - i1,3756$ ,  $t_0 = 3$  мин. Вычисления выполнялись для случая короткого диполя, на котором определена одна БФ тока. Диполь располагается на слое диэлектрика под однослойным укрытием. В первом варианте предполагается ромбическая, а во втором – прямоугольная ячейка периодичности.

Одним из достоинств разработанного КПП является модульный принцип построения программы, позволяющий расширять ее возможности без изменения существующей структуры путем подключения новых блоков и программ.

Таким образом, предложенная методика и реализующий ее КПП являются достаточно эффективным инструментом анализа крупноапертурных периодических решеток линейных излучателей в широком диапазоне частот при помощи ЭВМ средней производительности.

### Выводы

Основные результаты проведенных авторами исследований по созданию алгоритма анализа электродинамических характеристик периодических ленточных МПА сложной геометрии сводятся к следующему.

1. Создана модель излучающей структуры антенной решетки как бесконечной периодической структуры с многослойной диэлектрической подложкой и произвольной конфигурацией излучателей ленточного типа.

2. Исследованы возможности повышения эффективности (с точки зрения быстродействия) расчета электродинамических характеристик бесконечных периодических решеток линейных излучателей произвольной конфигурации и создание соответствующего алгоритма, ориентированного на ЭВМ средней производительности.

3. Получены аналитические выражения для определения элементов матрицы обобщенных импедансов в методе моментов. Разработан способ приближенного вычисления последних для случая, когда характеристики антенн определяются в зависимости от направления прихода возбуждающей плоской волны.

4. Разработан комплект прикладных программ для расчета многослойных полосковых антенных решеток. Проведено тестирование КПП, которое показало, что погрешность определения входных сопротивлений не превышает 1...5%.

5. Показано, что использование модульного принципа и рациональное построение КПП допускает его совершенствование по мере расширения круга решаемых задач и развития средств вычислительной техники.

**Список литературы:** 1. Алгоритм анализа эквидистантной решетки ленточных микрополосковых излучателей произвольной геометрии, адаптированный к расчету крупноапертурных антенн с нелинейными элементами. 1. Модель, описание геометрии и система интегральных уравнений для токов ленточных микрополосковых излучателей сложной геометрии в составе бесконечной решетки / В.М. Шокало, А.И. Лучанинов, А.А. Коновальцев, Ю.А. Лучанинов, М.А. Омаров // Радиотехника. 2001. Вып. 117. С. 78-84. 2. Алгоритм анализа эквидистантной решетки ленточных микрополосковых излучателей произвольной геометрии, адаптированный к расчету крупноапертурных антенн с нелинейными элементами. 2. Решение системы интегральных уравнений / В.М. Шокало, А.И. Лучанинов, А.А. Коновальцев, Ю.А. Лучанинов, М.А. Омаров // Радиотехника. 2001. Вып. 118. С. 3-7. 3. Алгоритм анализа эквидистантной решетки ленточных микрополосковых излучателей произвольной геометрии, адаптированный к расчету крупноапертурных антенн с нелинейными элементами. 3. Особенности численной реализации алгоритма / В.М. Шокало, А.И. Лучанинов, А.А. Коновальцев, Ю.А. Лучанинов, М.А. Омаров // Радиотехника. 2001. Вып. 119. С. 199-210. 4. Сканирующие антенные системы СВЧ. Т.2 / Под ред. Хансена Р. М.: Сов. радио, 1969. 496 с. 5. Pozar D.M., Schaubert D.H. Scan blindness in infinite phased arrays of printed dipoles // IEEE Trans. Antennas and Propag. 1984. Vol.32, No.6. PP. 602-610. 6. Das N.K., Pozar D.M. A generalized spectral-domain Green's function for multilayer dielectric substrates with application to multilayer transmission lines // IEEE Trans. Microwave Theory and Tech. 1987. Vol. 35. PP. 326-335. 7. Бодров В.В., Володина И.В. Математическая модель для проектирования малогабаритных свернутых излучателей для ФАР// Автоматизированное проектирование устройств СВЧ. 1988. С. 69-75.

Харьковский государственный технический университет радиозлектроники

Поступила в редколлегию 11.12.2000

## СИНТЕЗ НЕЛИНЕЙНОЙ ФУНКЦИИ ПРИНЯТИЯ РЕШЕНИЙ ФИЛЬТРА-КЛАССИФИКАТОРА ДЛЯ СИГНАЛА, ОТРАЖЕННОГО ОТ СЛАБОКОНТРАСТНОГО ПРОТЯЖЕННОГО ОБЪЕКТА В СЛОИСТОЙ СРЕДЕ

### Введение

При известных плотностях распределений признаков в классах оптимальное решение по критерию минимума вероятности ошибок дает байесовское решающее правило, формирующее отношение правдоподобия. Отношение правдоподобия определяет границу равенства плотностей распределений рассматриваемых классов, т.е. границу пересечения классов, и области принадлежности вектора наблюдений к определенному классу. Плотность распределения признаков каждого класса определяет область пространства, занимаемую классом [1]. В работе [2] получены модельные данные для двух законов распределений: 1) участка сигнала, отраженного от объекта (УСО); 2) границы допуска сигнала на искажения из-за помех (ГДС). Моделирование выборок законов распределений УСО и ГДС проводилось при помощи гауссовых законов распределений.

В данной работе решена задача адаптивного распознавания слабоконтрастных протяженных объектов на фоне помех с неизвестными распределениями. При распознавании слабоконтрастного протяженного подповерхностного объекта в качестве априорной информации использовалась одна реализация отраженного сигнала.

### Синтез пространственного двумерного фильтра-классификатора для отраженного сигнала

Границу пересечения областей, занимаемых каждым классом, можно получить также вычитанием одной плотности распределения из другой

$$R(x, y) = p_1(x, y) - p_2(x, y), \quad (1)$$

где  $p_1(x, y)$ ,  $p_2(x, y)$  – плотности распределений УСО и ГДС. При решении уравнения

$$R(x, y) = 0 \quad (2)$$

в трехмерном пространстве на плоскости  $x, y$  будет получена кривая равенства нулю разности  $p_1(x, y)$  и  $p_2(x, y)$ , т.е. кривая, представляющая собой сечение поверхности  $R(x, y)$ . Функция  $R(x, y)$  является функцией принятия решения, положительной при  $p_1(x, y) > p_2(x, y)$  и отрицательной при  $p_1(x, y) < p_2(x, y)$ . Выполним полиномиальную аппроксимацию функции  $R(x, y)$  [3].

Исходной информацией для аналитического описания разности плотностей распределений являются два набора точек на плоскости, соответствующие законам распределений УСО и ГДС. На рис. 1 показаны два набора точек, сформированные на плоскости  $x, y$ . Наборы точек формируют законы распределений УСО и ГДС. Ошибка аппроксимации для двумерного случая будет иметь вид

$$E(x, y) = (R(x, y) - \sum_{k=0}^K \sum_{i=0}^k a_{ki} x^i y^{k-i})^2, \quad (3)$$

где  $K$  – степень полинома. Условия для минимума ошибки  $E(x, y)$  даны уравнениями

$$\frac{\partial E(x, y)}{\partial a_{00}} = 0, \quad \frac{\partial E(x, y)}{\partial a_{10}} = 0, \dots \quad (4)$$

В практических приложениях, поскольку истинные плотности распределений неизвестны, оказывается удобным (а нередко единственно возможным) изучать характеристики распределений, в частности их моментные функции

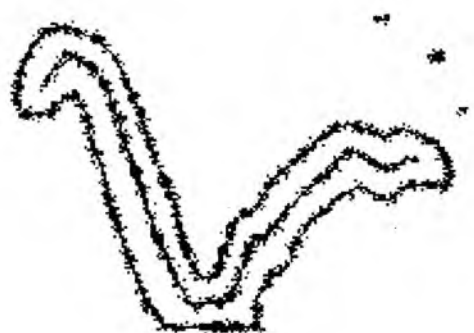


Рис. 1

$$M_{ki}(x, y) = \langle x^k y^i \rangle, \quad (5)$$

по которым можно восстанавливать законы распределений, входящие в  $R(x, y)$  [1]. Скобками ( $\langle \dots \rangle$ ) обозначена операция усреднения по множеству.

При приближении функции полиномом формируется система линейных уравнений (4), в которую в качестве известных величин также входят моменты, вычисляемые по формуле (5) [4].

Таким образом, для определения коэффициентов  $a_{ki}$  (формула (4)) полинома необходимо решать линейную систему уравнений

$$Z \bar{a} = \bar{b}, \quad (6)$$

где элементы матрицы  $Z$  и вектора  $\bar{b}$  являются функциями моментов (5).

Для аппроксимации разности плотностей распределений брались полиномы с нарастающими степенями. При аппроксимации определялась степень и коэффициенты полинома, необходимые для выделения на изображении заданного объекта без помех. Необходимое приближение обеспечил полином восьмой степени

$$\Gamma(x, y) = \sum_{k=0}^8 \sum_{i=0}^k a_{ki} x^i y^{k-i}. \quad (7)$$

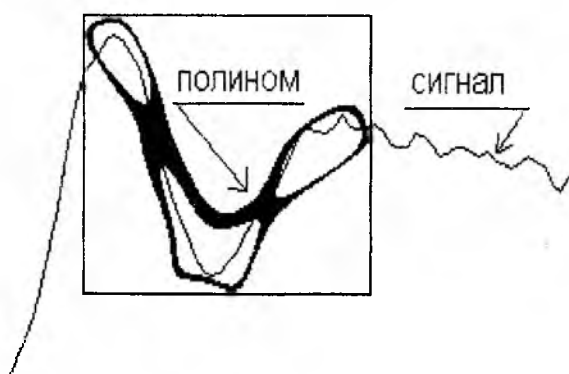


Рис. 2

УСО с наложенным на него аппроксимирующим полиномом показан на рис. 2. Внутри границы полином является положительной функцией, а за пределами границы полином является отрицательной функцией. Синтезированный двумерный пространственный фильтр-классификатор проводит классификацию точек плоскости  $x, y$ , назначая положительные значения точкам внутри кривой контура полинома (см. рис. 2) и отрицательные значения точкам, расположенным снаружи кривой контура полинома.

### Результаты работы двумерного пространственного фильтра-классификатора

С помощью фильтра-классификатора проводилась обработка всех сигналов, которые формируют исходное изображение. Результаты обработки сигнала с участком, по которому производился синтез фильтра, показаны на рис. 3. Числа, отложенные по оси ординат графика, соответствуют числу точек сигнала, которым назначены положительные значения при подстановке их в полином при движении фильтра вдоль оси абсцисс. Отклики на выходе фильтра сравнивались с пороговым значением (число 31) для выделения только максимальных значений. На рис. 4 показан результат обработки сигнала, принятого в точке поверхности Земли, под которой не было исследуемого подповерхностного объекта. В этом случае, как видно по рис. 4, максимальное значение на выходе фильтра-классификатора меньше порогового значения. Результат работы фильтра-классификатора при наличии пороговой обработки показан на рис. 5. По результату обработки видно, что на исходном изображении выделена часть изображения (внутри квадрата) в окрестности УСО, по которому проводился синтез фильтра-классификатора. Из рисунка видно, что фильтр-классификатор, синтезированный по одному сигналу, выделил десять сигналов, принадлежащих одному объекту (бетонному коробу.). Поскольку зондирующие импульсы посылались и принимались через 0,06 м при движении ВРТС ППЗ по поверхности Земли, то общая длина выделенного участка объекта составила 0,54 м.

Наложением этих десяти сигналов можно оценить границы изменения сигнала при лоцировании исследуемого объекта из различных разнесенных точек земной поверхности. Для построения следующего участка протяженного объекта, прилегающего к уже определенному, необходимо для крайнего сигнала синтезировать пространственный фильтр с шириной полосы пропускания, достаточной для определения следующего участка исследуемого протяженного объекта (дно озера, подземный трубопровод и т.д.). На рис. 6 показано увеличенное изображение результата обработки исходного подповерхностного изображения

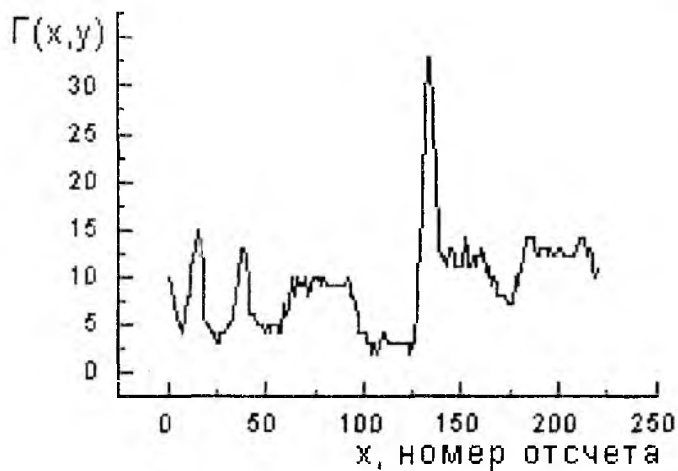


Рис. 3

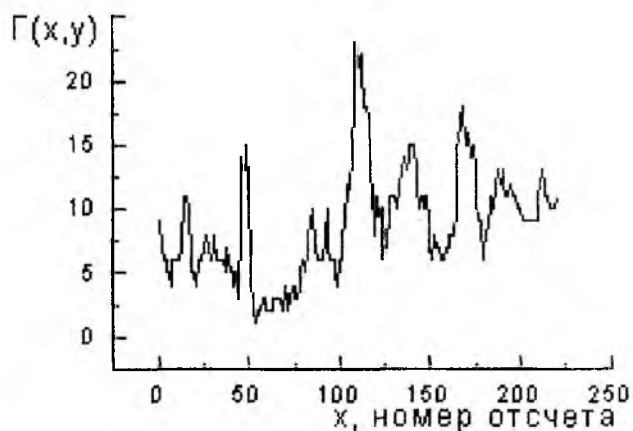


Рис. 4

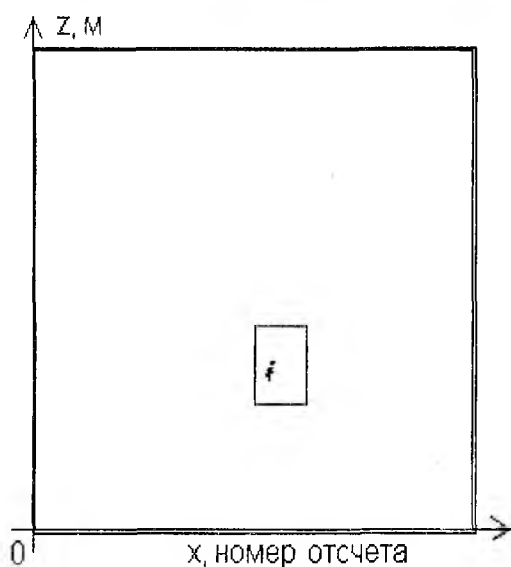


Рис. 5

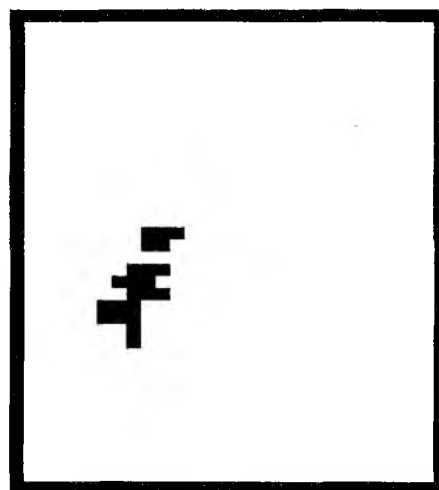


Рис. 6

Для определения устойчивости работы фильтра-классификатора проводилась обработка сигналов с уменьшенной длиной фильтра, равной 28 точкам. Проводилась обработка всего изображения с помощью укороченного фильтра-классификатора. Порог при обработке выбирался равным 25, что на три единицы меньше числа отсчетов сигнала, по которому строился укороченный фильтр – классификатор.

Длина фильтра в этом случае оказалась недостаточной для выделения участка исследуемого протяженного объекта без помех, фильтр выделил также другие мешающие объекты. Таким образом, изменяя длину фильтра, можно настраивать фильтр на распознавание только необходимых протяженных объектов.

### Выводы

Предложен способ адаптивного распознавания слабоконтрастного протяженного подповерхностного объекта в слоистой среде с использованием двумерного пространственного фильтра-классификатора. Построение функции принятия решения фильтра-классификатора проводится в пространстве, имеющем размерность, на единицу большую по отношению к пространству, в котором расположены обрабатываемые сигналы.

Новым в данном способе синтеза пространственных фильтров является то, что функция принятия решения (формула (7)) представляет собой нелинейную аналитическую функцию, построенную в трехмерном пространстве, при этом сечение этой функции в плоскости расположения сигналов  $xu$  (при  $z=0$ ) формирует замкнутую кривую (полином на рис. 2), являющуюся двумерным фильтром-классификатором принимаемых сигналов.

Достоинствами данного способа синтеза пространственных фильтров-классификаторов являются: 1) универсальность. С помощью предложенного способа можно синтезировать фильтры для произвольной формы сигналов; 2) отсутствие предварительного сглаживания изображения; 3) построение функции принятия решения проводится в пространстве сигналов, а не в пространстве статистических характеристик сигналов;

4) возможность работы фильтра-классификатора в реальном масштабе времени, поскольку для принятия решения не используется итеративная процедура, и в памяти процессора принятия решений необходимо хранить только коэффициенты полинома, а не все обучающие выборки; 5) возможность обработки многомерных сигналов с неизвестными распределениями признаков; 6) обучающие выборки могут быть малыми; 7) фильтр является аналитической функцией, что позволяет использовать аппарат математического анализа для исследования объектов распознавания.

Проведено исследование качества классификации в зависимости от длины участка сигнала, по которому строится фильтр. С увеличением длины участка сигнала при построении решающей функции повышается пространственная избирательность фильтра-классификатора. При усложнении формы сигнала, который требуется выделять, необходимо увеличивать степень аппроксимирующего полинома функции принятия решения.

Протяженный подповерхностный объект (бетонный короб теплотрассы) был выделен на фоне помех при длине фильтра-классификатора, равной 34 отсчетам сигнала.

С использованием разработанного автором метода полиномиальной аппроксимации замкнутых нелинейных областей пространства можно проводить синтез нелинейных функций принятия решений для распознавания слабоконтрастных объектов различной физической природы.

Автор благодарит С.А. Масалова, Г.П. Почанина, В.О. Коваленко за предоставленные экспериментальные данные и интерес к работе.

**Список литературы:** 1. Фукунага К. Введение в статистическую теорию распознавания образов / Пер. с англ. М.: Наука, 1979. 368 с. 2. Волосюк В.Г. Синтез фильтра-классификатора для сигнала, отраженного от слабоконтрастного протяженного объекта в слоистой среде. Статистическое описание формы сигнала // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2001. Вып.118. С. 66-69. 3. Volosyuk V.G. Classification of Image Data by Analytic Approximation of Likelihood Relation Technique // EUSAR'96. European Conference on Synthetic Aperture Radar. Koenigswinter, Germany, 26 – 28 March 1996. Berlin. 1996. P. 97-100. 4. Анго А. Математика для электро- и радиоинженеров. М.: Наука, 1965. 780 с.

*Национальный аэрокосмический университет  
им. Н.Е. Жуковского «ХАИ»*

*Поступила в редколлегию 3.01.2001*

## АЛГОРИТМЫ И ТОЧНОСТЬ ОПТИМАЛЬНЫХ ОЦЕНОК ПАРАМЕТРОВ СИГНАЛА ПРИ ПРЕОБЛАДАЮЩЕМ ВЛИЯНИИ СЛУЧАЙНЫХ ФЛЮКТУАЦИЙ ЗАКОНА ИХ ФАЗЫ

Фазовые флуктуации имеют особое значение, так как основные измеряемые параметры определяются из соответствующего закона изменения фазы в принятых реализациях сигнала. Так, время запаздывания сигнала  $t_3 = d\psi(\omega)/d\omega | \omega = \omega_0$  - крутизна фазочастотной характеристики  $\psi(\omega)$  среды распространения на несущей частоте  $\omega_0$ ; направление прихода волны, характеризуемое единичным вектором  $\vec{l}^0 = \lambda \text{grad } \psi(x, y, z)/2\pi$ , определяется градиентом фазы поля волны около приемной антенны ( $\lambda$  - длина волны); несущая частота сигнала  $\omega_0 = d\psi(t)/dt$  есть скорость изменения его фазы. Ошибки оценивания этих параметров обусловлены влиянием аддитивных шумовых колебаний (в частности, собственных шумов) при обработке сигналов и случайными искажениями фазовой структуры самого сигнала за счет условий распространения и отражения волн (мультипликативная помеха). Искажения фазовой структуры сигнала за счет второго фактора могут быть существенными [1, 2]. Если дисперсия  $\sigma_{\phi_l}^2$  ошибок измерения параметра сигнала за счет случайных искажений его фазовой структуры много больше дисперсии  $\sigma_{ш}^2$  ошибок измерения тех же параметров за счет аддитивных шумов, то есть

$$\sigma_{\phi_l}^2 / \sigma_{ш}^2 \gg 1, \quad (1)$$

то можно считать влияние случайных флуктуаций закона измерения фазы сигнала преобладающим.

В работе [5], где рассмотрено совместное влияние рассматриваемых факторов, показано, что при выполнении условия (1) для оптимизации измерений можно ограничиться рассмотрением только закона изменения фазы принимаемых сигналов.

Для иллюстрации особенностей алгоритмов и точности оценок параметров сигналов при выполнении условия (1) рассмотрим сначала оценивание угла  $\theta$  прихода волны, принимаемой линейной антенной длины  $L$ . В этом случае закон изменения фазы вдоль антенны

$$\psi(l) = \frac{2\pi}{\lambda} l \sin \theta + n_{\phi}(l) \quad \text{при} \quad -\frac{L}{2} \leq l \leq \frac{L}{2},$$

где  $\theta$  - угол между направлением прихода волны и нормалью к антенне,  $l$  - удаление точки антенны от ее центра,  $n_{\phi}(l)$  - распределение фазовых флуктуаций вдоль антенны, которые далее будем описывать их дисперсией  $\sigma_{\phi}^2$  и коэффициентом корреляции  $K(l, s)$ .

Оценка максимального правдоподобия [4] угла  $\theta$  определяется из соотношения

$$\sin \hat{\theta} = \lambda \frac{\int_{-L/2}^{L/2} \psi(l) R(l) dl / 2\pi}{\int_{-L/2}^{L/2} R(l) dl}, \quad (2)$$

где весовая функция  $R(l)$  находится из интегрального уравнения

$$\sigma_{\phi}^2 = \int_{-L/2}^{L/2} K(l, s) R(s) ds = l \frac{2\pi}{\lambda} \sin \theta \quad \text{при} \quad -\frac{L}{2} \leq l \leq \frac{L}{2}, \quad (3)$$

а дисперсия ошибок оценивания угла  $\theta$  равна

$$\sigma_{\phi_l}^2 = (\lambda / 2\pi)^2 \left[ \int_{-L/2}^{L/2} R(l) dl \cos^2 \theta \right]^{-1}. \quad (4)$$

Сравнение этой дисперсии с дисперсией ошибок оценивания, обусловленных аддитивным некогерентным ("белым") шумом,

$$\sigma_{ш}^2 = 3\lambda^2 / \pi^2 q^2 L^2 \cos^2 \theta, \quad (5)$$

где  $q^2 = 2\mathcal{E} / N_0$  – отношение сигнал/шум по мощности,  $\mathcal{E}$  – энергия сигнала,  $N_0$  – спектральная плотность мощности шума, дает возможность проверить условие (1).

При пренебрежении фазовыми флуктуациями или неучете их частичной коррелированности весовая функция  $R(l)$  является линейной, и оценивание производится по алгоритму [1]

$$\sin \hat{\theta}_1 = \frac{12}{L^3} \frac{\lambda}{2\pi} \int_{-L/2}^{L/2} \psi(l) l dl$$

с дисперсией ошибок такого оценивания

$$\sigma_0^2 = \left( \frac{12}{L^3} \frac{\lambda}{2\pi} \right)^2 \sigma_{\varphi}^2 \int_{-L/2}^{L/2} \int_{-L/2}^{L/2} K(l,s) l s dl ds / \cos^2 \theta. \quad (6)$$

Отношением

$$B = \sigma_0^2 / \sigma_{\phi,л}^2 \quad (7)$$

можно характеризовать выигрыш в точности за счет учета коррелированности фазовых флуктуаций.

Практически все встречающиеся зависимости  $K(l,s)$  хорошо аппроксимируются выражением

$$K(l,s) = e^{-\alpha|l-s|} [\cos \beta(l-s) + \gamma \sin \beta|l-s|]. \quad (8)$$

С использованием (8) из интегрального уравнения (3) сравнительно просто находится весовая функция  $R(l)$ , а потом рассмотренные выше алгоритмы измерения и соответствующие характеристики точности.

Далее рассматриваются частные случаи (8): экспоненциальный закон

$$K(l,s) = \exp(-\alpha|l-s|) \quad (9)$$

и законы, описываемые формулой

$$K(l,s) = e^{-\alpha|l-s|} \left[ \cos m\alpha(l-s) + \frac{1}{m} \sin m\alpha|l-s| \right]. \quad (10)$$

В этих соотношениях параметр  $\alpha$  характеризует быстроту затухания, а параметр  $m = \frac{1}{\gamma} = \frac{\beta}{\alpha}$  –

частоту колебаний в зависимости  $K(|l-s|)$ .

На рис. 1 изображены зависимости (9) (обозначена буквой э) и (10) (обозначены цифрами 0, 1 и 2 соответственно для  $m=0, m=1, m=2$ ).

Для этих коэффициентов корреляции в [3] были получены решения интегрального уравнения (3):

$$R(l) = \frac{1}{2\alpha\sigma_{\varphi}^2} \left\{ \alpha^2 l \operatorname{rect} \left( \frac{l}{L} \right) + \left( 1 + \frac{\alpha L}{2} \right) \times \right. \quad (11)$$

$$\left. \times \left[ \delta \left( l - \frac{L}{2} \right) - \delta \left( l + \frac{L}{2} \right) \right] \right\}$$

для экспоненциального закона (9) и

$$R(l) = \frac{1}{4\alpha\sigma_{\varphi}^2} \left\{ \left( 1 + m^2 \right) l \operatorname{rect} (l/L) + \left( \frac{3 - m^2}{1 + m^2} + \alpha L \right) \left[ \delta (l - L/2) - \delta (l + L/2) \right] - \right. \quad (12)$$

$$\left. - \left[ \frac{2}{(1 + m^2)\alpha} + \frac{L}{2} \right] \left[ \delta' (l - L/2) - \delta' (l + L/2) \right] \right\}$$

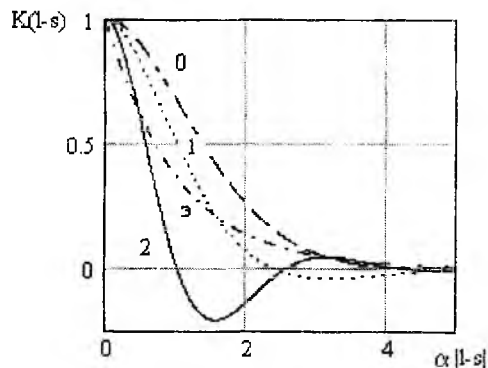


Рис. 1

БИБЛИОТЕКА

ХИМУРС

для законов корреляции (10). В этих решениях  $rect(l/L) = \begin{cases} 1 & \text{при } |l| \leq L/2, \\ 0 & \text{при } |l| > L/2 \end{cases}$  – прямоугольная функция,

$\delta(x)$  и  $\delta'(x)$  – дельта функция и ее производная.

Подстановка (11) в (2) дает оптимальный алгоритм оценивания [4]:

$$\sin \hat{\theta} = k_1 \sin \hat{\theta}_1 + k_2 \sin \hat{\theta}_2, \quad (13)$$

где  $\sin \hat{\theta}_1 = 6\lambda \int_{-L/2}^{L/2} \psi(l) dl / \pi L^3$  и  $\sin \hat{\theta}_2 = \lambda [\psi(L/2) - \psi(-L/2)] 2\pi L$  – оптимальные оценки соответственно при некоррелированных и полностью коррелированных флуктуациях фазы, а весовые коэффициенты определяются соотношениями

$$k_1 = 1 - k_2 = \left(1 + 6/\alpha L + 12/\alpha^2 L^2\right)^{-1}. \quad (14)$$

Из соотношений (4) и (11) определяется дисперсия ошибок оценивания [4]

$$\sigma_{\phi_l}^2 = \left(\frac{\lambda}{2\pi \cos \theta}\right)^2 \frac{24\sigma_\phi^2}{\alpha L^3} k_1. \quad (15)$$

Подстановка (12) в (2) выявляет отличающийся от (13) алгоритм оптимального оценивания

$$\sin \hat{\theta} = k_1 \sin \hat{\theta}_1 + k_2 \sin \hat{\theta}_2 + k_3 \sin \hat{\theta}_3, \quad (16)$$

где  $\sin \hat{\theta}_3 = \lambda [\psi'(L/2) + \psi'(-L/2)] / 2\pi L$  – дополнительное по сравнению с (13) оценивание,

$$k_1 = \left[1 + 12/(1+m^2)\alpha L + 48/(1+m^2)^2 \alpha^2 L^2 + 48/(1+m^2)^2 \alpha^3 L^3\right]^{-1}, \quad (17)$$

$$k_2 = k_1 12 \left(\alpha L + \frac{3-m^2}{1+m^2}\right) / (1+m^2) \alpha^2 L^2, \quad (18)$$

$$k_3 = 1 - k_1 - k_2 = k_1 12 \left(\alpha L + \frac{4}{1+m^2}\right) / (1+m^2) \alpha^3 L^3. \quad (19)$$

Соотношения (4) и (12) определяют дисперсию ошибок оценивания

$$\sigma_{\phi_l}^2 = \left(\frac{\lambda}{2\pi \cos \theta}\right)^2 \frac{48\sigma_\phi^2}{(1+m^2)\alpha L^3} k_1. \quad (20)$$

Рис. 2, иллюстрирующий зависимости (14) и рис. 3, иллюстрирующий зависимости (17)-(19) для  $m = 2$ , показывают, что все виды оценивания  $\sin \hat{\theta}_1, \sin \hat{\theta}_2$  и  $\sin \hat{\theta}_3$  могут вносить существенный вклад в итоговую оценку  $\sin \hat{\theta}$ .

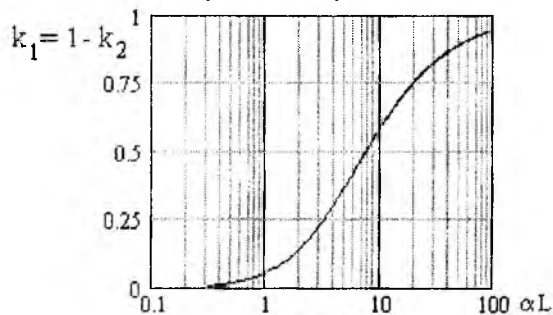


Рис. 2

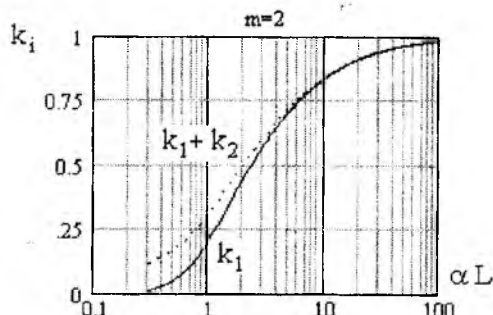


Рис. 3

Сравнивая соотношения (15) и (20) с формулой (5), конкретизируем условие (1):

$$\frac{\sigma_{\phi_n}^2}{\sigma_{u_i}^2} = q^2 \sigma_{\phi}^2 \Phi(\alpha L) \gg 1,$$

где  $\Phi(\alpha L) = \frac{2}{\alpha L + 6 + 12/\alpha L}$  для экспоненциального закона корреляции (9) и

$$\Phi(\alpha L) = \frac{4}{(1+m^2)\alpha L + 12 + 48/(1+m^2)\alpha L + 48/(1+m^2)\alpha^2 L^2}$$
 для законов корреляции (10).

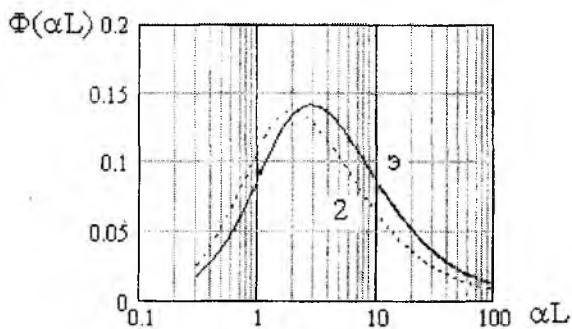


Рис. 4

Из этих соотношений видно, что условие (1) определяется совместно тремя факторами: отношением сигнал/шум  $q^2$ , дисперсией фазовых флуктуаций  $\sigma_{\phi}^2$  и отношением размера антенны к радиусу корреляции флуктуаций  $\rho \sim 1/\alpha$ . График  $\Phi(\alpha L)$  представлен на рис. 4 для случаев э и 2 (рис. 1).

Вычисление выигрыша (7) с использованием формул (4) и (5) для экспоненциального закона корреляции дает

$$B(\alpha L) = \left[ 1 - 3/\alpha L + 12/\alpha^3 L^3 - 3e^{-\alpha L} (1 + 2/\alpha L)^2 / \alpha L \right] \left( 1 + 6/\alpha L + 12/\alpha^2 L^2 \right),$$

а для законов корреляции (10) находим

$$B(\alpha L) = \left\{ 1 - \frac{3}{2}(3 - m^2)X + 6(5 - 10m^2 + m^4)X^3 - \frac{3}{2}Xe^{-\alpha L} \times \right. \\ \times \left[ 3 - m^2 + 16(1 - m^2)X + 4(5 - 10m^2 + m^4)X^2 \right] \cos m\alpha L + \\ \left. + \left[ 3m - \frac{1}{m} + 4\left(6m - m^3 - \frac{1}{m}\right)X + 4\left(10m - 5m^3 - \frac{1}{m}\right)X^2 \right] \sin m\alpha L \right\} \times \\ \times \left[ 1 + 12X \left[ 1 + 4X \left( 1 + (1 + m^2)X \right) \right] \right],$$

где  $X = 1/(1 + m^2)\alpha L$ .

Численные значения выигрыша  $B$  иллюстрируются рис. 5, из которого видно, что он может составлять от десятков до сотен процентов в зависимости от видов закона корреляции и отношения размера антенны  $L$  к радиусу корреляции флуктуаций фазы  $\rho \sim 1/\alpha$ .

Все приведенные выше результаты, отражающие закономерности измерения угла прихода волны, можно распространить на закономерности измерения несущей частоты сигнала  $\omega_0$  и измерения времени его запаздывания  $t_3$ , благодаря формальному совпадению соответствующих закономерностей. Для получения соотношений, определяющих измерение несущей

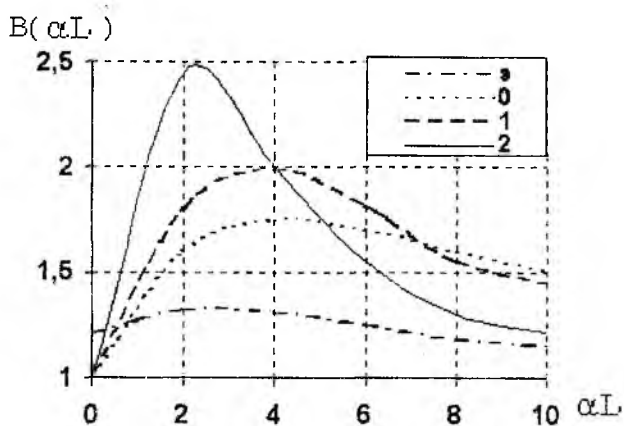


Рис. 5

шей частоты, нужно заменить  $\frac{2\pi}{\lambda} \sin \theta$  на  $\omega_0$ ,  $l$  – на текущее время  $t$ , отсчитываемое от середины сигнала,  $L$  – на длительность сигнала  $T$ ,  $\sigma_{\phi l}^2 \left( \frac{2\pi}{\lambda} \right)^2 \cos^2 \theta$  – на дисперсию ошибок измерения частоты  $\sigma_{\phi l \omega}^2$ . Для получения соотношений, определяющих измерение времени запаздывания, нужно заменить  $\frac{2\pi}{\lambda} \sin \theta$  на  $t_3$ ,  $l$  – на частоту  $\omega$ , отсчитываемую от середины спектра сигнала,  $L$  – на ширину частотного спектра  $\Pi$ ,  $\sigma_{\phi l}^2 \left( \frac{2\pi}{\lambda} \right)^2 \cos^2 \theta$  – на дисперсию ошибок измерения времени запаздывания  $\sigma_{\phi l t}^2$ .

**Список литературы:** 1. Шифрин Я.С. Вопросы статистической теории антенн. М.: Сов. радио, 1970. 2. Справочник по радиолокации / Под ред. М. Скольника. М.: Сов. радио, 1976. Том 1. 3. Амиантов И.Н. Избранные вопросы статистической теории связи. М.: Сов. радио, 1971. 4. Бакут П.А., Логинов В.А., Троицкий И.Н. Измерение угловых координат источников когерентного светового излучения по фазовому фронту принимаемой волны // Радиотехника и электроника. 1977. Т.22, №2. С. 286. 5. Минервин Н.Н., Васюта К.С. Оптимальное оценивание угла прихода волны при наличии случайных искажений ее фронта и аддитивных помех // Радиотехника. 1998. Вып. 105. С. 61-68.

Харьковский военный университет

Поступила в редколлегию 31.01.2001

### АЛГОРИТМЫ, ТОЧНОСТЬ ОЦЕНИВАНИЯ И МЕРА РАЗРЕШАЮЩЕЙ СПОСОБНОСТИ НЕСУЩЕЙ ЧАСТОТЫ И СКОРОСТИ ЕЕ ИЗМЕНЕНИЯ ПРИ ИСПОЛЬЗОВАНИИ КОГЕРЕНТНОЙ ПАЧКИ ИМПУЛЬСОВ

На практике широко используется когерентная пачка импульсов при измерении радиальной скорости и радиального ускорения цели, а так же при череспериодной компенсации помех. В основе этих операций лежат измерения несущей частоты и скорости ее изменения. Однако в имеющихся публикациях еще не полно рассмотрены особенности измерения этих параметров и разрешения по ним. В статье получены алгоритмы измерения в явном виде, что позволило выявить некоторые их существенные свойства, а также формулы, определяющие потенциальные точности измерений и меры разрешения.

Отношение правдоподобия для когерентного сигнала с равномерно распределенной случайной фазой и случайной амплитудой, распределенной по рэлеевскому закону, в соответствии с [1] имеет вид

$$\ell = \frac{1}{1 + \frac{q^2}{2}} \exp \frac{\frac{q^4}{4}}{1 + \frac{q^2}{2}} \rho^2, \quad (1)$$

где  $q^2$  – отношение сигнал/шум по мощности и  $\rho$  – нормированная функция рассогласования.

Полагая  $q^2 \gg 1$ , из [1] получим

$$\ell \approx \frac{2}{q^2} \exp \frac{q^2 \rho^2}{2}. \quad (2)$$

В случае когерентной пачки с постоянным периодом следования импульсов нормированная функция рассогласования имеет вид

$$\rho^2(\Omega, \dot{\Omega}) = \left| \sum_{i=1}^n \xi_i \exp \left\{ j \left[ \Phi_i - \left( \frac{n+1-2i}{2} T \right) \Omega - \frac{1}{2} \left( \frac{n+1-2i}{2} T \right)^2 \dot{\Omega} \right] \right\} \right|^2, \quad (3)$$

где  $\Omega = \omega - \omega_c$  – рассогласование между ожидаемой  $\omega$  и наблюдаемой  $\omega_c$  несущими частотами пачки импульсов;  $\dot{\Omega} = \dot{\omega} - \dot{\omega}_c$  – рассогласование между ожидаемой  $\dot{\omega}$  и наблюдаемой  $\dot{\omega}_c$  первыми производными по времени несущей частоты импульсов пачки;  $n$  – число импульсов в пачке;  $i$  – номер импульса, отсчитываемый от начала пачки;  $\xi_i = \frac{Z_i}{Z_\Sigma}$ ;  $Z_i = \frac{1}{2} \left| \int_{-\infty}^{\infty} \dot{Y}_i(t) \dot{X}_i^*(t) dt \right|$  – модуль сигнальной части комплексного корреляционного интеграла для  $i$ -го импульса (результат его временной обра-

ботки);  $\dot{Y}_i(t)$  – комплексная огибающая принятого  $i$ -го импульса;  $\dot{X}_i^*(t)$  – комплексно сопряженная

огибающая опорного напряжения при обработке  $i$ -го импульса;  $Z_\Sigma = \sum_{i=1}^n Z_i$ ;  $\Phi_i$  – наблюдаемое

значение начальной фазы  $i$ -го импульса;  $\frac{n+1-2i}{2} T \Omega$  и  $\frac{1}{2} \left( \frac{n+1-2i}{2} T \right)^2 \dot{\Omega}$  – ожидаемые слагаемые начальной фазы  $i$ -го импульса, обусловленные соответственно рассогласованиями по несущей частоте и по скорости ее изменения;  $T$  – период следования импульсов пачки.

Для малого рассогласования наблюдаемых и ожидаемых значений разностей начальных фаз импульсов пачки, выражение (3) преобразуем к виду

$$\begin{aligned}
\rho^2(\Omega, \dot{\Omega}) = & 1 - \frac{1}{2} \sum_{i=1}^n \sum_{k=1}^n \xi_i \xi_k (\Phi_i - \Phi_k)^2 - \frac{1}{2} T^2 \Omega^2 \sum_{i=1}^n \sum_{k=1}^n \xi_i \xi_k (i-k)^2 - \\
& - \frac{1}{8} T^4 \dot{\Omega}^2 \sum_{i=1}^n \sum_{k=1}^n \xi_i \xi_k [i^2 - k^2 - (n+1)(i-k)]^2 + T \Omega \sum_{i=1}^n \sum_{k=1}^n \xi_i \xi_k (i-k) \times \\
& \times (\Phi_i - \Phi_k) + \frac{1}{2} T^2 \dot{\Omega} \sum_{i=1}^n \sum_{k=1}^n \xi_i \xi_k [i^2 - k^2 - (n+1)(i-k)] (\Phi_i - \Phi_k) - \\
& - \frac{1}{2} T^3 \Omega \dot{\Omega} \sum_{i=1}^n \sum_{k=1}^n \xi_i \xi_k (i-k) [i^2 - k^2 - (n+1)(i-k)]
\end{aligned} \tag{4}$$

где  $k$ , как и  $i$  – номер импульса пачки, отсчитываемый от ее начала.

При симметричном амплитудном распределении

$$\xi_i = \xi_{n+1-i},$$

можно показать, что

$$\sum_{i=1}^n \sum_{k=1}^n \xi_i \xi_k (i-k)^2 (i+k-n-1) = 0.$$

Следовательно, если в выражении (4) отсутствуют слагаемые с произведением  $\Omega$  и  $\dot{\Omega}$ , то есть измерения частоты и скорости ее изменения независимы. Таким образом, вместо совместной функции рассогласования  $\rho(\Omega, \dot{\Omega})$  можно рассматривать отдельно функции рассогласования  $\rho(\Omega)$  и  $\rho(\dot{\Omega})$ .

Подставляя их в выражение (2), логарифмируя и оставляя только зависящие от измеряемых параметров слагаемые, получаем выражение для соответствующих достаточных статистик:

$$S(\Omega) = -\frac{q^2}{2} \left\{ \frac{T^2}{2} \Omega^2 \sum_{i=1}^n \sum_{k=1}^n \xi_i \xi_k (i-k)^2 - T \Omega \sum_{i=1}^n \sum_{k=1}^n \xi_i \xi_k (i-k) (\Phi_i - \Phi_k) \right\}, \tag{5}$$

$$\begin{aligned}
S(\dot{\Omega}) = & -\frac{q^2}{2} \left\{ \frac{1}{8} T^4 \dot{\Omega}^2 \sum_{i=1}^n \sum_{k=1}^n \xi_i \xi_k [i^2 - k^2 - (n+1)(i-k)]^2 - \frac{1}{2} T^2 \dot{\Omega} \times \right. \\
& \times \left. \sum_{i=1}^n \sum_{k=1}^n \xi_i \xi_k [i^2 - k^2 - (n+1)(i-k)] (\Phi_i - \Phi_k) \right\}
\end{aligned} \tag{6}$$

Оценки измеряемых параметров и дисперсии ошибок данных оценок находятся по методу наибольшего правдоподобия по выражениям [1]:

$$\frac{\partial S(\Omega)}{\partial \Omega} = 0 \text{ при } \omega = \hat{\omega}, \tag{7}$$

$$\frac{\partial S(\dot{\Omega})}{\partial \dot{\Omega}} = 0 \text{ при } \dot{\omega} = \hat{\dot{\omega}}, \tag{8}$$

$$\sigma_{\hat{\omega}}^2 = \frac{1}{|S''_{\Omega}(0)|}, \tag{9}$$

$$\sigma_{\hat{\dot{\omega}}}^2 = \frac{1}{|S''_{\dot{\Omega}}(0)|}. \tag{10}$$

Схемы, реализующие алгоритмы измерений (7) на основе достаточной статистики (5), приведены в [1].

После однократного и двукратного дифференцирования по измеряемым параметрам выражений (5) и (6) получим оценки и дисперсии ошибок оценок для параметров  $\omega$  и  $\dot{\omega}$  в явном виде:

$$\hat{\omega} = \frac{\sum_{i=1}^n \sum_{k=1}^n \xi_i \xi_k (i-k)(\Phi_i - \Phi_k)}{T \sum_{i=1}^n \sum_{k=1}^n \xi_i \xi_k (i-k)^2}, \quad (11)$$

$$\frac{1}{\sigma_{\hat{\omega}}^2} = \frac{q^2 T^2}{2} \sum_{i=1}^n \sum_{k=1}^n \xi_i \xi_k (i-k)^2, \quad (12)$$

$$\hat{\omega} = \frac{2 \sum_{i=1}^n \sum_{k=1}^n \xi_i \xi_k (i-k)(i+k-n-1)(\Phi_i - \Phi_k)}{T^2 \sum_{i=1}^n \sum_{k=1}^n \xi_i \xi_k [(i-k)(i+k-n-1)]^2}, \quad (13)$$

$$\frac{1}{\sigma_{\hat{\omega}}^2} = \frac{q^2 T^4}{8} \sum_{i=1}^n \sum_{k=1}^n \xi_i \xi_k [(i-k)(i+k-n-1)]^2. \quad (14)$$

С учетом симметричности огибающей пачки данные соотношения можно упростить до вида

$$\hat{\omega} = \frac{\sum_{j=1}^m \xi_j (2j-1) R_j}{T \sum_{j=1}^m \xi_j (2j-1)^2}, \quad (15)$$

$$\frac{1}{\sigma_{\hat{\omega}}^2} = \frac{q^2 T^2}{2} \sum_{j=1}^m \xi_j (2j-1)^2, \quad (16)$$

$$\hat{\omega} = \frac{2 \sum_{j=2}^m \xi_j \sum_{l=1}^{j-1} \xi_l (j^2 - j - l^2 + l)(S_j - S_l)}{T^2 \sum_{j=2}^m \xi_j \sum_{l=1}^{j-1} \xi_l (j^2 - j - l^2 + l)^2}, \quad (17)$$

$$\frac{1}{\sigma_{\hat{\omega}}^2} = \frac{q^2 T^4}{8} \sum_{j=2}^m \xi_j \sum_{l=1}^{j-1} \xi_l (j^2 - j - l^2 + l)^2, \quad (18)$$

где  $j$  и  $l$  – номера симметричных пар импульсов (отсчет номеров ведется от центра пачки),  $m = \frac{n}{2}$  – число пар импульсов, симметричных относительно центра пачки,  $R_j$  – разность начальных фаз  $j$ -ой симметричной пары импульсов,  $S_j$  и  $S_l$  – суммы начальных фаз соответственно  $j$ -ой и  $l$ -ой симметричной пары импульсов.

Меры разрешающих способностей по несущей частоте и скорости ее изменения определяются из соотношений [1]:

$$\Delta\omega = q\sigma_{\hat{\omega}}, \quad (19)$$

$$\Delta\dot{\omega} = q\sigma_{\dot{\hat{\omega}}}. \quad (20)$$

В выражение (15) входят разности начальных фаз, симметричных относительно центра пачки импульсов, что физически очевидно, так как при этом используются независимые разности фаз импульсов с наибольшим разносом по времени. В выражение (17) входят суммы начальных фаз, симметричных относительно центра пачки импульсов. Более подробный анализ показывает, что эти сум-

мы с соответствующими весовыми коэффициентами эквивалентны всем возможным информативным вариантам разностей фаз.

Пусть пачка импульсов имеет прямоугольную огибающую ( $\xi_j = \frac{1}{n}$ ). Применяя формулы (15-18) и формулы для конечных сумм [2], получим соответствующие выражения для оценок и дисперсий ошибок оценок несущей частоты и скорости ее изменения:

$$\hat{\omega} = \frac{3}{m(4m^2 - 1)T} \sum_{j=1}^m (2j-1)R_j, \quad (21)$$

$$\frac{1}{\sigma_{\hat{\omega}}^2} = \frac{q^2(4m^2 - 1)}{12} T^2, \quad (22)$$

$$\hat{\dot{\omega}} = \frac{45}{m(4m^2 - 1)(m^2 - 1)T^2} \sum_{j=1}^m [j^2 - j - \frac{1}{3}(m^2 - 1)]S_j, \quad (23)$$

$$\frac{1}{\sigma_{\hat{\dot{\omega}}}^2} = \frac{q^2(4m^2 - 1)(m^2 - 1)}{180} T^4. \quad (24)$$

Выражения для дисперсий ошибок в случае непрерывного сигнала с той же длительностью и энергией имеют вид:

$$\frac{1}{\sigma_{\omega_n}^2} = \frac{q^2 T_c^2}{12}, \quad (25)$$

$$\frac{1}{\sigma_{\dot{\omega}_n}^2} = \frac{q^2 T_c^4}{720}, \quad (26)$$

где  $T_c = (n-1)T$  – длительность непрерывного сигнала. Сравнение выражений (22) и (24) с соответствующими выражениями (25) и (26) показывает, что точность оценивания несущей частоты с использованием когерентной пачки импульсов в  $\frac{n+1}{n-1}$  раз выше точности, полученной при использовании непрерывного сигнала той же длительности и энергии. Точность оценивания скорости изменения несущей частоты по когерентной пачке импульсов в  $\frac{(n+1)(n^2-4)}{(n-1)^3}$  раз превосходит соответствующую точность, определяемую по непрерывному сигналу.

Следовательно, точности оценивания несущей частоты и скорости ее изменения, а также меры разрешающих способностей по ним для пачек с небольшим числом импульсов существенно выше соответствующих величин, определяемых по непрерывному сигналу той же длительности и энергии.

Например, для пачки из четырех импульсов данные выигрыши в точности составляют  $\frac{n+1}{n-1} = 1,7$  раза

и  $\frac{(n+1)(n^2-4)}{(n-1)^3} = 2,2$  раза. При увеличении же длительности пачки данные отношения стремятся к

единице. Например, для пачки из шестнадцати импульсов  $\frac{n+1}{n-1} = 1,06$ ,  $\frac{(n+1)(n^2-4)}{(n-1)^3} = 1,27$ .

**Список литературы:** 1. Ширман Я.Д., Манжос В.Н. Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех. М.: Радио и связь, 1981. 416 с. 2. Градштейн И.С., Рыжик И.М. Таблицы интегралов, сумм, рядов и произведений. М.: Наука, 1971. 1108 с.

*В. В. БАВЫКИНА, канд. техн. наук, Б. Л. КАЩЕЕВ, д-р. техн. наук,  
Ю. А. КОВАЛЬ, д-р. техн. наук, С. Г. КУНДЮКОВ, Ю. А. ЛЕМАН,  
Г. В. НЕСТЕРЕНКО, канд. техн. наук, С. Ф. СЕМЕНОВ*

## **ОЦЕНКА КРАТКОВРЕМЕННОЙ НЕСТАБИЛЬНОСТИ ВРЕМЕНИ ЗАДЕРЖКИ СИГНАЛОВ ПРИ МЕТЕОРНОМ РАСПРОСТРАНЕНИИ РАДИОВОЛН**

Кратковременная нестабильность и невзаимность метеорного радиоканала (МРК) определяют предельные точностные характеристики радиометеорного метода сличения шкал эталонов времени. Изучению кратковременной нестабильности метеорного радиоканала посвящено значительное число работ, в которых теоретически и на основе экспериментальных данных исследовались вариации амплитудно-временных и фазовременных характеристик (АВХ и ФВХ), а также доплеровское изменение частоты принимаемых сигналов. Фазовая нестабильность или, что равнозначно, нестабильность времени задержки сигналов, в основном определяет значение трассовой погрешности для ретрансляционных алгоритмов сличения шкал разнесенных эталонов времени.

Требование стабильности означает, что характеристики канала, а, значит, и амплитуда, задержка, частота и начальная фаза принимаемого сигнала остаются неизменными в течение определенного интервала времени. Если интервал наблюдения не превосходит длительности метеорного радиозоха, то говорят о кратковременной нестабильности МРК.

Требование взаимности означает, что характеристики канала одинаковы при распространении по нему в прямом и обратном направлениях, а, следовательно, одинаковы и характеристики принимаемых сигналов, излученных одновременно навстречу друг другу из пунктов хранения шкал времени.

В теории радиометеорной синхронизации понятия стабильности и взаимности обычно используются в смысле кратковременной стабильности временной задержки и взаимности временной задержки сигналов точного времени.

На интервалах времени, превышающих длительность отдельного метеора, МРК обладает значительной амплитудной и фазовой нестабильностью. Широкий спектр масс регистрируемых метеорных частиц (от  $10^{-6}$  г и выше), их начальных скоростей и случайные координаты метеорного следа, ограниченные размерами метеорной зоны и характеристиками антенн, приводят к тому, что линейная плотность электронов следа и длина пути, проходимого электромагнитной волной, изменяются в широких пределах. Следствием этого является значительный диапазон регистрируемых амплитуд отраженных сигналов, определяемый, в основном, динамическим диапазоном приемника (около 100 дБ).

Нестабильность амплитуды отраженного сигнала приводит к изменению помеховой погрешности, обусловленной конечностью отношения сигнал-помеха, и к вариации аппаратурной погрешности, вызванной зависимостью задержки сигнала в трактах от его амплитуды. В этом проявляется взаимозависимость различных видов погрешностей радиометеорной синхронизации.

Для снижения погрешности, обусловленной амплитудной нестабильностью рассеянного сигнала, в аппаратуре сличения используется мгновенная автоматическая регулировка усиления. Наряду с аппаратурными способами снижения погрешности сличения перспективно использование алгоритмов вторичной обработки, учитывающих широкий диапазон амплитуд отраженных сигналов и др. статистические особенности радиометеорного канала.

К настоящему времени выявлены следующие основные причины, вызывающие кратковременную нестабильность времени задержки сигналов (фазовую нестабильность) при метеорном распространении радиоволн:

- 1) дифракция на образующемся метеорном следе [1,2];
- 2) ветровое перемещение отражающей области [2,3];
- 3) диффузное расширение метеорного следа [4,5];
- 4) резонанс в метеорном следе [5];
- 5) многолучевое распространение радиоволн [6].

Экспериментальному исследованию кратковременной фазовой нестабильности МРК посвящено сравнительно небольшое количество работ [3,7,8]. Их основные результаты помещены в табл.1. Сведения о нестабильности могут быть значительно дополнены, если использовать экспериментальные измерения скорости ветра в метеорной зоне, проводимые методом радиолокации метеоров [2].

Таблица 1

Авторы	Литература, год	Среднее значение, рад/с	СКО, рад/с	Максимальное значение, рад/с	Несущая частота, МГц	Учитывалось изменение знака
Марч Д.Н.	[10], 1966	$2,5 \cdot 2\pi$	—	—	—	нет
Дудник Б.А. Кащеев Б.Л. Смирнов А.Н	[11], 1971	—	—	$15 \cdot 2\pi$	72	нет
Михайлов В.К. Сидоров В.В.	[3], 1976	$0,5 \cdot 2\pi$	$2 \cdot 2\pi$	$7 \cdot 2\pi$	—	да
Елисеев В.И., Черный В.И.	[7], 1978	$0,39 \cdot 2\pi$	$4,9 \cdot 2\pi$	$12 \cdot 2\pi$	57	да
Сидоров В.В., Курганов А.Р. и др.	[8], 1981	$2,1 \cdot 2\pi$	—	$8 \cdot 2\pi$	60	нет
Кащеев Б.Л., Дудник Б.С., Коваль Ю.А. и др.	[12], 1992	$2,85 \cdot 2\pi$	$2,7 \cdot 2\pi$	$25 \cdot 2\pi$	57	нет

Недостатками экспериментальных исследований являются сравнительно низкая точность результатов измерений, обусловленная низкой стабильностью частот несущей и гетеродинов ( $10^{-5}$ ) и недостаточно высокой точностью определения временного положения сигналов, относительно низкий энергетический потенциал излучения (1...8 Дж в импульсах), а также использование сравнительно низкой несущей частоты (30 МГц) при измерении скорости ветра. Результаты исследований, приведенные в табл. 1, существенно отличаются друг от друга. Во многих работах отсутствуют необходимые статистические характеристики, включая вид закона распределения фазовой нестабильности.

Результаты исследований, приведенные в работах [9, 13] показывают, что абсолютная нестабильность временной задержки принимаемого сигнала составляет единицы наносекунд за время, равное периоду сличения. Это существенно для высокоточных систем сличения, которые должны обеспечивать синхронизацию эталонов с погрешностью менее 10 нс. Поэтому необходимы дальнейшие исследования фазовой нестабильности с использованием высокоточных средств измерений с целью более полного статистического описания метеорного канала сличения, определения закона распределения нестабильности и ее числовых характеристик. Такое исследование позволит уточнить вклад трассовой погрешности, обусловленной кратковременной фазовой нестабильностью, в результирующую погрешность сличения и выработать способы ее снижения.

Существенно повысить точность измерения фазовой нестабильности МРК позволил новый радиометеорный комплекс сличения (РМКС), предназначенный для высокоточного сличения шкал разнесенных эталонов времени. В состав этого радиометеорного комплекса «МЕТКА-11» входят: устройство формирования, приема и обработки сигналов; цифровой блок; передающее устройство (ПУ); антенный коммутатор (АК); устройство пилотирования; ЭВМ; источник питания (ИП). Структурная схема аппаратуры «МЕТКА-11» приведена на рис. 1.

Устройство формирования, приема и обработки сигналов состоит из: синтезатора частот (СЧ); формирователя зондирующего сигнала (ФЗС); приемного устройства (ПрУ). Цифровой блок включает в себя: формирователь шкалы времени (ФШВ); кодирующее устройство (КУ); устройство цифровой обработки сигналов (УЦОС); устройство сопряжения с ЭВМ (УС); аналого-цифровой преобразователь (АЦП) и цифро-аналоговый преобразователь (ЦАП); формирователь стробов обнаружения (ФСО).

Передающее устройство представляет собой усилитель мощности сигналов, излучаемых в метеорный радиоканал. Для обеспечения электромагнитной совместимости и необходимых тепловых режимов передающее устройство размещено в двух блоках (блок питания и высокочастотный блок). Антенный коммутатор позволяет использовать общий антенно-фидерный тракт для приема и излучения сигналов. Это необходимо для исключения влияния задержки сигналов в антенно-фидерном тракте на результаты измерений сдвига шкал. Устройство пилотирования введено для уменьшения аппаратурных систематических погрешностей и предназначено для измерения временных задержек,

возникающих при прохождении сигналов через цепи приемного и передающего устройств. Использование дополнительной измерительной антенны, связанной с устройством пилотирования, дает возможность измерять задержки сигналов в антенно-фидерном тракте при работе как на прием, так и на излучение сигналов. ЭВМ укомплектована устройством сохранения, отображения, ввода и вывода информации.

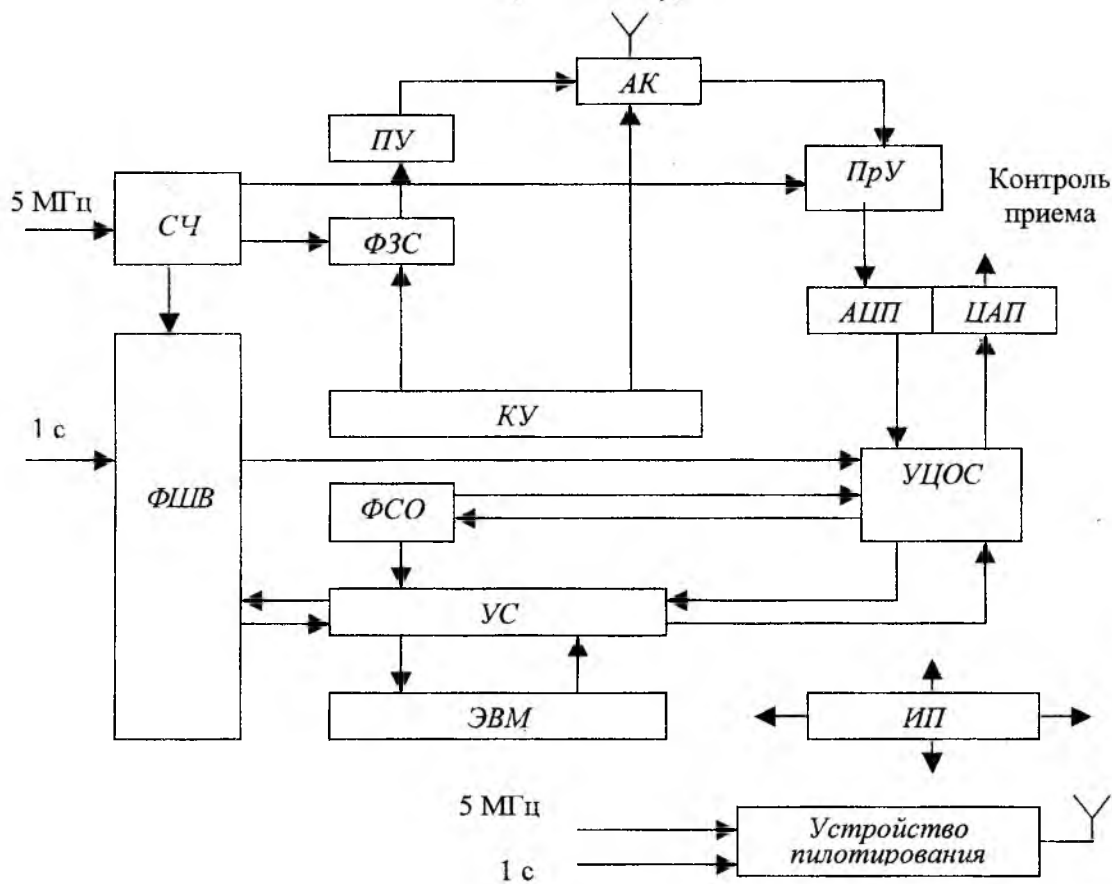


Рис. 1

Радиометеорный комплекс синхронизации шкал эталонов времени «МЕТКА-11» работает следующим образом. Зондирование метеорного радиоканала осуществляется с частотой 50 Гц. При появлении метеорной связи между пунктами расположения эталонов сличение шкал времени и измерение изменения времени задержки принятого сигнала производится дважды за период зондирования.

Синтезатор частот формирует несущую частоту  $f_0 = 45,5$  МГц, гетеродинные частоты преобразователей частоты приемника и тактовую частоту 128 МГц для цифрового блока. Все сигналы синтезатора частот синхронизируются внешним сигналом от эталона (5 МГц или 1 МГц). Формирователь шкал времени вырабатывает внутреннюю шкалу времени и связанные с ней тактовые сигналы для цифровых модулей блока. Внутренняя шкала времени привязана к внешнему сигналу 1 с от эталона. Кодировочное устройство формирует кодовые последовательности, которые управляют работой формирователя зондирующего сигнала, и вырабатывают стробы для антенного коммутатора. В приемном устройстве осуществляется усиление и предварительная фильтрация сигналов, а также перенос их спектра на промежуточную частоту 1,8 МГц. Устройство цифровой обработки сигналов обеспечивает цифровую фильтрацию сигналов, их обнаружение и оценку временного положения. Устройство сопряжения производит обмен данными между ЭВМ и модулями цифрового блока. Введенная в комплект аппаратуры ЭВМ IBM PC/AT-486 выполняет следующие функции: формирование грубой части шкалы времени с дискретностью 1 с; управление работой устройств цифрового блока; вычисление точной части временного положения принятого сигнала по цифровым отсчетам; накопление и статистическую обработку результатов сличения, прием и передачу информации; помехоустойчивое кодирование и декодирование информации; обмен информацией с оператором, включающим отображение данных на экране и ввод с клавиатуры. Технические характеристики аппаратуры «МЕТКА-11» приведены в табл. 2.

Характеристика	Значение показателя качества
Метод сличения	Встречный
Вид сигнала	Составной (13-ти позиционный фазоманипулированный (ФМ) сигнал и двухчастотный сигнал)
Длительность импульса, мкс	ФМ сигнал – 13x10 ДЧС – 256x5
Ширина спектра, МГц	0,2
Импульсная мощность, кВт	2...4
Дискретность результатов измерений, нс	По огибающей ДЧС – 1,25 По фазе несущей – 0,1
Погрешность, нс	По огибающей ДЧС – 10
Дополнительные измеряемые параметры	Время задержки сигнала при распространении
Средняя скорость передачи информации, бод	100...150

Основные особенности технической реализации аппаратуры «МЕТКА-11» – применение цифровой обработки и измерения временного положения сигналов как по фазе огибающей двухчастотного сигнала, так и по фазе несущей частоты; использование фазовой автоподстройки частоты синтезаторов частоты по сигналам эталонов; включение в состав аппаратуры ЭВМ для управления работой комплекса, обработки и вывода информации; применение для пилотирования аппаратурных задержек цифровой зеркальной ретрансляции сигналов и внешней измерительной антенны – позволили осуществлять измерение изменения времени задержки сигнала в метеорном радиоканале с высокой точностью.

В аппаратуре реализованы измерения изменения временной задержки принятого сигнала на несущей частоте 45,5 МГц с периодом измерения  $T = 10$  мс. В целях экспериментального исследования временной нестабильности задержки на аппаратуре «МЕТКА-11» был получен достаточно представительный объем экспериментальных данных в локационном режиме и выполнена статистическая обработка массива результатов измерений объемом 1071 элемент, полученного на 142 метеорах. Структуру сеанса хорошо отображает рис. 2, а, на котором представлена гистограмма числа измерений времени задержки, выполненных за время существования радиоотражения от метеорного ионизированного следа. (В дальнейшем для краткости будем употреблять вместо выражения «за время существования радиоотражения от метеорного следа» выражение «на метеоре»). Следует заметить, что на 30 метеорах получено всего по два измерения. На рис. 2, в показано, как распределяются значения коэффициента, характеризующего наклон регрессионных модельных прямых, в зависимости от числа измерений на метеоре.

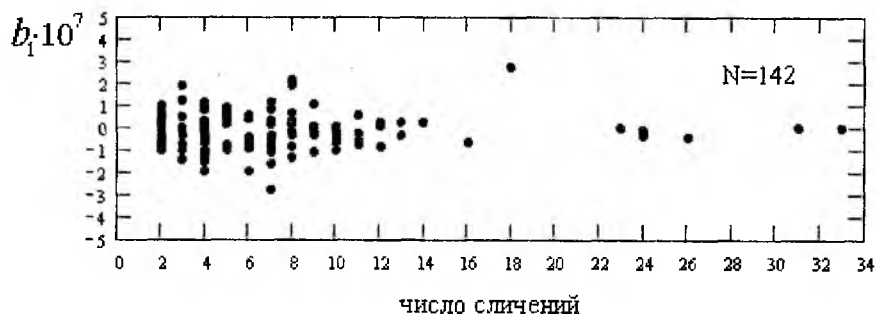
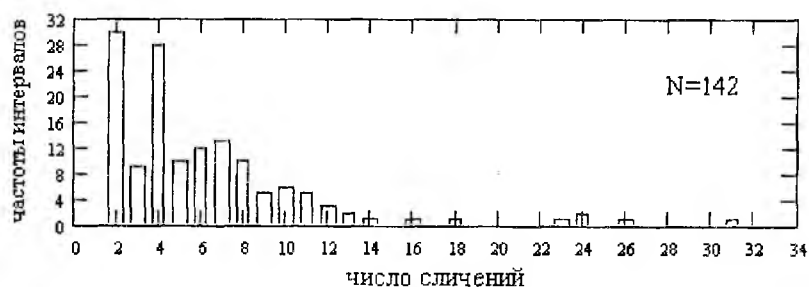


Рис. 2

Полученные на каждом метеоре временные ряды содержат достаточно четкие детерминированные изменения временной задержки – тренды. Пример результатов единичных измерений  $\tau_{pi}$  изменения задержки принимаемого сигнала, выраженных в наносекундах, за время существования радиотражения от метеорного следа представлен на рис. 3, а и с точками. На этих же рисунках пунктирными линиями показаны линейные регрессионные модели первого и второго порядков соответственно, а на рис 3, б и 3, д приведены остатки, позволяющие судить о степени несоответствия модели экспериментальным данным. Для выявления трендов времени задержки и исследования экспериментальных результатов применялся математический аппарат прикладного регрессионного анализа [14].

Для каждой группы исходных данных, полученных за время существования радиоэхо от метеорного следа, проверялась линейная по параметрам модель, матричная запись которой имеет вид

$$Y = X \cdot \beta + \epsilon, \quad (1)$$

где  $Y$  – вектор результатов единичных измерений, элементами которого являются  $Y_i = \tau_{pi}$ ;  $X$  – матрица независимых переменных, каждая  $i$ -я строка которой имеет вид  $(1, X_i)$  для модели первого порядка и  $(1, X_i, X_i^2)$  для модели второго порядка, причем,  $X_i = i \cdot T$ , где  $i$  – номер периода измерения,  $T = 10$  мс;  $\beta$  – вектор параметров временной задержки, подлежащих оцениванию;  $\beta = [\beta_0 \ \beta_1]$  и  $\beta = [\beta_0 \ \beta_1 \ \beta_2]$  – для моделей первого и второго порядков соответственно;  $\epsilon$  – вектор погрешностей.

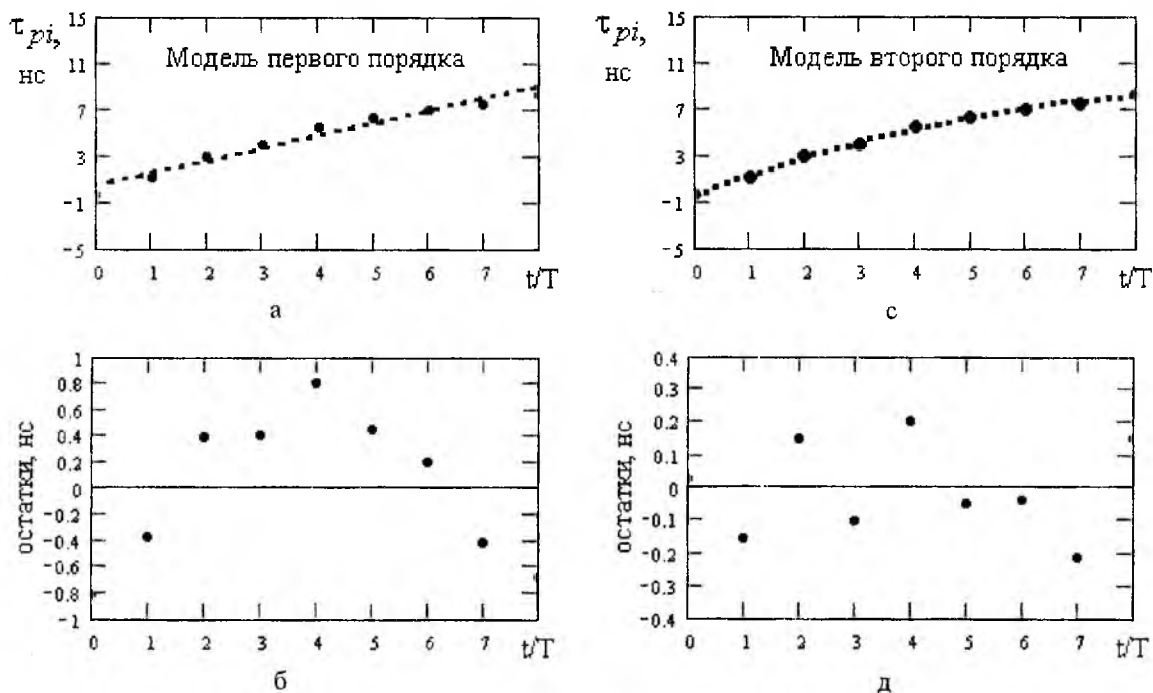


Рис. 3

Оценка вектора  $\beta$  определялась методом наименьших квадратов как

$$b = (X'X)^{-1} X'Y, \quad (2)$$

где  $X'$  – матрица, полученная транспонированием матрицы  $X$ ;  $(X'X)^{-1}$  – матрица, обратная матрице  $X'X$ . Для модели первого порядка имеем  $b' = [b_0 \ b_1]$ , а для модели второго порядка –  $b' = [b_0 \ b_1 \ b_2]$ . Модель первого порядка рассчитывалась и проверялась на адекватность только для 112 метеоров, на каждом из которых было получено более двух измерений, а модель второго порядка – на 104 метеорах, на которых было получено четыре и более сличений.

Вектор остатков рассчитывался по формуле

$$E = Y - \hat{Y}, \quad (3)$$

Таблица 3

Источник вариации	Число степеней свободы	Сумма квадратов SS	Средние квадраты MS
Обусловленный регрессией	$p$	$b'XY$	$MS_r$
Остаток	$n-p$	$Y'Y - b'XY$	$MS_e$
Общий	$n$	$Y'Y$	

где  $\hat{Y}$  – предсказанное значение отклика регрессионной модели.

В работе был выполнен дисперсионный анализ в соответствии с общей формой таблицы дисперсионного анализа, представленной в табл. 3. Применялась методика дисперсионного анализа, используемая в прикладном регрессионном анализе [14]. Здесь  $n$  – число измерений на метеоре (в нашем

случае);  $p = 1$  для модели первого порядка и  $p = 2$  для модели второго порядка. Средние квадраты вычислялись как отношение суммы квадратов к числу степеней свободы.

Выборочная дисперсия остатков определялась как

$$s^2 = \frac{\sum_{i=1}^n (Y_i - \hat{Y}_i)^2}{n-2}, \quad (4)$$

где  $s$  – выборочное среднеквадратическое отклонение (СКО) остатков.

Мера полезности параметров  $\beta_i$  (кроме  $\beta_0$ ) в моделях первого и второго порядков оценивалась с помощью квадрата множественного коэффициента корреляции

$$R^2 = \frac{\sum_{i=1}^n (\hat{Y}_i - Y)^2}{\sum_{i=1}^n (Y_i - Y)^2}, \quad (5)$$

который показывает в процентах насколько разброс исходных данных может быть объяснен рассчитанной регрессионной моделью. Значимость регрессии проверялась по  $F$ -критерию (критерию Фишера): вычислялось отношение

$$F = \frac{MS_r}{MS_e} \quad (6)$$

и сравнивалось со 100(1- $\alpha$ ) %-ой табличной точкой  $F(1; n-2)$  – распределения [22]; во всех случаях, когда расчетное значение  $F$  превышало критическое, соответствующее 95 %-ой точке  $F(1; n-2; 0,95)$  – распределения, гипотеза  $H_0: \beta_1 = 0$  отбрасывалась с риском ошибиться не более чем в 5 % случаев.

Результаты расчетов по формулам (1) – (6) для данных, полученных на одном из метеоров и приведенных на рис. 3, сведены в табл. 4.

Таблица 4

Основные характеристики	Для модели первого порядка	Для модели второго порядка
Уравнение модели в общем виде	$\tau_{pi} = b_0 + b_1 \cdot iT$	$\tau_{pi} = b_0 + b_1 \cdot iT + b_2 \cdot (iT)^2$
Коэффициенты моделей	$b_0 = 0,418$ нс; $b_1 = 1,074 \cdot 10^{-7}$	$b_0 = -0,42$ нс; $b_1 = 1,792 \cdot 10^{-7}$ ; $b_2 = -0,09 \cdot 10^{-5} \text{ с}^{-1}$
Уравнение модели для данных, представленных на рис. 3, $T = 10$ мс	$\tau_{pi} = 0,418 + 1,074 \cdot i$ нс	$\tau_{pi} = -0,42 + 1,792 \cdot i - 0,09 \cdot i^2$ нс
Выборочное СКО остатков	0,615 нс	0,157 нс
Квадрат коэффициента коррелции	96,2 %	99,8 %
Расчетное значение $F$	183,04	2927,7
Табличное значение $F$	5,59	5,99

Для данного примера модель первого порядка объясняет разброс данных на 96,2 %, а модель второго порядка – на 99,8 %. Расчетные значения  $F$  – критерия весьма существенно превосходят табличные значения, это позволяет сделать вывод, что принятые модели адекватны. Выборочное СКО остатков для модели первого порядка почти в четыре раза превосходит соответствующую статистику модели второго порядка, что безусловно свидетельствует в пользу предпочтительного выбора модели второго порядка. Однако существенно меньший вклад квадратичной составляющей ( $-0,09$  нс) в изменение времени задержки за период измерений по сравнению с вкладом линейной компоненты модели первого порядка ( $1,074$  нс) позволяет остановиться на модели первого порядка.

Такие расчеты были выполнены для всех радиотражений от 112 (104) метеорных следов, для которых проверялась регрессионная модель первого (второго) порядка. Затем была выполнена статистическая обработка результатов этих расчетов. На рис. 4 и рис. 5 соответственно показаны гистограммы распределения для коэффициентов регрессионных моделей, выборочных СКО остатков и для квадрата коэффициента корреляции. На этих рисунках  $N$  – число обработанных метеорных следов.

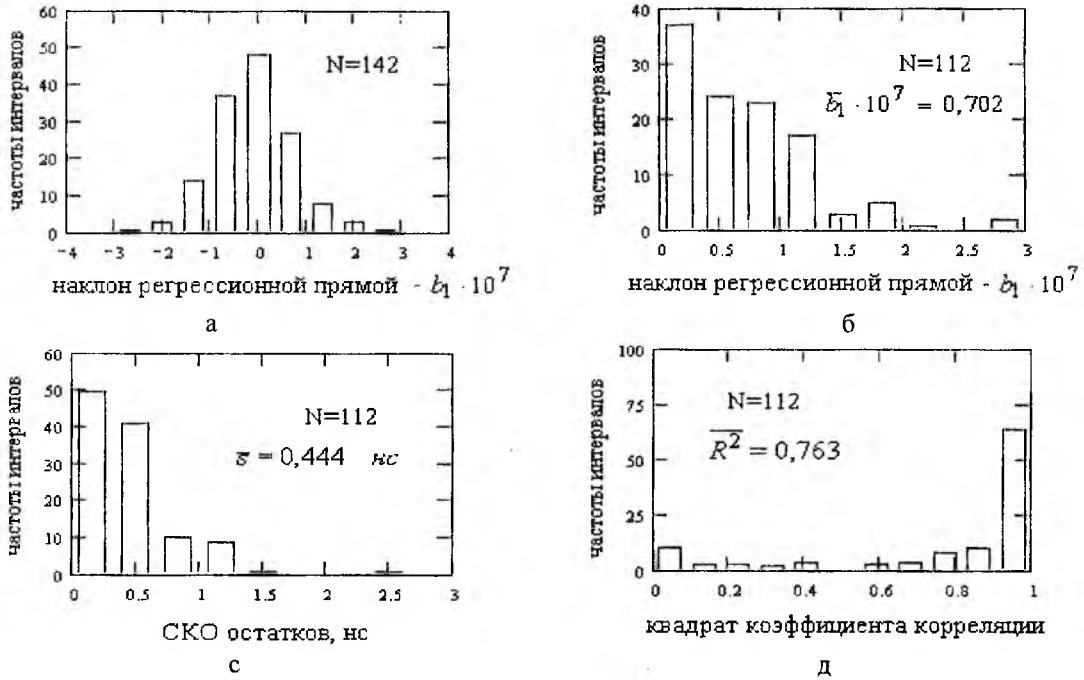


Рис. 4

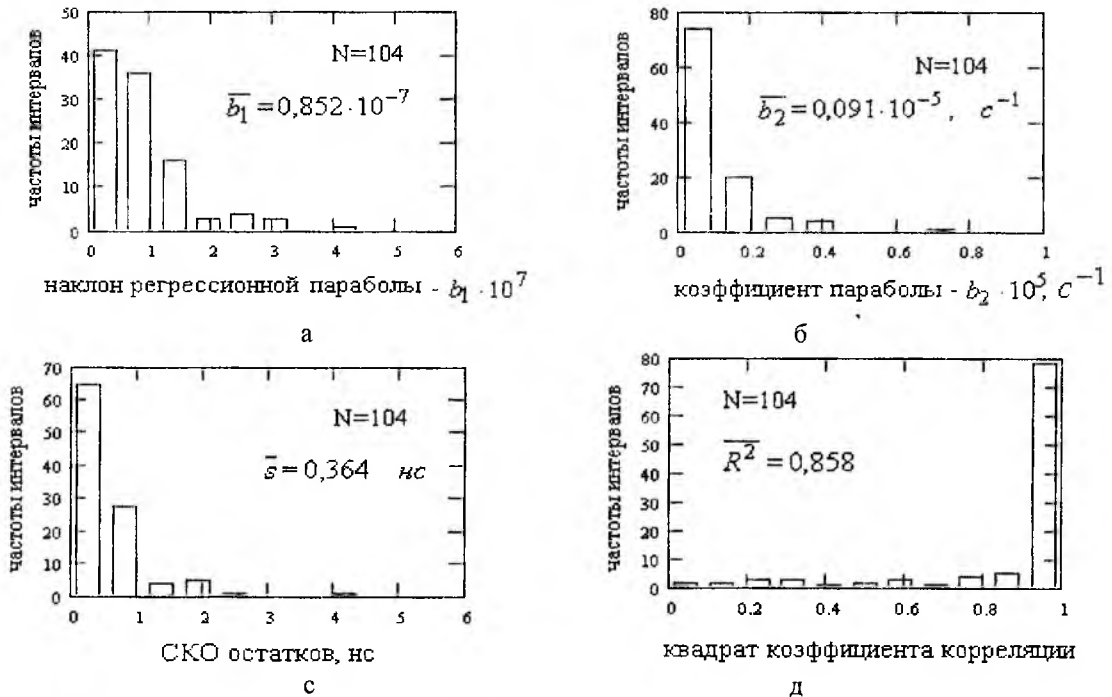


Рис. 5

На рис. 4, а показана гистограмма для коэффициента  $b_1$  с учетом знака, построенная по всем экспериментальным данным для всех метеорных следов ( $N=142$ ). На рис. 2, б также для всего объема данных приведены результаты расчета наклона регрессионной прямой с учетом знака и распределения по числу измерений на каждом метеоре. В остальных случаях при статистическом анализе рассматриваются коэффициенты регрессионных моделей без учета знака, так как они определяют значения трассовой погрешности.

Итоговые результаты статистического анализа параметров моделей и их показателей качества приведены в табл. 5, в которую сведена информация о числовых значениях выборочных средних, выборочных СКО и максимальных значениях коэффициентов регрессионных моделей, выборочных СКО остатков, квадратов коэффициентов корреляции.

Таблица 5

Основные характеристики		Числовые значения					
		для модели первого порядка			для модели второго порядка		
		среднее	СКО	максимальное	среднее	СКО	максимальное
Коэффициенты модели	$b_1 \cdot 10^7$	0,702	0,565	2,782	0,852	0,759	4
	$b_2 \cdot 10^5, c^{-1}$	—	—	—	0,091	0,11	0,709
Фазовая нестабильность при несущей 45,5 МГц в рад·с <sup>-1</sup>		3,2·2π	2,6·2π	12,7·2π	3,9·2π	3,5·2π	18,2·2π
Выборочное СКО остатков в нс		0,444	0,357	2,569	0,364	0,337	2,411
Квадрат коэффициента корреляции в %		76,3	31,4	1	85,8	24,3	1
Расчетное значение F-критерия		498,3	1663	12720	547,6	1436	11310

В радиометеорном сличении шкал времени практический интерес имеет абсолютные изменения времени задержки в канале на интервалах времени, соизмеримых с периодом сличения. На таких интервалах, как правило, вклад линейного члена уравнения регрессии в измерение задержки значительно превышает вклад квадратичного члена. Поэтому при оценке нестабильности метеорного канала сличения можно руководствоваться только значением коэффициента  $b_1$ , характеризующего скорость изменения задержки сигналов.

Так как средняя нестабильность времени задержки сигнала на трассе всегда ниже аналогичной величины в локационном режиме, то можно сделать вывод, что полученные результаты исследования будут соответствовать предельным значениям трассовой погрешности.

**Список литературы:** 1. Сидоров В.В., Андрианов Н.С. Доплеровские явления в метеорных отражениях и предупреждение многопутного распространения // Метеорное распространение радиоволн. Казань: 1963. Вып. 1. С. 179-187. 2. Лизогуб В.В. Детерминированные компоненты фазы метеорного радиоэха // Метеорные исследования. М.: 1978. Вып. 5. С. 51-61. 3. Михайлов В.К., Сидоров В.В. Фазовая нестабильность метеорного канала РРВ, вызванная ветровым перемещением отражающей области // Метеорное распространение радиоволн. Казань: 1976. Вып. 12. С.3-14. 4. Михайлов В.К., Сидоров В.В. К вопросу об относительной фазовой нестабильности каналов РРВ, разнесенных по частоте // там же С. 15-36. 5. Сидоров В.В., Михайлов В.К., Иванушкина Т.С. Влияние резонанса в метеорном следе и диффузного расширения на фазовую нестабильность метеорного канала // Метеорное распространение радиоволн. Казань: 1980. Вып. 16. С. 53-54. 6. Иванушкина Т.С., Михайлова Н.Ю., Сидоров В.В. К вопросу о влиянии многолучевости на полосу пропускания метеорного канала // там же Вып. 14. С. 77-85. 7. Елисеев В.И., Черный В.И. Исследование параметров доплеровского смещения частоты метеорной линии связи // Радиотехника. 1978. Вып. 47. С.14-17. 8. Экспериментальное исследование фазовой нестабильности и относительной фазовой невязки при метеорном и  $E_s$ -распространении радиоволн / В.В.Сидоров, А.Р.Курганов А.Р. А.Н.Глеухов и др. // Метеорное распространение радиоволн. Казань: 1981. Вып. 17. С. 30-37. 9. Кащеев Б. Л., Дудник Б. С., Нестеренко Г. В. и др. Передача случайной информации о сдвиге шкал времени по радиометеорному каналу с использованием ЛЧМ-сигнала // Исследования в области измерений времени и частоты. Сб. науч. трудов ВНИИФТРИ. М.: 1989. С. 73-76. 10. March D. N. The phase stability of VHF meteor trail forward scatter channel // Dissertation. 1966. 11. Дудник Б.С., Кащеев Б. Л., Смирнов А. Н. О привязке эталонов времени к использованию метеорных следов // Вестник Харьковского политехнического института. 1971. № 54, Вып.3. С. 29-34. 12. Дудник Б. С., Кащеев Б. Л., Коваль Ю. А., Попович А. В. и др. Исследование кратковременной фазовой нестабильности метеорного радиоканала сличения эталонов времени // Харк. ин-т радиоэлектрон. Харьков: 1992. 15с. Деп. в УкрИНТЭИ 17.08.92, № 1273. Ук.92. 13. Кащеев Б. Л., Дудник Б. С., Коваль Ю. О. и др. Аналіз фазової стабільності метеорного радіоканалу звірення шкал еталонів часу // Бюлет. УАА. К: Наукова книга. 1996. № 9. С.50-51. 14. Дрейпер Н., Смит Г. Прикладной регрессионный анализ: В 2-х кн. Кн. 1 / Пер.с англ. М.: Финансы и статистика. 1986. 366 с.

РАДИОЛОКАЦИОННЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ НАЧАЛЬНОГО РАДИУСА  
МЕТЕОРНОГО СЛЕДА

Наиболее существенное влияние при радиолокационных наблюдениях метеорных следов и при использовании метеорного канала связи оказывает физический фактор замечаемости, учитывающий процесс образования и разрушения ионизированного метеорного следа. Физическая теория метеоров, описывающая эти процессы, содержит ряд параметров и функциональных зависимостей, которые в настоящее время исследованы недостаточно полно и требуют дальнейшего уточнения. В первую очередь это относится к начальному радиусу метеорного следа, который является одним из важнейших параметров метеорной радиолокации и характеризует отражающую способность метеорного следа как радиолокационной цели. В отличие от принятого в радиолокации понятия эффективной отражающей поверхности цели, зависящей от ее ракурса, формы и материала покрытия, отражающая способность метеорного следа зависит от плотности атмосферы, скорости метеорного тела и его физико-химических свойств. Испарившиеся с поверхности метеорного тела атомы имеют скорость, значительно превышающую скорость молекул атмосферы, и до момента наступления теплового равновесия с окружающей атмосферой проходит некоторый промежуток времени, в течение которого формируется начальный радиус метеорного следа  $r_0$ . В случае гауссового распределения электронов по радиусу следа начальный радиус равен расстоянию от оси следа, на котором концентрация электронов падает в  $e$  раз ( $e$  – основание натурального логарифма). После достижения этого радиуса начинается процесс амбиполярной диффузии ионизированного метеорного следа. Процесс образования начального радиуса ионизированной компоненты метеорного следа довольно сложен. Для смеси частиц, состоящей из различных типов атомов, молекул и ионов, он может быть достаточно полно описан только с помощью кинетических уравнений Больцмана. Приближенные методы расчета начального радиуса были развиты в работах [1-5], где процесс образования начального радиуса рассматривался как диффузионный. Обычно модель начального радиуса представляют в виде:

$$r_0 = c\rho^{-a}V^b \text{ или } r_0 = cD^aV^b$$

где  $c$ ,  $a$  и  $b$  – некоторые константы;  $\rho$  – плотности атмосферы на высоте отражающей области метеорного следа;  $D$  – коэффициент амбиполярной диффузии;  $V$  – скорость метеорного тела.

В табл. 1 представлены значения коэффициентов теоретических моделей начального радиуса.

Таблица 1

Авторы	Коэффициенты модели	
	$a$	$b$
Л. Маннинг [ 2 ]	1,0	0,0
Е. Эпик [ 1 ]	1,0	0,66
Б. Л. Кащеев, В. Н. Лебединец [ 4 ]	1,0	1,0
В. С. Тохтасьев [ 6 ]	1,0	0,55

Проведенные экспериментальные радиолокационные исследования начального радиуса не в полной мере подтверждают разработанные теоретические модели. Экспериментальные результаты, полученные разными исследователями, расходятся в оценке зависимости начального радиуса от плотности атмосферы и скорости метеорного тела, хотя среднее значение начального радиуса хорошо согласуется с его теоретическим значением. Результаты основных экспериментов по исследованию начального радиуса приведены в табл. 2.

Коэффициенты модели начального радиуса, полученные в каждом частном эксперименте, оказываются существенно меньшими ожидаемых из теоретических соображений. В приведенной таблице выделяются результаты работы [4], в которой оценки коэффициентов модели начального радиуса совпали с теоретическими значениями. Однако при обработке экспериментальных данных, приведенных в [4], методом наименьших квадратов получены значения коэффициентов модели начального радиуса  $a = 0,25$ ,  $b = 0,48$ , что существенно ниже оценок, полученных авторами.

Таблица 2

Авторы	$r_0$ , м	$D$ , $\text{м}^2\text{с}^{-1}$	$V$ , $\text{км}\cdot\text{с}^{-1}$	Коэффициенты модели		Параметры аппаратуры (мощность передатчика, кВт /длина волны, м)
				$a$	$b$	
Дж. Гринхау, Дж. Холл [ 7 ]	1,55	14,0	34	0,35	0	12/17; 10/8,3
Б.Л. Кащеев, В. Н. Лебединец,[4,8]	0,80	6,4	32	1,0	1,0	75/8,13; 100/4
И. В. Байраченко [ 9 ]	1,00	8,2	41	0,82*	0,33	40/9,59; 40/6,49
Р. И. Мойся [ 10 ]	1,00	8,1	36	0,35	-	40/9,59; 40/6,49;
И. А. Делов, В. В. Жуков [ 11 ]	1,86	12,0	33	0,35	0,45	1000/13,4; 100/8,13
Ю. В. Чумак [ 12 ]	0,93	7,2	32		-	50/13,3; 50/8,86

\*- для получения зависимости  $r_0$  от плотности атмосферы использовались средние значения  $r_0$  и  $D$ , полученные в работах [7, 9,13 ].

Возможной причиной получения заниженных значений коэффициентов модели начального радиуса является несовершенство применяемой аппаратуры, выражающееся в низкой эффективной чувствительности радиолокационных комплексов, относительно небольшим динамическим диапазоном измерения начального радиуса и отсутствием в составе аппаратуры технических средств для определения высоты отражающей области метеорного следа.

Начальный радиус метеорного следа может быть измерен экспериментально при одновременном наблюдении сигналов, отраженных от ненасыщенного метеорного следа на двух и более длинах волн. Впервые эти измерения провели Дж. Гринхау и Дж.Холл [7]. Дальнейшее развитие методики измерения начального радиуса было продолжено в работах Б.Л. Кащеева и В.Н. Лебединца [4,8,13]. Согласно [13] максимальная мощность сигнала, отраженного от ненасыщенного метеорного следа, описывается выражением

$$P_{\max} = \frac{P_t G_t G_r \lambda^3 \alpha^2}{32\pi^2 R^3} \left( \frac{e^2}{mc^2} \right) \left( e^{-\frac{4\pi^2 r_0^2}{\lambda^2}} \right)^2 (\varphi(\Delta))^2; \quad \varphi(\Delta) = \left( \frac{1 - e^{-\sqrt{2}\Delta}}{\Delta\sqrt{2}} \right); \quad \Delta = \frac{8\pi^2 D\sqrt{R}}{v\lambda^{2/3}}$$

где  $P_t$  – мощность передатчика;  $G_r, G_t$  – коэффициенты направленного действия приемной и передающих антенн;  $\lambda$  –длина волны РЛС;  $\alpha$  –линейная электронная плотность;  $e, m$  – заряд и масса электрона;  $c$  – скорость света;  $R$  – наклонная дальность до следа;  $\Delta$  – коэффициент формы амплитудно-временной характеристики (АВХ) метеорного следа.

При измерении отношения максимальных амплитуд сигналов, отраженных от одного и того же следа на длинах волн  $\lambda_1$  и  $\lambda_2$ , появляется возможность экспериментально определить начальный радиус метеорного следа. При использовании антенн с идентичными формами диаграмм направленности на двух длинах волн из расчетной формулы исключается член, описывающий направленные свойства применяемых антенн

$$r_0 = \frac{\left( 0.5 \ln \frac{P_{f1}}{P_{f2}} + \ln \frac{u_1}{u_2} + 1.5 \ln \frac{\lambda_1}{\lambda_2} - \ln \frac{\varphi(\Delta_1)}{\varphi(\Delta_2)} \right)^{0.5}}{2\pi \left( \frac{1}{\lambda_2^2} - \frac{1}{\lambda_1^2} \right)}$$

В методическом отношении это очень важно, поскольку в большинстве случаев установки для измерения начального радиуса не позволяют измерять углы прихода радиоволн и определять соответствующие им коэффициенты направленного действия антенн.

Решающее влияние на результаты обработки экспериментальных данных оказывает отбор ненасыщенных метеорных следов. Результаты расчетов [14] показывают, что если линейная электронная плотность  $\alpha \approx 10^{12}$  эл·см<sup>-1</sup>, то дифракционные кривые радиоэхо от следов переходного типа по внешнему виду не отличаются от дифракционных кривых радиоэхо от ненасыщенных метеорных следов.

При  $\alpha > 10^{11}$  эл·см<sup>-1</sup> описываемая методика дает заниженные значения  $r_0$ , при этом ошибки измерения  $r_0$  возрастают с ростом  $r_0$  и  $\alpha$ . Для отбора ненасыщенных метеорных следов с  $\alpha < 10^{11}$  эл·см<sup>-1</sup>, без резких изменений линейной электронной плотности вдоль следа и не подверженных искривлению следа под действием атмосферной турбулентности применяют точные количественные критерии [13]. Параметр формы  $\Delta$  для каждой дифракционной кривой может быть определен независимо тремя методами:

- по постоянной спада АВХ ( $\Delta_1$ );
- по отношению амплитуд в моменты максимумов и минимумов дифракционной кривой ( $\Delta_2$ );
- по отношению временных интервалов между экстремумами дифракционной кривой ( $\Delta_3$ ).

Условием выполнения требований к отбору ненасыщенных метеорных следов является равенство параметра формы, определенного тремя этими методами. Детальный анализ эффективности критериев отбора ненасыщенных метеорных следов приведен в работе [15].

В состав радиолокационного комплекса входит радиопередающая и приемно-регистрирующая аппаратура, характеристика которой приведена в табл. 3.

Таблица 3

Параметры аппаратуры	РЛС-1	РЛС-2
Рабочая длина волны, м	9	5
Импульсная мощность передатчика, кВт	80	500
Полоса пропускания тракта приемника, кГц	50	50
Предельная чувствительность приемника, мкВ	0,7	0,5
Коэффициент усиления антенн, дБ	13,8	13,8

Потенциал радиолокационных комплексов обеспечивает эффективную предельную чувствительность на обеих частотах, равную  $\alpha_{эф}^{min} = 3 \cdot 10^9$  эл/см. Расчетный диапазон измеряемых значений начального радиуса, при приемлемой погрешности ( $\delta r_0 < 0,1$  м), лежит в пределах 0,3 – 2,1 м.

Излучение и прием отраженных сигналов ведется на отдельные передающие и приемные антенны, представляющие собой пятиэлементные волновые каналы с высотой подвеса полотен над поверхностью земли  $h = \lambda / 3$ . Одним из обязательных требований к антеннам при проведении измерений начального радиуса метеорного следа является идентичность формы диаграммы направленности антенн на обеих частотах, что обеспечивается за счет геометрического подобия антенн. Исключение влияния погодных условий на параметры антенн достигается установкой антенн на площадках "идеальной" земли, которые представляют собой горизонтальные поверхности, покрытые стальной сеткой с размером ячейки 0,4 м ( $< \lambda_2 / 10$ ). Диаграммы направленности антенн исследовались по отражениям от метеорных следов методом сравнения с эталонной антенной. В секторе углов  $\pm 60^\circ$  по азимуту и  $15^\circ - 60^\circ$  по углу места отклонение отношения  $G_1 / G_2$  от единицы не превышало 10 %.

Стабильность и идентичности амплитудных характеристик приемников на обеих частотах обеспечиваются использованием общего тракта промежуточной частоты. Разделение отраженных сигналов, соответствующих длинам волн  $\lambda_1$  и  $\lambda_2$  достигнуто разнесением во времени зондирующих импульсов передающих устройств. Относительная средняя квадратическая погрешность определения истинных амплитуд  $\delta \square \approx 0,03$ . Регистрация амплитудно-временных характеристик метеорных радиоэхо производится фотометодом. Текущий контроль мощности передатчиков выполняется измерителями проходящей мощности, выполненными на базе коаксиальных направленных ответвителей. Калибровка измерителей проходящей мощности осуществлялась поглощающим калориметрическим измерителем большой мощности ( $P_{cp} = 10$  кВт), специально разработанным для этой цели. Относительная ошибка измерения проходящей мощности не превышает  $\delta P = 0,075$ . Максимальная относительная погрешность измерения  $r_0$  при соотношении  $c/\lambda > 10$  на  $\lambda_1$  и  $r_0 = 1$  м, не превышает  $\delta r_0 = 0,1$ . Скорость метеорного тела рассчитывается по алгоритму, обеспечивающему минимум среднеквадратической погрешности с использованием всей информации о положении имеющихся экстремумов АВХ метеорного радиоэха. Относительная погрешность измерения скорости не превышает  $\delta v = 0,02$ . Угловые координаты отражающей точки метеорного следа в реальном масштабе времени определяются автоматическим угломером [16-18], который обеспечивает измерение угловых координат, наклонной дальности и радиальной скорости дрейфа отражающей области метеорного следа. В автоматическом угломере реализован фазовый метод моноимпульсной радиолокации. Антенная система угломера со-

стоит из пяти антенн типа волновой канал, расположенных крестом и образующих двухбазовую измерительную систему с размерами баз  $3,5\lambda$  и  $4\lambda$ , что обеспечивает высокую точность определения координат:

- среднеквадратическая погрешность определения угловых координат, град. .... 0,28;
- среднеквадратическая погрешность определения наклонной дальности, м. .... 200;
- среднеквадратическая погрешность определения высоты, км ..... 1.

Используемая аппаратура и применяемые алгоритмы обработки позволяют методически строго произвести радиолокационные исследования начального радиуса метеорного следа.

В трех циклах измерений, краткая характеристика которых приведена в табл. 4, отобрано около 5,6 тыс. регистраций ненасыщенных метеорных следов, имеющих координаты точки отражения.

Таблица 4

Номер цикла измерений	Дата проведения измерений	Число отобранных метеорных следов	Мощность передатчиков.	
			$P_1$ , кВт	$P_2$ , кВт
1	22.11.79 – 10.12.79	1900	60	50
2	28.11.81 – 28.12.81	2500	80	500
3	17.06.82 – 02.07.82	1200	80	500

Таблица 5

Параметр	1-й цикл измерений		2-й цикл измерений		3-й цикл измерений	
	Математическое ожидание	Стандартное отклонение	Математическое ожидание	Стандартное отклонение	Математическое ожидание	Стандартное отклонение
$r_0$ , м	1,33	0,16	0,97	0,2	1,03	0,11
$h$ , км	94,6	3,99	92,3	4,07	94,5	2,96
$V$ , км·с <sup>-1</sup>	42,4	12,8	37,4	12,7	41,9	14,1
$\ln D$ , м <sup>2</sup> ·с <sup>-1</sup>	2,09	0,36	1,96	0,38	2,03	0,4

Отбор ненасыщенных метеорных следов осуществлялся с применением количественных критериев. Статистические характеристики основных параметров метеорных следов и атмосферы по результатам этих измерений представлены в табл. 5. Поля корреляции  $[r_0, V]$ ,  $[r_0, h]$ , линии регрессии и контурные эллипсы по результатам второго и третьего цикла измерений приведены на рис. 1, а и б.

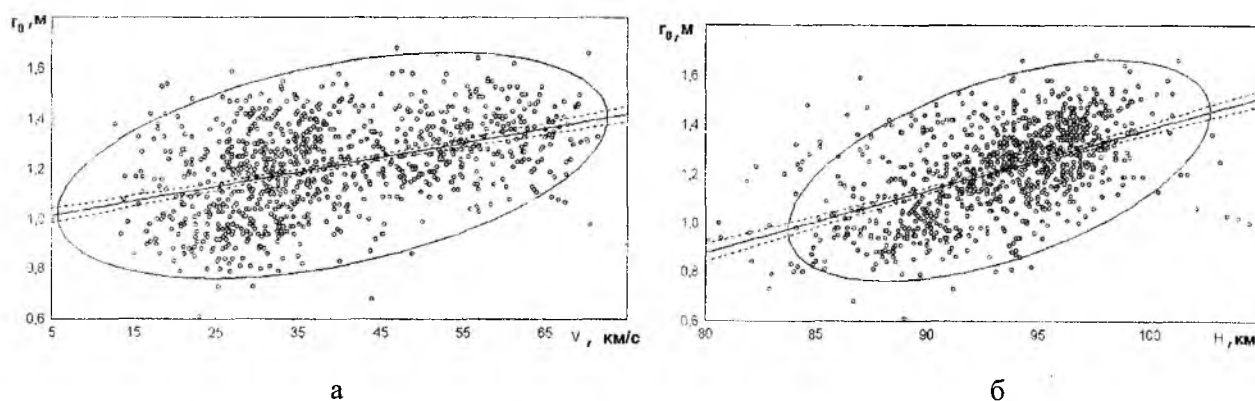


Рис. 1

Вычисление коэффициентов модели начального радиуса производилось по нескольким группам исходных параметров:

- по плотности атмосферы определенной по таблице стандартной атмосферы через измеренную высоту и скорость метеорного тела (коэффициенты  $a_1$  и  $b_1$ );
- через коэффициент амбиполярной диффузии, определенной на длине волны  $\lambda_1$ , и скорость метеорного тела (коэффициенты  $a_2$  и  $b_2$ );

– через коэффициент амбиполярной диффузии, определенной на длине волны  $\lambda_2$ , и скорость метеорного тела (коэффициенты  $a_3$  и  $b_3$ ). Коэффициенты модели начального радиуса определялись методом наименьших квадратов, результаты определения коэффициентов модели начального радиуса при различных значениях невязки параметра формы приведены на рис. 2, где можно качественно проследить влияние степени жесткости отбора ненасыщенных метеорных следов. Отбирались ненасыщенные следы, для которых выполнялось условие

$$\delta_{\Delta} \leq \left| \frac{\Delta_1 + \Delta_2 + \Delta_3}{3} - 1 \right|,$$

где  $\delta_{\Delta}$  – порог невязки параметра формы.

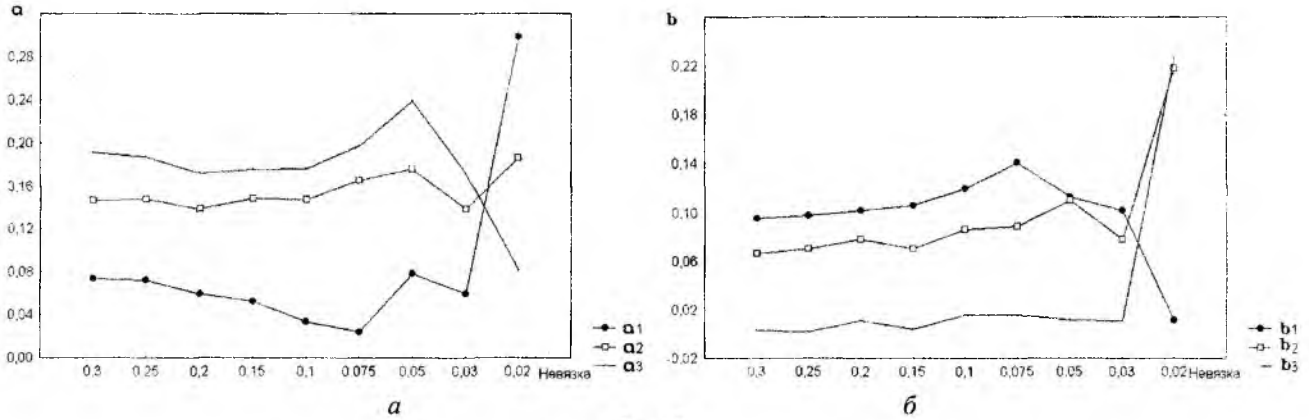


Рис. 2

При увеличении жесткости отбора ненасыщенных метеорных следов должна усиливаться функциональная связь между параметрами метеорного следа, связанными с плотностью атмосферы (начальный радиус, коэффициент амбиполярной диффузии), а также высотой отражающей точки и скоростью метеорного тела. Можно отметить слабое влияние степени жесткости отбора ненасыщенных метеорных следов на величину коэффициентов модели начального радиуса  $\square$  рис. 2, а и б. Наблюдается некоторый рост значений коэффициентов модели начального радиуса, достигающих максимума при  $\delta_{\Delta} = 0,05$ . При низких значениях невязки ( $\delta_{\Delta} \leq 0,02$ ) проявляется неустойчивость параметров модели, что вызвано случайностью отбора следов и малым объемом выборки. При этом относительная погрешность определения параметра формы становится сравнимой с величиной невязки отбора  $\delta_{\Delta}$ . При  $\delta_{\Delta} = 0,05$  коэффициенты модели начального радиуса имеют следующие значения:

$$a_1 = 0,079; b_1 = 0,113; a_2 = 0,176; b_2 = 0,110; a_3 = 0,239; b_3 = 0,012.$$

В ряде работ отмечается, что в случае, когда плотность атмосферы определяется со значительной погрешностью, результаты регрессионного анализа дают заниженное значение коэффициента по отношению к его истинному значению. Однако и в случае, когда плотность атмосферы определяется через высоту, определяемую с высокой точностью, результаты оказываются близкими к результатам, полученным при определении плотности атмосферы через коэффициент амбиполярной диффузии. На основании этого можно предположить о существовании дополнительных источников погрешностей определения плотности атмосферы и начального радиуса, связанных со значительными флуктуациями плотности атмосферы. Флуктуации плотности атмосферы отмечаются и при наблюдении фотографических метеоров [19]. Дополнительными источниками погрешностей может быть дробление метеорных тел, наличие резонансных эффектов в метеорном следе, многокомпонентность ионного состава следа, наличие среди анализируемых следов переходного типа.

Форма сглаженного рельефа экспериментальных значений  $r_0(h, V)$ , представленная на рис. 3, казывает на сложный характер зависимости начального радиуса от плотности атмосферы и скорости метеорного тела.

Коэффициенты модели начального радиуса могут быть найдены путем выделения узких скоростных интервалов и высотных слоев, внутри которых изменение соответствующего параметра незначительно и можно выделить стохастическую зависимость  $r_0$  от  $\rho$  без учета влияния  $V$ , либо  $r_0$  от  $V$  без учета влияния  $\rho$ . Коэффициенты модели  $a$  и  $b$  в этом случае определяются независимо друг от друга с помощью метода наименьших квадратов.

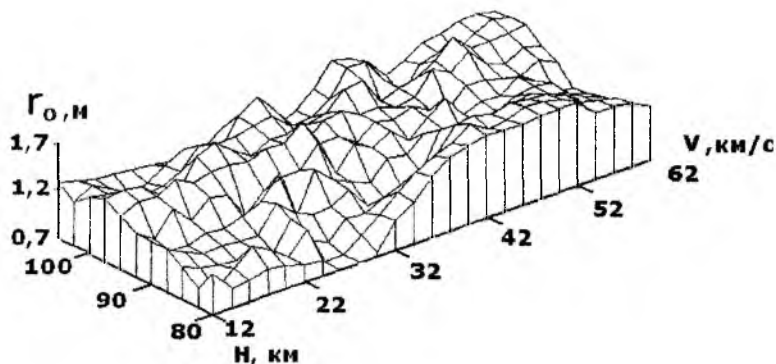


Рис. 3

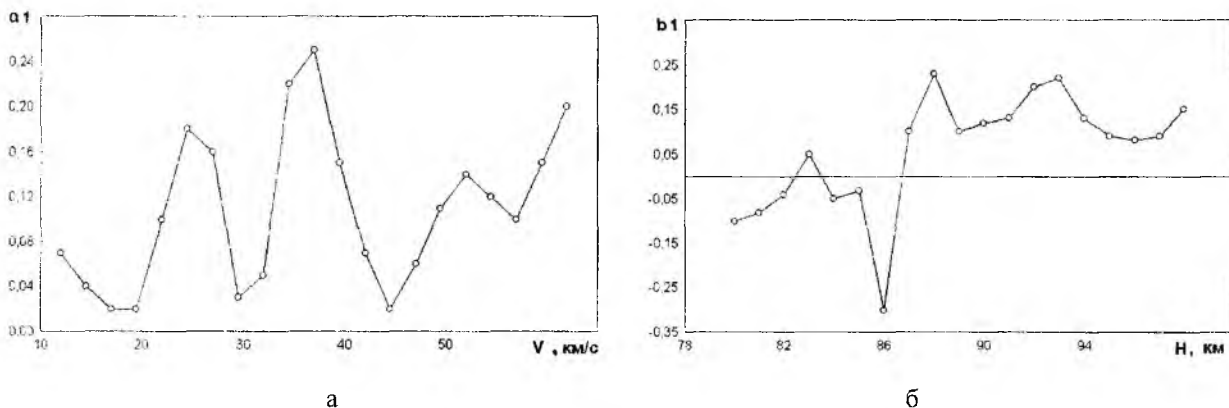


Рис. 4

Значение коэффициента  $b_1$  в нижней части метеорной зоны (рис. 4, б) весьма мало, и даже принимает значение противоположное относительно предсказываемого теорией. Это может быть вызвано завышением измеренного значения  $r_0$ . Возможными механизмами, приводящими к завышению  $r_0$ , являются дробление метеорных тел и наличие резонансных эффектов в следе. Оба этих механизма характерны для низких высот. Резонансные эффекты оказывают большое влияние на величину измеряемого начального радиуса при  $r_0 < 1$  м и большом разnose частот, на которых проводится исследование метеорных следов [10]. Полученная в результате анализа зависимость коэффициента  $a_1(V)$  (рис. 4, а) носит периодический характер. Объяснить такое поведение можно только в том случае, если предположить, что атмосфера в метеорной зоне имеет относительно устойчивую стратифицированную структуру. Полагая, что ветер в метеорной зоне строго горизонтален, можно найти градиент давления [20]:

$$\frac{dp}{dx} = \mu \frac{d^2 V_2}{dh^2},$$

где  $\mu$  – динамический коэффициент вязкости воздуха;  $h$  – высота;  $V_2$  – горизонтальная скорость ветра.

В метеорной зоне связь между термодинамическими параметрами хорошо описывается адиабатическим приближением. Давление и плотность атмосферы в этом случае связаны соотношением [21]

$$p = k_0 \rho^\gamma,$$

где  $\gamma = 1,4$  – постоянная адиабаты;  $k_0$  – постоянный коэффициент для элемента объема газа.

Для качественного рассмотрения процессов будем полагать

$$\frac{\delta \rho}{\rho} \approx \frac{d^2 V}{dh^2},$$

где  $\delta \rho$  – вариация плотности атмосферы.

Экспериментальное исследование вертикального профиля горизонтальной составляющей скорости ветра и профиля начального радиуса показывает наличие достоверной корреляционной связи между второй производной горизонтальной составляющей скорости ветра. На рис. 5 представлены высотные профили  $r_0$ ,  $D$ ,  $V$ ,  $V_2''$ , полученные за один час измерений. (18.6.82, 06h–07h). Вертикальная длина волны осцилляций на профиле  $V_2''$  составляет 5–6 км. При этом коэффициент корреляции между вариациями индивидуальных значений  $r_0$  относительно линии регрессии  $r_0$  на  $h$  и  $V_2''$  составляет  $r \approx 0,7$ , что подтверждает предположение о наличии связи  $r_0$  с динамическими процессами в атмосфере.

Возможной причиной малых значений коэффициентов модели  $r_0$ , полученных авторами в эксперименте, является то, что в основе обработки экспериментального материала лежит предположение об однородной нестратифицированной атмосфере. Для корректной оценки коэффициентов модели начального радиуса необходимо производить учет влияния динамических процессов на физические параметры метеорного следа.

Не вызывает сомнения то, что экспериментальный материал, по которому производится оценка коэффициентов модели начального радиуса, представляет собой цензурированную выборку. Ограничения двумерного распределения  $r_0(h, v)$  вызваны рядом причин: физическими процессами, происходящими при формировании следа, особенностями отражения радиоволн от метеорного следа, аппаратной селекцией, отбором следов при обработке. Статистический анализ двумерного распределения  $r_0$  показывает, что его одностороннее усечение происходит на краях скоростных интервалов и высотных слоев. Распределения  $r_0$ , соответствующие среднему значению скорости и высоты, подчинены нормальному закону. Используя неискаженную ветвь распределения  $r_0$ , можно восстановить «истинное» распределение  $r_0$  и уточнить среднее значение  $r_0$ , соответствующее тому или иному скоростному интервалу или высотному слою. Восстановление распределений осуществлялось методом наименьших квадратов, при этом стандартное отклонение восстанавливаемого распределения находилось совместно со средним значением распределения, по неискаженной ветви распределения. Воспользуемся полученными скорректированными зависимостями начального радиуса для оценки коэффициентов модели  $r_0$ . При этом возникает проблема, связанная с мультиколлинеарностью, выражающейся в сильной корреляционной связи независимых переменных, которыми в данном случае является высота и скорость метеорного тела. В качестве основной меры борьбы с мультиколлинеарностью предлагается исключение одной из мультиколлинеарных переменных; в данном случае это сводится к тому, что один из коэффициентов модели начального радиуса необходимо задавать принудительно. Существует ряд других методов, позволяющих повысить устойчивость оценок коэффициентов регрессии, одним из которых является метод ридж-оценок линейной регрессии [22]. Результаты оценок коэффициентов модели начального радиуса по скорректированным зависимостям  $r_0(V), r_0(h)$  представлены в табл. 6. Ридж-оценки коэффициентов модели  $r_0$ , полученные по скорректированной зависимости, заметно увеличились по сравнению с оценками, полученными по исходной зависимости, однако они остаются меньшими, чем для любой теоретической модели начального радиуса.

В ряде случаев для интерпретации данных радионаблюдений необходимо знать влияние ос-

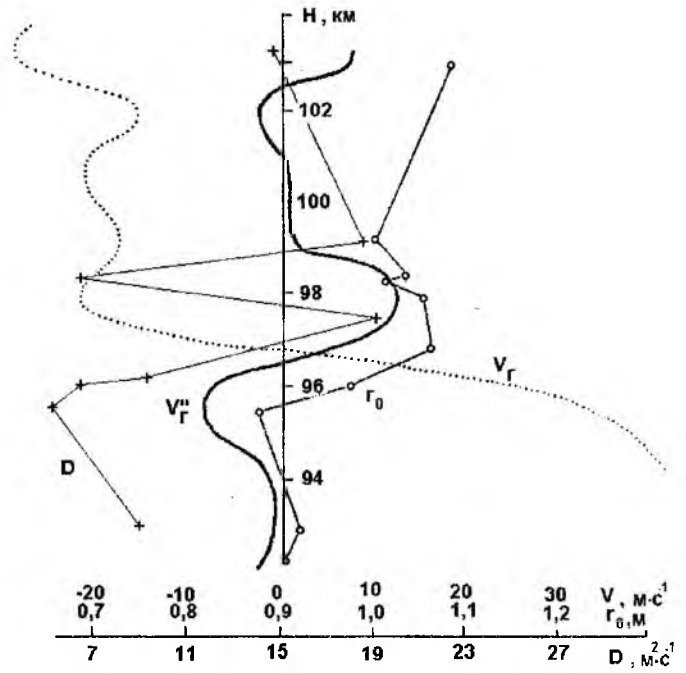


Рис. 5

Таблица 6

Метод		Коэффициенты модели	
		$a$	$b$
Пошаговая множественная регрессия	1 шаг	-	1,56
	2 шаг	0,04	1,17
Коэффициент $a$ задан принудительно		0,00	1,56
		0,05	1,16
		0,10	0,75
		0,15	0,35
Ридж-оценка		0,14	0,29

лабяющего действия начального радиуса для всей совокупности наблюдаемых метеоров, а не для отдельной, специально отобранной по количественным критериям, относительно малочисленной группе. Для определенного по всей совокупности наблюдаемых метеоров начального радиуса можно ввести термин эффективный начальный радиус. Одним из возможных способов определения эффективного начального радиуса является статистический метод, в основе которого лежит измерение численности метеоров на двух длинах волн при одновременных параллельных радионаблюдениях метеоров. В этом случае условия наблюдения будут одинаковы для обоих комплексов (при одинаковой ориентации антенн), и на численность метеоров будут влиять только аппаратные факторы и ослабляющее действие начального радиуса. Отношение численности метеоров, зарегистрированных на двух длинах волн, равно

$$\frac{N_1}{N_2} = \frac{\lambda_1^{1,5} P_1^{0,5} U_{20} \exp\left[-(\kappa_1 r_0)^2 (s-1)\right]}{\lambda_2^{1,5} P_2^{0,5} U_{10} \exp\left[-(\kappa_2 r_0)^2 (s-1)\right]}$$

здесь  $U_{10}$ ,  $U_{20}$  – пороги регистрации;  $P_1$ ,  $P_2$  – мощность передающих устройств;  $\kappa_1$ ,  $\kappa_2$  – волновые числа для длин волн  $\lambda_1$  и  $\lambda_2$ ;  $s$  – параметр распределения метеорных тел по массе.

Отсюда эффективный начальный радиус

$$r_{03} = \left( \frac{\ln \frac{N_1}{N_2} - \ln \frac{\lambda_1^{1,5} P_1^{0,5} U_{20}}{\lambda_2^{1,5} P_2^{0,5} U_{10}}}{(s-1)(\kappa_2^2 - \kappa_1^2)} \right)^{0,5}$$

Значение параметра  $s$  экспериментально определяется по интегральному распределению амплитуд отраженных сигналов.

Для иллюстрации этого метода рассмотрим сравнительные результаты, полученные при обработке в первом цикле двухчастотных измерений  $r_0$ . Параметр  $s$  определялся по распределениям амплитуд для обеих длин волн и среднее значение параметра  $s = 2,15$ . Эффективный начальный радиус, полученный статистическим методом,  $r_{03} = 1,31$  м. Среднее значение начального радиуса, полученное традиционным методом на этом же массиве данных, составило  $r_0 = 1,33$  м.

Наличие суточного хода средней скорости и высоты метеоров позволяют использовать данный метод для исследования зависимости начального радиуса от скорости метеоров и плотности атмосферы.

Коэффициенты модели начального радиуса могут быть получены косвенным методом, путем подбора параметров метеорных явлений и сравнения расчетной и экспериментальной зависимостей средней высоты от скорости метеорных тел. На рис. 6 представлена экспериментальная и расчетная зависимости  $h(V)$ , полученные путем подгонки параметров модели и констант физической теории метеоров.

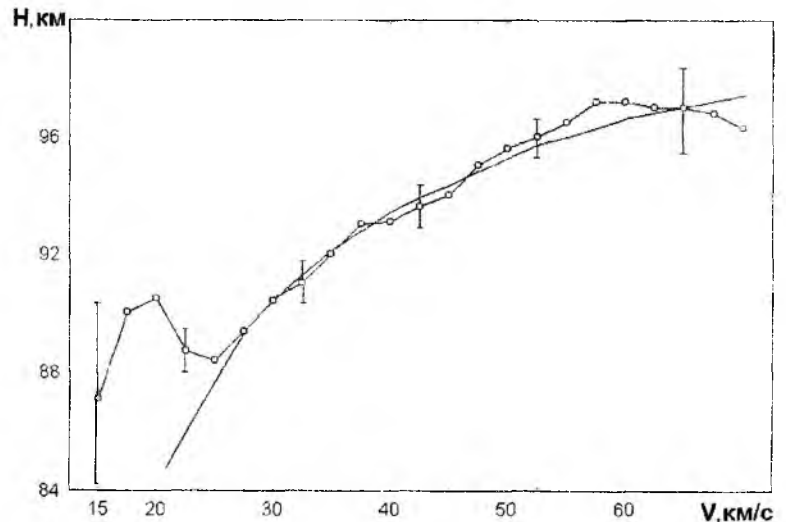


Рис. 6

Наилучшее согласие расчетной и экспериментальной зависимостей на интервале скоростей 25...72 км/с получено при следующем виде моделей и значений констант физической теории метеоров:

- коэффициенты модели начального радиуса  $a = 0,45$ ,  $b = 0,4$ ;
- коэффициент ионизации  $\beta = cv^4$ ,  $\beta = 0,025$  при  $v = 40$  км/с;
- коэффициент амбиполярной диффузии  $D = 8,0 \exp\left(\frac{h-95,0}{5,45}\right)$ , здесь  $h$  – км;

– плотность метеорных тел  $\delta = 3,5 \text{ г-см}^{-3}$ .

Проверка гипотезы о согласии расчетной и экспериментальной зависимостей осуществлялась по критерию  $\chi^2$ . Для интервала скоростей 25...72 км/с и уровня значимости 0,05 гипотеза не отвергается. При скоростях метеорных тел  $v < 25$  км/с наблюдаемые средние высоты лежат выше теоретических (максимальное превышение составляет около 7 км), что можно объяснить низким значением коэффициента ионизации, принятого для расчетов в области малых скоростей. В работе [23] отмечается, что на малых скоростях, кроме механизма ударной ионизации, существуют дополнительные механизмы, приводящие к увеличению  $r_0$ , а соответственно и к повышению наблюдаемых средних высот метеоров. Кроме этого причиной повышения наблюдаемых высот метеоров в области малых скоростей может служить дробление метеорных тел.

Полученные результаты не противоречат современным физическим представлениям, но к полученным таким образом коэффициентам надо относиться осторожно, поскольку эти параметры обеспечивают лишь статистическое совпадение экспериментальной зависимости и теоретической модели метеорных явлений.

Как уже отмечалось, средние значения начального радиуса, плотности атмосферы и скорости метеорного тела в каждом частном эксперименте определяются достаточно точно. Поэтому представляет интерес воспользоваться результатами нескольких экспериментов для получения зависимости  $r_0$  от плотности атмосферы и скорости метеорного тела. Коэффициенты модели начального радиуса, полученные методом наименьших квадратов с привлечением средних значений параметров из других источников [4, 7, 8, 10, 11] и результатов данной работы, равны:  $a = 0,995$ ,  $b = 0,102$ . Можно отметить, что зависимость от плотности атмосферы практически полностью совпала с теоретическими данными. Малое отличие средних значений скорости, полученных в разных экспериментах, не позволяет достаточно надежно определить зависимость начального радиуса от скорости метеорного тела.

**Список литературы:** 1. *Opik E.J.* Problems in the physics of meteors // Amer. J.Phys.. 1958. 26, №2. P.70-80. 2. *Manning L.A.* The initial radius of meteoric ionization trail // J. Geofys. Res. 1958. 63, №1. P.181-196. 3. *Лоцилов Ю.А.* О начальном радиусе метеорного следа // Труды городской астрономической обсерватории КГУ. 1961. №33. С.70-74. 4. *Кащеев Б.Л., Лебединец В.Н.* Радиолокационные исследования метеорных явлений. М.: Изд-во АН СССР, 1961. №7.123 с. 5. *Оксюк Ю.Д.* Влияние механизма ионизации на начальный радиус ионизированного метеорного следа // Метеоры: Сб. ст. № 2, 3. 1963. С. 34-42. 6. *Тохтасьев В.С.* Формирование начального радиуса метеорного следа // Известия АОЭ. Из-во КГУ. 1976. №41, 42. С. 122-128. 7. *Greenhow J.S.* The importance of initial radius on the apparent height and number distribution of meteor echoes// Monthly Not. Roy. Astron. Soc.1960. 121. №2. P. 183-196. 8. *Kashceyv B.L., Lebedinets V. N.* The inintial radius of ionized meteor trails // Smithson. Contribs Astrohhys.1963. P. 19-22. 9. *Байраченко И. В.* Измерения начальных радиусов ионизированных метеорных следов из параллельных наблюдений радиометеоров на двух длинах волн // Геомагнетизм и аэрономия.1965. Т. 5, № 3.С. 460-464. 10. *Мойся Р.И.* Радиолокационные исследования метеоров на нескольких частотах.Определение начального радиуса ионизированного метеорного следа. Дисс. Киев. 1967. 11. *Делов Н. А., Жуков В. В.* Исследование начального радиуса метеорных следов с использованием высотометрического устройства // Проблемы космической физики. 1975. Вып. 10. С. 68-76. 12. *Чумак Ю.В.* Взаимодействие радиоволн с плазмой метеорного следа. Дисс.Киев.1979. 13. *Кащеев Б.Л., Лебединец В. Н., Лагутин М. Ф.* Метеорные явления в атмосфере Земли. М.: Наука.1967.260 с. 14. *Лебединец В.Н., Соснова А. К.* Отражение радиоволн от метеорных следов II. Дифракционные картины // Геомагнетизм и аэрономия.1969.Т. 9, №4. С. 680-688. 15. *Олейников В.Н.* Эффективность критериев отбора ненасыщенных метеорных следов // Метеорные исследования. М: ВИНТИ.1985. № 10. С. 53-58. 16. *Кащеев Б.Л., Волощук Ю.И., Ткачук А.А. и др.* Метеорная автоматизированная радиолокационная система // Метеорные исследования. 1977. №4. С. 11-61. 17. *Кащеев Б.Л., Жуков В.В.* Автоматический угломер Сообщение 1. Принципы построения // Радиотехника. 1978. Вып.47. С.3-9. 18. *Жуков В. В., Олейников А.Н., Олейников В. Н.* Автоматический угломер Сообщение 2.Предварительная обработка сигналов // Радиотехника. 1978. Вып.47. С. 9-17. 19. *Бабаджанов П. Б., Крамер Е. Н.* Методика и некоторые результаты фотографических исследований метеоров. М.: Изд-во АН СССР, 1963.142с. 20. *Абрамович Г.Н.* Прикладная газовая динамика.М.: Наука, 1969. 824 с. 21. *Скорер Р.* Аэродинамика окружающей среды. М.: Мир. 1980. 549 с. 22. *Демиденко Е.З.* Линейная и нелинейная регрессии.М.: Финансы и статистика. 1981. 302 с. 23. *Тохтасьев В.С.* О дополнительных механизмах ионизации в метеорных следах // Метеорное распространение радиоволн. Казань: Из-во КГУ.1970.Вып.7.С.51 □ 64.

Харьковский государственный технический университет радиотехники

Поступила в редколлегию 14.05.2001

*Б. Л. КАЩЕЕВ*, д-р техн. наук, *В. Н. ОЛЕЙНИКОВ*, канд. техн. наук,  
*Н. И. СЛИПЧЕНКО*, канд. техн. наук, *Г. В. НЕСТЕРЕНКО*, канд. техн. наук,  
*О. А. СОЛЯНИК*, канд. техн. наук, *С. Ф. СЕМЕНОВ*, *Л. П. ТАТАРЕЦ*, *В. М. БАЙДАК*

### РАДИОЛОКАЦИОННЫЙ ВЕТРОВОЙ ПРОФИЛОМЕТР «ХАРЬКОВ»

Данные о ветровом режиме, получаемые на станциях аэрологического зондирования, не удовлетворяют современным требованиям метеорологии и её практическим приложениям. Невысокая частота запусков и, соответственно, низкое временное разрешение получаемых данных, их высокая стоимость, а также необходимость присутствия персонала при измерениях составляют основные недостатки метода. На сегодняшний день существует альтернативный метод получения данных о скорости и направлении ветра в тропо- и стратосфере – это атмосферные РЛС вертикального зондирования, или ветровые профилометры (ВП). Такие станции обеспечивают получение метеорологической информации в реальном масштабе времени, высокую точность, необходимое высотное и временное разрешение, вертикальный диапазон высот, являясь совершенным инструментом как для прикладных задач, так и для научных исследований.

Ветровые профилометры позволяют исследовать:

- средний ветер (зональную, меридиональную и вертикальную составляющие); крупномасштабные атмосферные процессы: циклоны, прохождение атмосферных фронтов, гроз и т.д.;
- мелкомасштабные процессы (конвекция, вихревые движения, термики и т.д.);
- струйные течения;
- планетарные и гравитационные волны (длины волн, распределение фазовых скоростей, направление распространения, торможение и область возникновения волн);
- атмосферные приливы;
- турбулентность в свободной атмосфере и ее связь с гравитационными волнами и приливами;
- распределение кинетической энергии в атмосфере, выявление связей между солнечной активностью и процессами в тропосфере.

Физические принципы, положенные в основу функционирования этих станций, позволяют проводить непрерывные круглосуточные измерения, независимо от погодных условий.

От использования ВП в исследовательских целях многие страны перешли к созданию постоянно функционирующих сетей ветровых профилометров. Так, в США в начале 90-х годов введена в строй сеть NPN (NOAA Profiler Network), состоящая из 32 профилометров дециметрового диапазона. Она покрывает территорию 17 центральных штатов. Результаты измерений автоматически каждый час передаются по каналам связи национальной погодной службе NWS, поступают в Европейский центр прогнозирования погоды ECMWF и в сеть INTERNET для общего пользования. Во Франции развернута сеть из пяти передвижных ВП. Национальные сети и отдельные ВП часто объединяются под эгидой международных проектов.

Остановимся на принципах, лежащих в основе работы ВП. Исследования, выполненные в 50-х годах в диапазоне ВЧ и СВЧ, показали, что турбулентные и слоистые неоднородности диэлектрической проницаемости атмосферы при ясном небе могут давать устойчивые радиолокационные отражения в тропосфере и стратосфере. Они возникают в тех случаях, когда происходит отражение от относительно резких горизонтальных границ, разделяющих области с различными коэффициентами преломления (френелевское отражение), или путем рассеяния на турбулентных неоднородностях атмосферы, вызывающих флуктуации коэффициента преломления. Интенсивность турбулентных процессов в атмосфере определяет отражательную способность среды. Отраженный сигнал получается наибольшим на пространственных структурах, определяемых частотой Брэгга, размер которых, в случае вертикального зондирования, равен  $\lambda/2$ . Отраженный сигнал формируется пространственными неоднородностями, которые заполняют импульсный объем, образованный диаграммой направленности (ДН) антенны и весовой функцией по дальности, определяемой длительностью и формой излучаемого импульса. Принятая мощность определяется выражением [1]:

$$P_p = \frac{P_u A_{эф}^2 \sigma_0}{4\pi \lambda^2 r^4}, \quad (1)$$

где  $P_u$  – мощность излученного радиоимпульса;  $A_{эф}$  – эффективная площадь антенны;

$\lambda$  – длина рабочей волны;  $r$  – расстояние до отражающего объекта;  $\sigma_0$  – эффективная площадь поперечного сечения отражающего объекта.

Поперечник рассеяния

$$\sigma_0 = \sigma_V \cdot V_u, \quad (2)$$

где  $\sigma_V$  – эффективная площадь поперечного единичного объема, которая выражается следующим образом [2]:

$$\sigma_V = 0,38 C_n^2 / \sqrt[3]{\lambda}, \quad (3)$$

$V_u$  – значение импульсного объема, от которого эхо-сигнал приходит к радиолокатору, определяемое выражением [3]:

$$V_u = \frac{r^2 \pi^2 \lambda^2 c \tau_u}{16 A_{эф} 2}. \quad (4)$$

Отражающая способность турбулентных неоднородностей характеризуется структурной характеристикой  $C_n^2$ , которая зависит от таких параметров атмосферы, как температура, давление, влажность, их высотных градиентов, а также состояния атмосферы, которое зависит от градиентов скорости и коэффициента турбулентного обмена. Типичные значения  $C_n^2$  для тропосферы составляют  $10^{-13} \dots 10^{-19} \text{ м}^{-2/3}$ .

Рабочая частота ВП, предназначенных для исследования тропо-стратосферы, с точки зрения физики образования рассеянного сигнала, определяется инерциальной областью и может находиться в диапазоне 30...500 МГц. Для мобильного варианта аппаратуры целесообразно использовать диапазон частот 400...500 МГц. При этом возникают проблемы электромагнитной совместимости, поскольку, указанный диапазон частот совпадает с диапазоном частот, используемых системами телевизионного вещания и связи.

Для излучения и приема сигналов используется антенная система с узкой осесимметричной ДН, направленной в зенит либо под небольшим углом к зениту. Измерение полного вектора скорости ветра требует использования трех попеременно включаемых фиксированных положений ДН антенны – вертикального положения и двух наклонных – на запад и на север. Излучаемая РЛС последовательность зондирующих импульсов отражается от атмосферных неоднородностей. Эти неоднородности перемещаются с преобладающим ветром, в результате чего отраженный сигнал получает доплеровский сдвиг частоты, который зависит от длины волны РЛС  $\lambda$  и радиальной скорости ветра  $V_r$ , величина которой, в свою очередь, зависит от угла наклона ДН:

$$V_r = V \sin \beta,$$

где  $V$  – горизонтальная скорость ветра;  $\beta$  – зенитный угол наклона ДН антенны.

Доплеровский сдвиг частоты составляет, как правило, единицы герц при скоростях ветра, реально существующих в тропосфере и нижней стратосфере. Высотная привязка результатов измерений осуществляется на основе измерения временной задержки между излученным и принятым сигналом.

Слабая отражающая способность неоднородностей коэффициента преломления атмосферы вынуждает использовать мощные передающие устройства и антенные системы с относительно большой апертурой. Система приема и обработки сигналов обеспечивает работу станции при соотношении сигнал/шум менее единицы. Принятый сигнал подвергается процедуре когерентного накопления и осуществляется в цифровой форме после аналого-цифрового преобразования отраженного сигнала с выхода приемного устройства. Выделение сигнальной составляющей спектра и определение ее параметров – параметризация спектра осуществляется с помощью специальных алгоритмов. В результате параметризации определяются доплеровский сдвиг частоты отраженного сигнала, соответствующий радиальной скорости ветра на данной высоте, и спектральная ширина спектра скорости ветра. Полученные таким образом с каждой исследуемой высоты и направления данные образуют профиль скорости и направления ветра.

Разработанный в Проблемной научно-исследовательской лаборатории радиотехники (ПНИЛ РТ) Харьковского государственного технического университета радиоэлектроники радиолокационный ветровой профилометр «Харьков» представляет собой доплеровскую когерентную импульсную РЛС дециметрового диапазона длин волн. Эта разработка является единственной в Украине и в странах СНГ. Ранее коллективом ПНИЛ РТ была изготовлена и эксплуатировалась высокопотенциальная

стационарная аппаратура метрового диапазона длин волн для исследования атмосферных процессов в тропо- стратосфере, в высотном диапазоне 1.8–14.0 км [4].

Аппаратура радиолокационного ветрового профилометра позволяет измерять профиль полного вектора скорости ветра на высотах от 900 м до 9.0 км непосредственно над местом расположения РЛС. Высотное разрешение составляет 150...300 м, а время получения одного профиля – от единиц до десятков минут, что определяется временем некогерентного накопления спектров отраженных сигналов.

Функциональная схема радиолокационного ветрового профилометра представлена на рис.1. Центральным звеном ВП является управляющая ЭВМ, под управлением и контролем которой находятся все аппаратурные средства передающей и приемной систем.

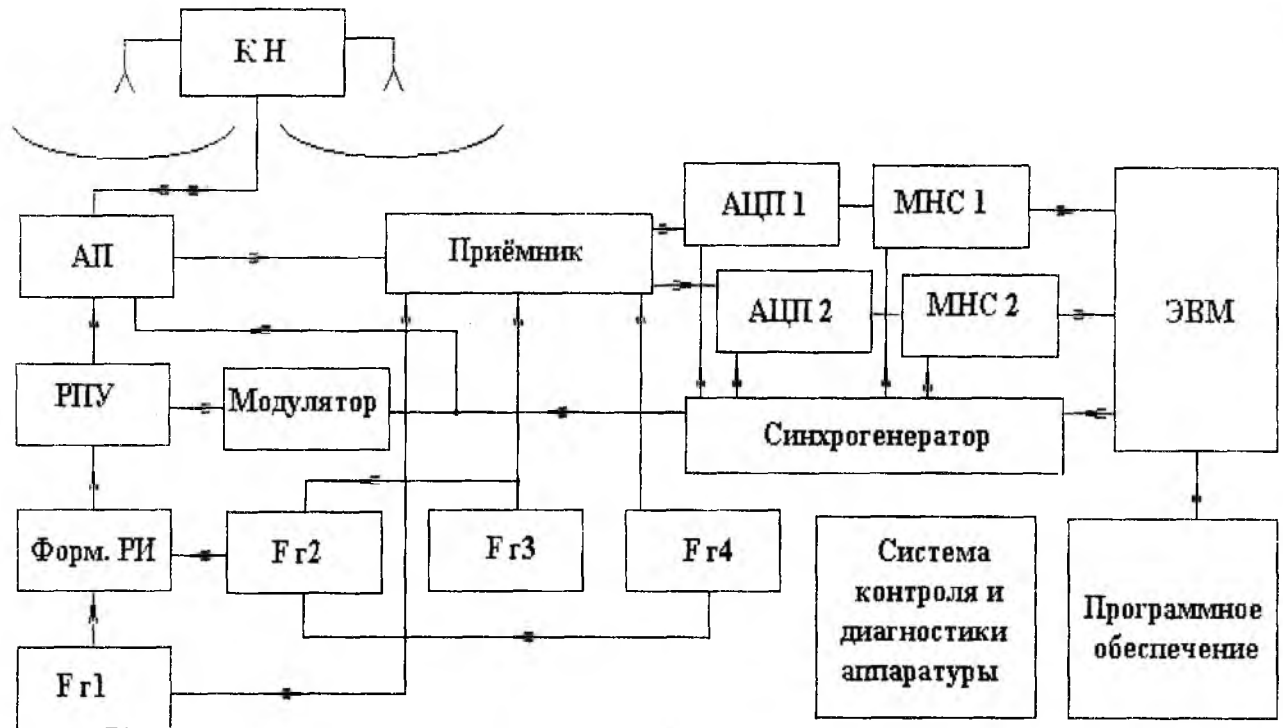


Рис. 1

Антенная система станции состоит из двух параболических зеркальных антенн. Каждая из антенн обладает осесимметричной диаграммой направленности. Антенны работают в азимутах  $0^\circ$ ,  $90^\circ$  с отклонением от зенита  $8^\circ$ . Уровень подавления первого бокового лепестка не менее 24 дБ. Каждая из антенн через коммутатор направления (КН) излучения и антенный переключатель (АП) прием-передача подключается к выходу передатчика или ко входу приемного устройства. В РЛС используется передатчик с суммированием мощности двух выходных каскадов с помощью моста сложения. Передающее устройство (РПУ) работает в импульсном режиме. Модулятор формирует видеопульсы необходимой мощности для питания возбuditеля и усилителя мощности передающего устройства. Формирование зондирующего сигнала осуществляется в формирователе радиопульсов (Форм. РИ) на относительно низком уровне мощности. Структура приемной части комплекса мало зависит от энергетического потенциала и определяется требованиями обеспечения максимального соотношения сигнал/шум. Это достигается согласованием полосы пропускания приемного устройства с длительностью зондирующих импульсов передатчика и снижением коэффициента шума малошумящего антенного усилителя. В ВП обеспечена когерентность гетеродинных напряжений приемного и передающего трактов, что необходимо для их когерентного накопления сигналов при обработке. Приемное устройство ВП – супергетеродин с двойным преобразованием частоты. Система формирования опорных частот генерирует набор колебаний высокостабильных когерентных частот, необходимых для работы радиотехнических устройств и синхрогенератора. В качестве гетеродинов при приёме используются те же стабильные генераторы, что и при формировании несущей частоты зондирующего сигнала ( $F_{г1}$ ,  $F_{г2}$ ,  $F_{г3}$ ,  $F_{г4}$ ). Такая методика формирования когерентных сигналов позволяет измерять

доплеровские фазовые сдвиги с необходимой степенью точности. Синхрогенератор обеспечивает совместную работу всех устройств путем формирования управляющих сигналов в соответствии с программой работы комплекса. С выхода преобразователя приемника принимаемые отраженные сигналы подаются на вход усилителя промежуточной частоты. Усиленный сигнал подается на квадратурный канал обработки, включающий фазовые детекторы и когерентный гетеродин опорной частоты  $F_{гг}$ . Сигнал с выходов квадратурных фазовых детекторов приемного устройства поступает на вход двух десятиразрядных АЦП, а далее – на многоканальные накапливающие сумматоры (МНС), производящие когерентное накопление отраженных сигналов на всех исследуемых высотных уровнях. Съем данных в ЭВМ осуществляется через контроллер связи с ЭВМ. Режимы работы и параметры устройств РЛС могут в широких пределах изменяться и управляться с помощью ЭВМ в процессе проведения экспериментов. Расчет спектральных характеристик принятых сигналов производится с помощью программных средств управляющей ЭВМ. По окончании обработки производится документирование и оперативное графическое отображение получаемой информации. Контроль параметров и диагностика неисправностей основных узлов аппаратуры профилометра осуществляется в процессе эксплуатации программно-аппаратными средствами.

Разработанный радиолокационный ветровой профилометр имеет следующие характеристики:

Рабочая частота, МГц	490
Импульсная мощность, кВт	5
Средняя мощность, кВт	0,5 (проект)
Длительность парциального зондирующего импульса, мкс	1, 2
Число элементов ФМ сигнала	2, 4, 8 (проект)
Скважность	10-100
Диаметр параболической антенны, м	5,5
Ширина ДН по половинной мощности, град	6
Угол отклонения ДН от зенита, град	8
Число лучей ДН	2 (проект)
Высотное разрешение, м	150, 300
Диапазон измеряемых скоростей ветра, м/с	-50 ...+50
Диапазон измеряемых направлений ветра, град	0-360
Высотный диапазон измерения профиля скорости ветра, км	0,9-9,0
Время получения профиля скорости ветра, мин	1-10

При обработке и интерпретации результатов измерений, получаемых на ветровых профилометрах, весьма важной является проблема "загрязнения" сигнала, рассеянного турбулентными неоднородностями, отражениями от наземных объектов. При этом определяющим является выбор конструкции антенной системы и ее местоположение. Остановимся на особенностях использования в ветровых профилометрах параболических антенн.

В значительной степени энергетический потенциал, в также и стоимость всего профилометра определяет антенная система. С точки зрения получения достоверной информации о ветровом режиме из анализа принятого сигнала ширина луча ДН антенны должна быть  $\leq 5^\circ$ , т.к. при выполнении этого условия эффекты ширины луча не сказываются на оценках измеряемой скорости. Область излучения однозеркальных параболических антенн можно разделить на две области: область главного лепестка ДН и область, охватывающую боковые и задние лепестки – область рассеивания. Если не принимаются меры к снижению уровня боковых лепестков, то коэффициент рассеяния для однозеркальной параболической антенны с оптимальным уровнем облучения составит 0,3-0,5. При этом от 30 до 50 % мощности изотропного излучения поступает в антенну через область рассеяния. Главный лепесток ДН профилометра ориентирован в зенит или под углами близкими к зениту. Отражательная способность наземных объектов много больше отражательной способности турбулентных неоднородностей атмосферы и, таким образом, мощность, рассеянная наземными объектами и принятая боковым лепестком, может превышать мощность, пришедшую из направления главного лепестка ДН. Эти неблагоприятные условия особенно ощущаются, если антенны приподняты над Землей (располагаются на крыше здания). В этом случае кроме влияния бокового лепестка в секторе углов  $0 \dots -15^\circ$  от горизонта будут влиять и более дальние боковые лепестки.

Основными методами уменьшения влияния лепестков ДН, находящихся под малыми углами к горизонту, являются:

- установка экрана по периметру параболической антенны;
- размещение антенной системы на поверхности Земли и использование естественных экранирующих ограждений, таких как стены зданий.

В обычной зеркальной антенне источником бокового излучения является первичный облучатель и кромка зеркала. Чем выше уровень облучения кромки зеркала, тем выше амплитуда возбуждаемой краевой волны. Существенное влияние имеет глубина зеркала.

При наличии цилиндрического экрана уровень освещения внешней кромки экрана будет меньше уровня освещения кромки зеркала. Следовательно, будет уменьшена амплитуда краевой волны, вносящей основной вклад в боковое излучение антенны в задней полусфере. Использование цилиндрического экрана по периметру зеркала приводит к тому, что все переотраженные волны от внутренней стороны зеркала и экрана излучаются только в переднее полупространство.

Антенная система разработанного профилометра установлена на поверхности Земли между стенами зданий, при этом происходит переотражение, как и в случае с цилиндрическим [5] экраном вокруг зеркала, в переднюю полусферу, так и поглощение падающей энергии в стенах самих зданий. Размещение антенны на поверхности Земли повышает помехоустойчивость ВП.

Отражающая поверхность параболоида диаметром  $D=5,5$  м и фокусным расстоянием  $F=2,2$  м представляет собой сетку с размером ячейки около  $0,1\lambda$ . В качестве облучателя параболической антенны используется волновод квадратного сечения, который возбуждается вибратором, подключенным к жесткой коаксиальной линии с использованием согласующих трансформаторов. Жесткая коаксиальная линия является несущей опорой облучателя. Отклонения луча ДН на  $8^\circ$  от зенита осуществлено механическим наклоном зеркала.

Антенный переключатель ВП собран по балансной схеме. В качестве переключающих элементов в антенном переключателе используется группа р-і-п диодов. Управляющий ток на р-і-п диоды подается через полуволновые отрезки линии, длина которых выбирается таким образом, чтобы происходила компенсация паразитных реактивностей.

Передающее устройство ВП выполнено на базе промышленного передающего устройства, предназначенного для усиления непрерывного сигнала со средней мощностью около 500 Вт. Перевод каскадов в импульсный режим работы и доведение импульсной мощности до 5 кВт потребовал схемных и конструктивных доработок, а также изменения некоторых параметров питающих напряжений. Использование одной антенны на передачу и прием отраженных сигналов накладывает определенные условия на параметры формируемых передатчиком радиоимпульсов; прежде всего это относится к шумам в межимпульсной промежутке, поскольку шумовые свойства мощных генераторных ламп, как правило, не нормируются. В связи с этим при разработке узлов профилометра потребовалась реализация ряда мер, направленных на существенное снижение уровня шумов и коммутационных помех на выходе радиопередающего тракта в межимпульсных промежутках. С этой целью в первых каскадах передатчика была реализована импульсная анодная модуляция, а в предоконечных и окончательных каскадах применена так называемая система управления динамическим режимом каскадов. При использовании антенного переключателя она обеспечила увеличение развязки между выходом передающего устройства и узлами приемного тракта в режиме приема, кроме этого обеспечено увеличение коэффициента усиления по мощности каскадов передатчика, снижение средней потребляемой мощности выходного и предоконечного каскадов.

Шумовые составляющие в спектре отраженного сигнала можно разделить на пассивные и активные. Пассивные компоненты воздействуют на приемную систему при отключенном передатчике. Это: шумы антенной системы и радиоприемного устройства, шумы космических источников, поверхности и атмосферы Земли, помехи от искусственных источников (передатчики телевидения, радио и т.д.). Активные компоненты образуются при рассеянии и отражении излученного РЛС сигнала от нежелательных целей. Как правило, это стационарные и мобильные объекты на поверхности Земли.

Для подавления некоторых видов перечисленных помех в аппаратуре вертикального зондирования атмосферы применена череспериодная компенсация (ЧПК), которая осуществляется в накапливающем сумматоре в цифровой форме. Для организации ЧПК в аппаратуре ВП предусмотрено изменение на  $\pi$  фазы зондирующего сигнала с поступлением очередного импульса запуска передатчика. синхронно с этим изменяется и фаза гетеродинного напряжения приемника на  $\pi$ . Таким образом, отраженный от турбулентных неоднородностей сигнал не претерпевает изменений фазы от периода к периоду, а внешний сигнал помехи с частотой, близкой к частоте несущей, будет компенсироваться в накапливающем сумматоре. Череспериодная компенсация является весьма эффективным средством

для борьбы с внутрисистемными помехами, позволившая компенсировать паразитные спектральные составляющие в гетеродинных напряжениях.

Когерентное накопление усиленных радиоприемным устройством профиломера сигналов осуществляется аппаратными средствами – специализированным многоканальным накапливающим сумматором. Когерентное накопление обеспечивает повышение соотношения сигнал/шум и осуществляет низкочастотную фильтрацию выборочной последовательности отсчетов фазы. Накопление представляет собой операцию вычисления  $N$  арифметических сумм значений отсчетов, пропорциональных начальной фазе принимаемого сигнала для каждой из  $K$  обрабатываемых высот в двух квадратурных каналах. Операция накопления производится  $N$  раз для получения  $N$  точек спектрального анализа.

Определение спектральной плотности мощности (СПМ) отраженного сигнала производится по двум квадратурным последовательностям  $s_i$  усредненных и сглаженных выборок сигнала. Эта и последующие процедуры обработки осуществляются программными средствами. Для повышения статистической точности определения параметров спектра СПМ усредняется. Усреднение СПМ эквивалентно некогерентному накоплению и приводит к повышению соотношения сигнал/шум в  $\sqrt{M}$  раз при кратности усреднения спектров  $M$ .

Одним из наиболее важных этапов первичной обработки сигналов является параметризация СПМ с целью получения оценок искомых параметров отраженного сигнала – доплеровского сдвига частоты и спектральной ширины. Наиболее часто в ветровых профилометрах используется метод центра тяжести или моментный метод. Форма полезной составляющей спектра, обусловленная отражением зондирующего сигнала от неоднородностей коэффициента преломления атмосферы, при отсутствии шума может быть описана с помощью функции Гаусса и полностью определяется своими первыми тремя моментами: величиной  $P$  – мощности,  $\Omega$  – центральной частоты и  $\sigma$  – спектральной ширины сигнала. Величины  $P$ ,  $\Omega$  и  $\sigma$  содержат информацию об отражающей среде и являются оценками интенсивности турбулентности, доплеровского сдвига частоты и дисперсии скорости ветра. В программном обеспечении разработанного профилометра применяются оценки, основанные на использовании априорных данных о гауссовой форме спектра отраженного от неоднородностей сигнала. Такие оценки получаются по методу наименьших квадратов с аппроксимирующей функцией в виде кривой Гаусса. Суть метода состоит в минимизации выражения ошибки

$$\Delta^2 = \sum_{j=1}^N [S'(\omega_j) - S(\omega_j, P, \Omega, \sigma)]^2 \quad (5)$$

путем вариации параметров  $P$ ,  $\Omega$  и  $\sigma$ . Такой алгоритм обеспечивает оценку максимального правдоподобия. Единичные оценки скорости ветра и спектральной ширины затем подвергаются процедурам вторичной обработки для повышения достоверности и исключения недостоверных данных.

Перейдем к рассмотрению экспериментальных результатов, полученных на ветровом профилометре. Зондирование атмосферы осуществлялось с использованием простого сигнала  $\tau = 2$  мкс при скважности  $q = 40$ , т. е. с учетом потерь в фидере подводимая средняя мощность к антенне составила около 80 Вт. Характерной особенностью отраженного сигнала, наблюдаемого на профилометре с относительно низким энергетическим потенциалом, является то, что он практически сразу после зондирующего импульса находится под шумами. На рис. 2 приведен спектр доплеровских вариаций рассеянного сигнала на высоте 4,16 км. Спектр получен методом быстрого преобразования Фурье, после обработки реализации сигнала, прошедшего предварительное когерентное накопление. Время накопления реализации входного сигнала составило около 6 секунд. В данном спектре присутствуют компоненты, обусловленные шумом и атмосферной турбулентностью. Практически отсутствуют компоненты на частоте несущей, что говорит о достаточно хорошей компенсации отражений от земных объектов.

На рис. 3 приведен профиль мощности рассеянного сигнала, усредненный за 10 минут наблюдений (кратность некогерентного накопления  $M = 64$ ) при зенитном угле ДН  $8^\circ$ . Общий диапазон изменения мощности сигналов около 60 дБ, т. е. скорость затухания рассеянного сигнала в тропосфере составляет более 6 дБ/км. Следует отметить, что на высоте 0,9 км отношение сигнал/шум на выходе фазового канала приемного устройства около единицы.

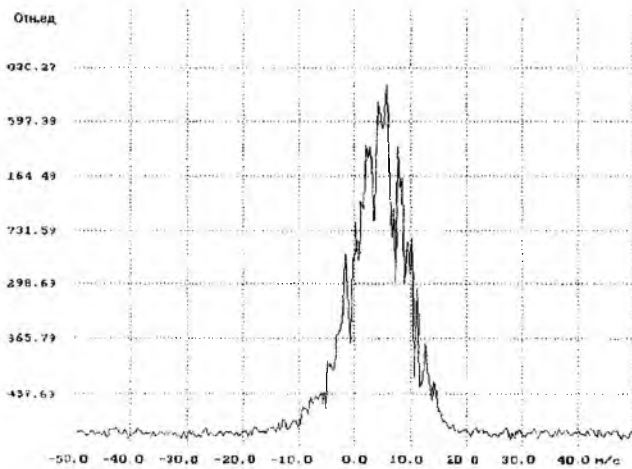


Рис. 2

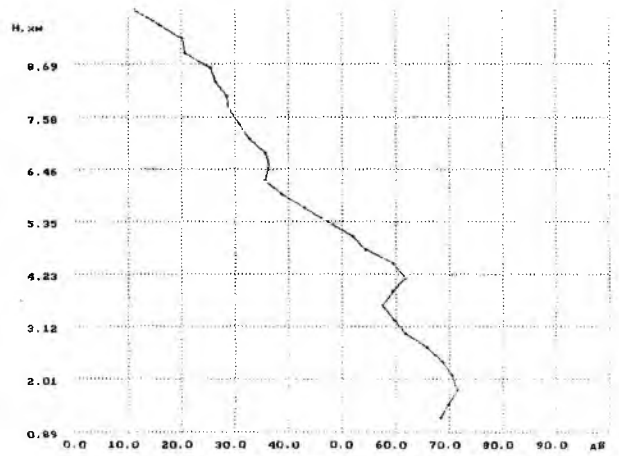


Рис. 3

На рис. 4 представлен профиль спектральной ширины спектра скоростей, обусловленных турбулентными неоднородностями атмосферы. По значению спектра скоростей  $\sigma_v$ , с учетом размеров рассеивающего объема, могут быть получены количественные оценки турбулентности в терминах скорости диссипации кинетической энергии  $\epsilon$ .

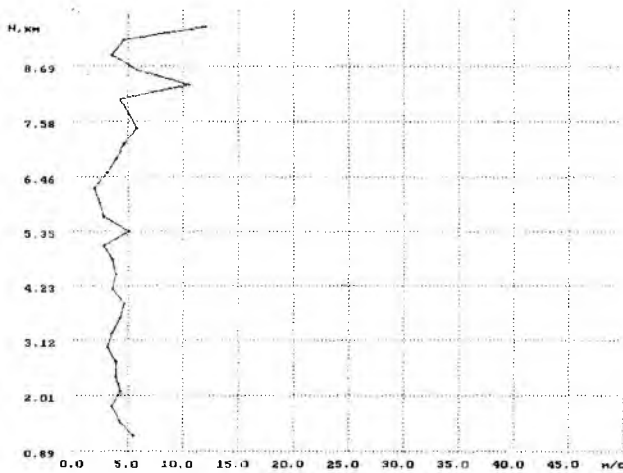


Рис. 4

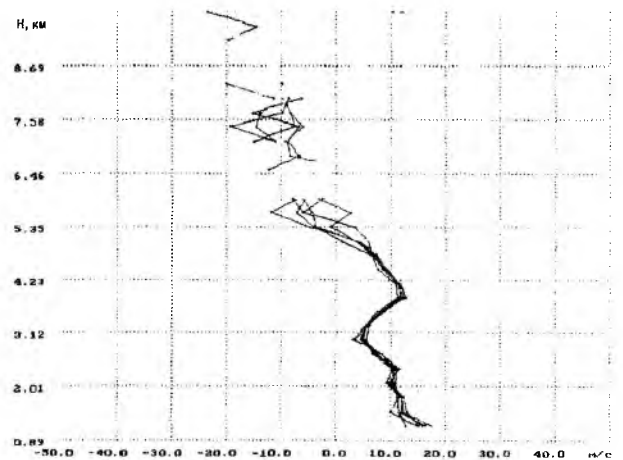


Рис. 5

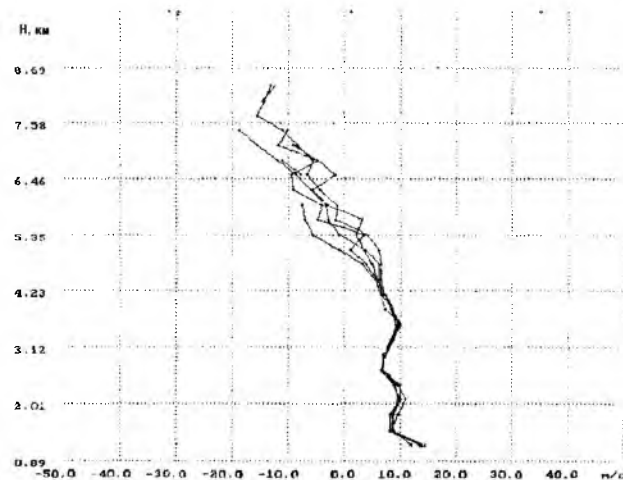


Рис. 6

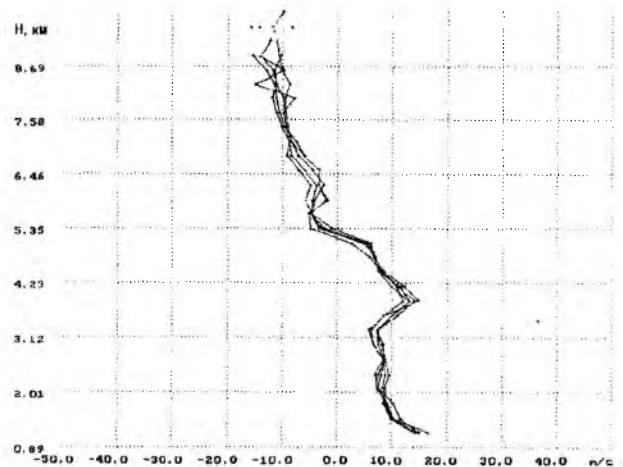


Рис. 7

На рис. 5–7 представлены профили меридиональной составляющей скорости ветра, полученные при различных значениях кратности некогерентного накопления СПМ 6 апреля 2001 г. с 15 ч. 02 мин.

до 16 ч. 46 мин. Кратность некогерентного накопления СПМ, время получения одного профиля скорости ветра и высота достоверно измеренной скорости ветра соответственно равны:

$M = 1$ ;  $T = 10$  сек;  $H = 6,0$  км (рис.5);  $M = 8$ ;  $T = 80$  сек;  $H = 7,5$  км (рис. 6);

$M = 64$ ;  $T = 640$  сек;  $H = 9,2$  км (рис.7).

Следует отметить, что максимальная высота измерения скорости ветра определяется уровнем рассеянных сигналов, который, в свою очередь, зависит от влажности воздуха и интенсивности турбулентных процессов в атмосфере. За относительно небольшой период эпизодических наблюдений (около одного месяца) максимальные высоты измерения скорости ветра лежали в пределах 6.0–9.2 км

В радиолокационном ветровом профилометре реализовано измерение меридионального компонента скорости ветра, находится в стадии отладки система формирования зондирующего импульса и обработки отраженного фазоманипулированного (ФМ) сигнала. Дооснащение аппаратуры оборудованием для измерения зопальной компоненты и системой обработки ФМ сигнала, позволит получать информацию о динамических атмосферных процессах и расширить высотный диапазон исследования атмосферы.

**Список литературы:** 1. *Справочник по радиолокации* / Под ред. М. Скольника. М.: Сов. Радио, 1976. Т.1 455 с. 2. *Довиак Р., Зрнич Д.* Доплеровские локаторы и метеорологические наблюдения. Л.: Гидрометеиздат, 1988. 503 с. 3. *Казаков Л.Я., Ломакин А.Н.* Неоднородности коэффициента преломления воздуха в тропосфере. М.: Наука, 1976. 164 с. 4. *Кащеев Б.Л., Олейников В.Н.* Стратосферно-тропосферная радиолокационная станция для исследования атмосферных динамических процессов // *Глобальная система метеорных наблюдений. Картографирование синоптических процессов в метеорной зоне.* М.: ВИНТИ.1987.С. 39-53. 5. *Нарбут В.П.* О влиянии противофоновых отражающих экранов на боковое излучение зеркальных антенн // *Радиотехника и электроника.* 1976. Т. 21, № 10. С. 2205-2210.

*Харьковский государственный технический университет радиоэлектроники*

*Поступила в редколлегию 14.05.2001*

С. И. БАБКИН, канд. техн. наук, Г. В. ГРУША, канд. физ.-мат. наук,  
И. А. ДЕЛОВ, канд. техн. наук, Е. Г. ПРОШКИН, д-р техн. наук

## ОЦЕНКА ПРИМЕНИМОСТИ МЕТОДА ИЗМЕРЕНИЯ ВЛАЖНОСТИ АТМОСФЕРНОГО ВОЗДУХА АКУСТИЧЕСКИМ ЗОНДИРОВАНИЕМ ПО СДВИГУ ФАЗ

### Введение

На протяжении ряда лет специалистами по зондированию атмосферы разрабатывались методы дистанционного измерения влажности воздуха, основанные на применении акустической релаксации. В ходе таких разработок предлагались многочастотные амплитудные методы (с использованием акустических локаторов) [1] и двухчастотные амплитудные – с использованием системы радиоакустического зондирования [2], в которых использовалось различие поглощения энергии звуковых волн разных частот. Однако при интерпретации практических результатов измерений амплитудными методами были выявлены трудности, связанные с низкой точностью измерения влажности воздуха. Так, для приемлемой точности при трехчастотном акустическом зондировании требуются высокие звуковые частоты и их широкий разнос [1], а для повышения точности при двухчастотных амплитудных радиоакустических измерениях в турбулентной атмосфере, где сильное влияние оказывает нарушение поперечной когерентности акустических волн [2], требуется привлечение информации о структурных постоянных турбулентных флуктуаций температуры и скорости ветра. Поэтому в лаборатории зондирования атмосферы разрабатывается фазовый метод измерения атмосферной влажности, основанный на втором физическом эффекте, сопровождающем акустическую релаксацию в воздухе, а именно – на дисперсии скорости звука во влажном воздухе [3].

### Идея метода

Идея метода состоит в следующем. При одновременном излучении акустических волн двух частот  $f_1$  и  $f_2$  в ветреной атмосфере возникает различие фазовых скоростей этих волн  $C_1$  и  $C_2$ , которое на основе дисперсионных формул может быть записано в виде:

$$\Delta C = C_2 - C_1 = \frac{C_\infty^2 - C_0^2}{2(C - W)} \left( \frac{f_2^2}{f_p^2 + f_2^2} - \frac{f_1^2}{f_p^2 + f_1^2} \right), \quad (1)$$

где  $C$  – среднее арифметическое двух скоростей звука,  $W$  – скорость вертикального ветра,  $f_p$  – релаксационная частота влажного воздуха,  $C_0$  – скорость звука на частоте  $f \ll f_p$ ,  $C_\infty$  – скорость звука на частоте  $f \gg f_p$  [3]. Это различие приводит к набеганию разности акустических фаз на расстоянии  $Z$  от излучателя. Для случая вертикального двухчастотного акустического зондирования выражение для разности фаз акустических волн, регистрируемой фазометром экспериментальной установки, представляется в виде линейной суперпозиции разностей фаз, набегающих до отражения  $\Delta\varphi_1$  и после отражения  $\Delta\varphi_2$  акустических волн турбулентным слоем:

$$\begin{aligned} \Delta\varphi &= \Delta\varphi_1 + \Delta\varphi_2, \\ \Delta\varphi_1 &= 2\pi Z \left( \frac{f_1}{C_1} - \frac{f_2}{C_2} \right), \\ \Delta\varphi_2 &= 2\pi Z \left( \frac{f_1 + f_{d1}}{C_1} - \frac{f_2 + f_{d2}}{C_2} \right), \end{aligned} \quad (2)$$

где  $f_{di} = 2f_i \cdot \frac{W}{C_i}$  – доплеровский сдвиг центральной частоты отраженной акустической волны под действием вертикальной скорости ветра  $W$ .

Применение в экспериментальной методике целочисленного преобразователя частоты  $f_1 \rightarrow mf_1 = f_2$  на выходе акустического приемника позволяет привести формулу для сдвига фазы к виду:

$$\Delta\varphi = 4\pi f Z \cdot \frac{\Delta C}{C^2} \left( 1 + \frac{2W}{C} \right), \quad (3)$$

где  $C = \sqrt{C_1 C_2}$ ,  $Z$  – высота зондирования.

Эффект влияния дисперсии скорости звука на разность акустических фаз, максимально выделенный при этом, предлагалось ранее взять за основу при двухчастотных радиоакустических измерениях влажности воздуха по разности фаз между доплеровскими сдвигами частот принимаемых радиосигналов [4].

При реально наблюдающихся вертикальных скоростях ветра (в конвективных потоках – меньше 1 м/с) в выражении (3) можно пренебречь поправкой на скорость ветра  $W/C \ll 1$ :

$$\Delta\varphi \approx 4\pi f Z \cdot \frac{\Delta C}{C^2}, \quad (4)$$

где  $\Delta C$  в формуле (1) не зависит от скорости ветра.

Величиной, устанавливающей связь разности акустических фаз (4) с атмосферной влажностью на основе разности скоростей звука (1) является релаксационная частота  $f_p$ , оцениваемая разными авторами на основе как теоретических расчетов, так и экспериментальных работ. Мы выбрали эмпирическую формулу [3]:

$$f_p = 3,06 \cdot 10^4 \cdot h^{1,3}, \text{ Гц}, \quad (5)$$

где  $h = \left( \frac{e}{p} \right) \cdot 100\%$  – молярная концентрация водяного пара,  $e$  – абсолютная влажность (парциальное давление водяного пара),  $p$  – атмосферное давление.

Для диапазона звуковых частот  $f = 1 - 20$  кГц и ряда выбранных пар частот (с коэффициентом кратности 2 и 4) были рассчитаны зависимости разности акустических фаз  $\Delta\varphi$  от относительной влажности

$H = \frac{e}{e_n} \cdot 100\%$ , где  $e_n$  – упругость насыщенного пара, набегающей в слое воздуха толщиной  $\Delta Z = 1$  м при различных значениях температуры воздуха. На рис. 1 приведены графики таких зависимостей для зондирующих частот 1 кГц и 4 кГц.

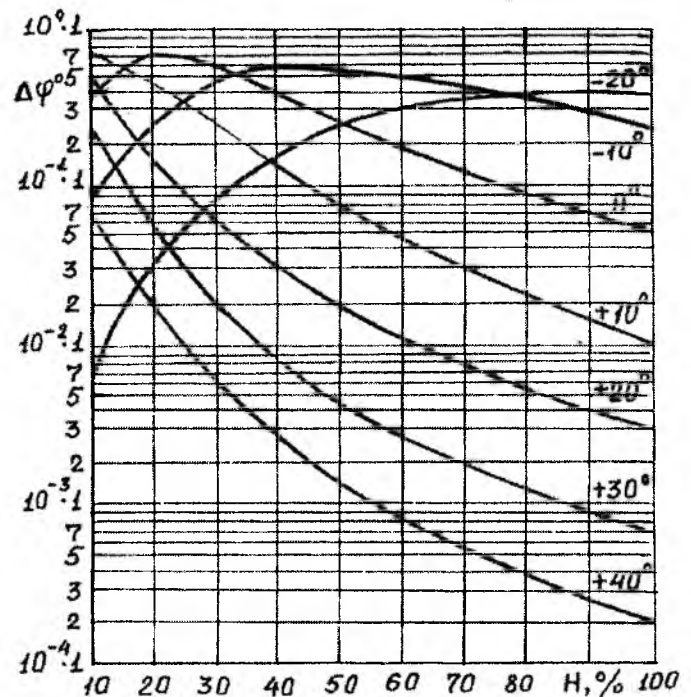


Рис. 1

### 3. Аппаратура и некоторые результаты экспериментов

Для экспериментального исследования возможности применения двухчастотного зондирования с целью дистанционного измерения влажности воздуха фазовым методом разработана и подвергается непрерывной модернизации аппаратура совмещенного зондирования, включающая в себя двухчастотный акустический локатор и одночастотную систему радиоакустического зондирования (РАЗ). Акустический локатор предназначался, в частности, для решения задачи экспериментального подтверждения факта существования фазовых сдвигов в атмосфере при ее двухчастотном зондировании. Некоторое сомнение вызывала возможность проведения фазовых измерений при таком зондировании, поскольку в данном случае в качестве рассеивателя акустических волн должна была служить сама неоднородная и турбулентная атмосфера. Эти сомнения возникли ввиду того, что при наличии случайных рассеивателей волн может разрушиться фазовая структура сигнала. Однако в ряде работ по дистанционному зондированию приводятся результаты исследований атмосферы, полученных путем анализа отражений от метеорных следов [6] и от температурно-ветровых неоднородностей атмосферы [1], причем в этих случаях информационным параметром отраженных сигналов выступала их фаза.

При акустическом зондировании формирование отраженного сигнала происходит путем рассеивания акустических волн на дифракционных решетках, причем такая решетка складывается из естественных температурно-ветровых неоднородностей атмосферы. Условием заметного рассеивания является условие Брэгга, требующее выполнения соотношения периода решетки с длиной рассеиваемой волны, равного 0,5. Поддержание такого соотношения возможно при наличии в атмосфере температурно-ветровых неоднородностей, масштаб которых соответствует условию Брэгга, что обеспечивает синфазное сложение мощности рассеиваемых акустических волн [1].

Как следует из теоретических предпосылок, для интерпретации фазовых сдвигов и измерения влажности воздуха при двухчастотном зондировании необходимо знание значений высоты зондирования и температуры воздуха для высоты, на которой осуществляется это измерение. Поэтому для экспериментов целесообразно привлечь средство для измерения скорости зондирующих акустических пакетов. Таким средством может стать аппаратура радиоакустического зондирования, которая хорошо комплексируется с аппаратурой акустического зондирования. По данным РАЗ можно также определить температуру воздуха, а для повышения точности измерения температуры воздуха при наличии в атмосфере вертикальных потоков необходимо выполнить совмещение во времени и в пространстве процессов акустического (АЗ) и радиоакустического зондирования (РАЗ). При таком совмещении зондирующий пакет акустических волн будет играть двойную роль: во-первых, при акустическом зондировании волновой пакет будет рассеиваться на температурно-ветровых неоднородностях атмосферы и, во-вторых, при радиоакустическом зондировании будет служить рассеивателем для электромагнитных волн. Такое совмещение дает возможность наиболее полного решения задачи корректировки данных температурного зондирования с помощью данных акустического зондирования.

Экспериментальные исследования возможности измерения влажности воздуха фазовым методом начались с подтверждения факта существования фазовых сдвигов с помощью двухчастотного акустического локатора, имеющего следующие основные технические параметры:

частоты зондирования	$f_1 = 1,0278$ кГц и $f_2 = 4,1113$ кГц;
длительность зондирующих импульсов	70 мс;
период зондирования	2с и 4с;
электрическая излучаемая мощность ( в импульсе)	100 Вт;
способ работы	моностатический.

Схема акустического локатора имеет типовую структуру с тем отличием, что усиленный в приемнике сигнал разделяется полосовыми фильтрами на два сигнала с частотами  $f_1$  и  $f_2$ , подаваемые затем на вход умножителя частот, который приводит эти частоты к рабочей частоте цифрового фазометра. Умножитель частот введен в устройство измерения фазовых сдвигов с тем, чтобы увеличить возникающие фазовые сдвиги до значений, позволяющих измерять эти сдвиги с необходимой точностью. Цифровой фазометр работает на частоте около 32 кГц, построен по схеме фазометра с постоянным временем измерения и позволяет производить измерения сдвига фаз через 100 мс с усреднением 1024 периода опорной частоты. Диапазон измеряемых сдвигов фазы составляет 0 – 360°. инструментальная погрешность измерения фазовых сдвигов (на линии с персональным компьютером) – 0,2°.

Экспериментальные исследования по регистрации сдвигов фаз проводились в различные сезоны года, чаще в погодных условиях, благоприятных для акустического зондирования. Полученные в ходе экспериментов данные измерений подвергались статистической обработке, в ходе которой рассчитывались средние значения, среднеквадратические отклонения сдвигов фаз и разности сдвигов фаз на соседних высотных уровнях, строились гистограммы распределений и т.д. Обработка данных показала, что средние значения фазовых сдвигов имеют устойчивый характер с дисперсией, зависящей от погодных условий. Распределение фазовых сдвигов приближается к нормальному закону. Для иллюстрации на рис. 2 представлены гистограммы распределения сдвигов фаз сигналов, отраженных с высоты 34 м (а) и 51 м (б) в мае 1995 г.

Зарегистрированные средние значения фазовых сдвигов качественно согласуются с расчетными значениями, приведенными на рис. 1. Например, в результате статистической обработки измерений сдвигов фаз в мае 1995 г. (данные приземных метеорологических измерений следующие: температура воздуха – + 20°С, относительная влажность – 60%, атмосферное давление – 102 кПа) получены разности фаз между соседними слоями, находящимися на расстоянии 17 м, близкие к значению  $\Delta\varphi = 1,52^\circ$ . При этом значение сдвига фаз, приходящееся на 1 м, равно  $\Delta\varphi / \Delta Z = 1,52/34 \cong 4,5 \cdot 10^{-2}$  град/м при его теоретическом значении  $\Delta\varphi / \Delta Z = 1,02 \cdot 10^{-2}$  град/м.

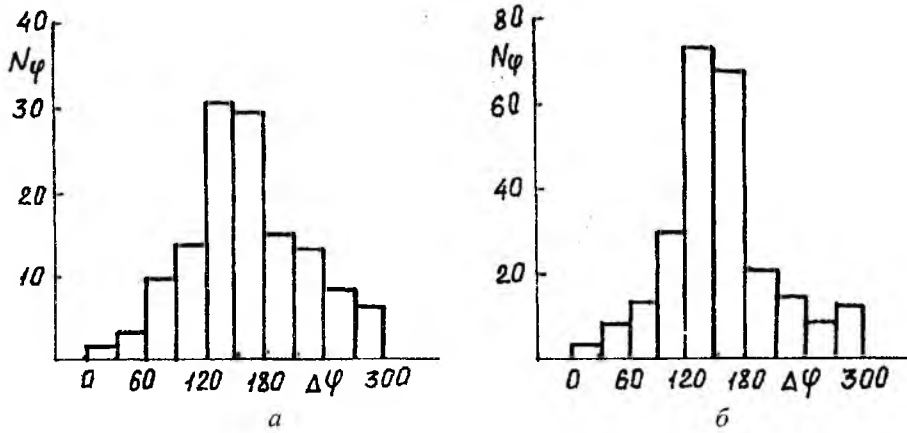


Рис. 2

### Уточнения для интерпретации результатов

Различие в значениях теоретических и полученных в результате обработки данных эксперимента сдвигов акустических фаз могут объясняться пространственно-временной изменчивостью полей температуры и скорости вертикального ветра, существенно влияющих на значение температуры в отражающем объеме атмосферы, поскольку в этих экспериментах не производились измерения температуры воздуха на высоте зондирования, а использовались приземные значения метеопараметров. Кроме того, при выводе формул (4 и 5), на основе которых были построены графики рис. 1, применялось предположение о медленной изменчивости акустического показателя преломления [5]. Поэтому вместо часто применяемого [1] геометрикооптического определения фазы акустической волны в виде

$$\varphi = 2\pi f \cdot \int_0^Z \frac{dZ'}{C(Z')}$$

использовалась приближенная формула для плоских волн в изотермической атмосфере  $\varphi = 2\pi f Z / C$ , то есть не учитывался реальный градиент скорости звука, создаваемый вертикальной изменчивостью метеорологических параметров. Это упрощение позволило решить задачу о восстановлении влажности воздуха в следующем явном виде:

$$h = \exp \left\{ 0,385 \ln \left[ \frac{\pi f Z (C_\infty^2 - C_0^2) (f_2^2 - f_1^2)}{C^3 \Delta \varphi} - \frac{f_1^2 + f_2^2}{2} \pm \left[ \left( \frac{f_1^2 + f_2^2}{2} - \frac{\pi f Z (C_\infty^2 - C_0^2) (f_2^2 - f_1^2)}{C^3 \Delta \varphi} \right)^2 - f_1^2 f_2^2 \right]^{1/2} \right] - 7,947 \right\} \quad (6)$$

при произвольном соотношении между релаксационной и зондирующими частотами. В настоящее время изучается влияние вертикальной изменчивости температуры воздуха и других метеопараметров, что позволит учесть градиент скорости звука и уточнить причины расхождения теоретических и экспериментальных данных.

Для правильной интерпретации результатов измерений полученные формулы были согласованы с применяющейся методикой измерений, состоящей в том, что измеряется разность фаз между двумя акустическими частотами, набегающая за одинаковый временной интервал стробирования  $\tau = 0,1$  с. При этом высоты отражающих слоев на двух частотах не совпадают, хотя их различие невелико. Например, при температуре воздуха  $t = +20^\circ \text{C}$ , когда  $\Delta C = 0,12$  м/с [3], различие высот равно:

$$\frac{Z_2 - Z_1}{Z_1} \approx \frac{\Delta C}{C} \approx 3,5 \cdot 10^{-4}$$

В этом легко убедиться, поскольку  $Z_2 = Z_1(1 + \Delta C / C_1)$  при условии  $\tau = \frac{2Z_2}{C_2} = \frac{2Z_1}{C_1}$ .

Преобразуем сдвиг акустических фаз к виду:

$$\Delta \varphi = A_1(1 - A_2 / A_1),$$

где  $A_1 = 4\pi(f_1 / C_1 - f_2 / C_2)Z_1$ ;  $A_2 = 4\pi f_2 \frac{Z_1 \Delta C}{C_1 C_2}$ .

Поправка к значению  $\Delta \varphi$  в формуле (4), где  $Z = Z_1$ , равна

$$\frac{A_2}{A_1} = \frac{f_2 \Delta C}{C_2 f_1 - C_1 f_2} = \frac{f_2 \Delta C}{(C_2 - m C_1) f_1}.$$

Здесь используется кратность излучаемых частот  $f_2 = m f_1$ . Так как практически в диапазоне 1-20 кГц целочисленная кратность может выбираться от  $m = 2$  до  $m = 10$ , то при тех же метеорологических условиях отношение  $A_2 / A_1$  находится в пределах от  $-7 \cdot 10^{-4}$  до  $-3 \cdot 10^{-4}$  и является незначительной поправкой к формуле (4).

При совмещении процессов акустического и радиоакустического зондирования технические параметры [7] выбирались так, чтобы с высокой точностью согласовать значения зондируемых высот:

$$Z_{RAS} - Z_{AS} = \left[ \tau(N - 1 - K/2) + 0,05 + \tau_1/2 - \tau_2/4 \right] C_{np},$$

где  $N$  – нумерация уровней РАЗ;  $K$  – нумерация уровней АЗ;  $\tau_2 = 0,032$  с – длительность измерения фазометром;  $\tau_1 = 0,01$  с – длительность измерения частотомером;  $C_{np}$  – приземная скорость звука.

При  $K = 2N - 1$  (акустических уровней высоты в два раза больше, чем радиоакустических)  $|Z_{RAS} - Z_{AS}| \approx 1$  м (при температуре 20°C). Таким образом, различие высот зондирования (на двух частотах, двумя системами – РАЗ и АЗ) не может оказать существенного влияния на точность измерения как разности фаз, так и влажности воздуха.

### Оценка аппаратурной и турбулентной погрешности метода

Для обоснования метода нами была вычислена аппаратурная погрешность и определено влияние атмосферной турбулентности на точность измерения влажности. Аппаратурная погрешность вычислялась на основе формулы, полученной при вариации параметров соотношения для восстановления влажности (6):

$$\frac{\sigma_h}{h} = 0,385 \left\{ \frac{R_1}{R_2} \left[ \left( \frac{\sigma_Z}{Z} \right)^2 + \left( \frac{\sigma_f}{f} \right)^2 + \left( \frac{\sigma_{\Delta\varphi}}{\varphi} \right)^2 + 9 \left( \frac{\sigma_C}{C} \right)^2 \right] + f_2^2 A_2^2 \sigma_{f_2}^2 + f_1^2 A_1^2 \sigma_{f_1}^2 \right\}^{1/2},$$

где  $R_1, R_2, A_1$  и  $A_2$  – коэффициенты, зависящие от значений частот и высоты зондирования, сдвига фазы и температуры воздуха,  $\sigma_k$  – погрешность измерения  $k$ -го параметра. Графики аппаратурной погрешности

$$\sigma_H / H = \sigma_h / h + \sigma_p / p,$$

вычисленной для высоты 50 м и зондирующих частот 1 кГц и 4 кГц, приведены на рис. 3.

Один из важных вопросов, касающихся применимости рассматриваемого метода измерения влажности –

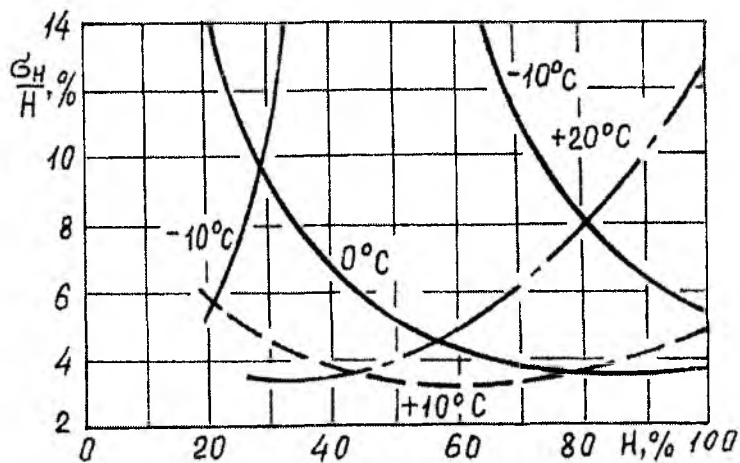


Рис. 3

оценка погрешности, возникающей под влиянием турбулентности. Нами рассмотрено три основных источника погрешности: накопление турбулентных деформаций фазового фронта акустических волн вдоль пути их распространения, турбулентные флуктуации скорости звука и увеличение среднеквадратического разброса сдвига фазы  $\langle \Delta\varphi'^2 \rangle$ , к которому приводит возникновение спектра частот в отраженном сигнале под влиянием турбулентного рассеяния.

Численные оценки погрешности, создаваемой первыми двумя факторами, и их корреляции получены нами с использованием математических методов и методов теории распространения ограниченного гауссова пучка в турбулентной среде со спектром Кармана, применявшихся в [5], для оценки турбулентной погрешности, создаваемой флуктуациями параметров атмосферы при радиоакустическом двухчастотном зондировании.

При этом использовались предположения:

- 1) малость турбулентных флуктуаций скорости звука  $C'$  и сдвигов акустических фаз  $\Delta\varphi'$ ;
- 2) малость корреляционных членов  $\langle \Delta\varphi' C' \rangle / \Delta\varphi C$ ;
- 3) флуктуации скорости звука и сдвигов акустических фаз имеют гауссово распределение.

Такие условия практически часто оправданы. Численные оценки на высотах 25 – 100 м при температуре воздуха от +20°C до +40°C и, кроме того, в конвективных условиях над сухой землей при умеренном ветре производились на основе эмпирических зависимостей структурных постоянных турбулентных флуктуаций температуры воздуха и скорости ветра от высоты [8]:  $C_T^2 = 2,9Z^{-4/3}$ ,  $C_V^2 = 0,04 + 0,33Z^{-2/3}$ , предложенных для описания сильной турбулентности. При таких метеорологических условиях среднеквадратичные флуктуации скорости звука и сдвигов акустических фаз, зависящие от структурной постоянной акустического показателя преломления [5], формируются, в основном, под влиянием флуктуаций скорости ветра и содержатся в пределах:

$$\langle C'^2 \rangle / C^2 \approx (1,5-2,9) \cdot 10^{-5}, \quad \langle \Delta\varphi'^2 \rangle / \Delta\varphi^2 \approx (1,1-2,1) \cdot 10^{-7},$$

$$|\langle \Delta\varphi' C' \rangle / \Delta\varphi C| \approx (1,3-2,5) \cdot 10^{-7}.$$

Определяемая этими факторами погрешность измерения молярной концентрации водяного пара оказалась ограниченной численными значениями:

$$\left| \frac{\langle h \rangle - h_0}{h_0} \right| < 2 \cdot 10^{-3} \%, \quad \frac{\sqrt{\langle (h - h_0)^2 \rangle}}{h_0} < 0,62 \%,$$

где  $h_0$  – невозмущенное турбулентностью значение молярной концентрации водяного пара.

Для оценки погрешности измерения влажности, возникающей под действием турбулентного рассеяния акустических волн в отражающем слое, можно вычислить турбулентные флуктуации на основе формулы двухчастотного зондирования (4), где зондирующая частота в отраженном сигнале рассматривается как флуктуирующая принимаемая частота. В этом случае

$$\langle \Delta\varphi \rangle = 2\pi Z \frac{\Delta C}{C^2} (\langle f \rangle + f),$$

$$\langle \Delta\varphi'^2 \rangle = \langle (\Delta\varphi - \langle \Delta\varphi \rangle)^2 \rangle = \left( 2\pi Z \frac{\Delta C}{C^2} \right)^2 \langle (f - \langle f \rangle)^2 \rangle,$$

поскольку турбулентные флуктуации скорости звука мы уже учитывали ранее. Вводя понятие эффективной среднеквадратичной ширины спектра [1]

$$\Delta f_c^2 = \langle (f - \langle f \rangle)^2 \rangle,$$

вычислим

$$\langle \Delta\varphi'^2 \rangle / \Delta\varphi_0^2 = \Delta f_c^2 / (4f_0^2),$$

где  $\Delta\varphi_0 = 4\pi \langle f \rangle Z \frac{\Delta C}{C^2}$  – набег фазы на центральной частоте  $f_0 = \langle f \rangle$ . На основе формулы (6), проводя статистическое усреднение, можно вычислить линейный и среднеквадратический сдвиги

измеряемых значений молярной концентрации водяного пара, воспользовавшись линеаризацией при малости флуктуаций сдвига фазы:

$$\frac{\langle h \rangle - h_0}{h_0} \approx 0,074 \frac{\langle \Delta\varphi'^2 \rangle}{\Delta\varphi_0^2} \gamma^2(h_0),$$

где  $\gamma(h_0) = \frac{(f_p^2 + f_2^2)(f_p^2 + f_1^2)}{f_p^4 - f_1^2 f_2^2}$ ;  $\frac{\sqrt{\langle (h - h_0)^2 \rangle}}{h_0} = 0,385 \frac{R_1}{R_2} \frac{\sqrt{\langle \Delta\varphi'^2 \rangle}}{\Delta\varphi_0}$  – ( $R_1$  и  $R_2$  – факторы, охарактеризованные нами ранее).

Окончательное значение доли погрешности измерения влажности двухчастотным акустическим зондированием по разности фаз под действием турбулентного рассеяния, полученное на основе эмпирических значений эффективной среднеквадратической ширины спектра на частотах 1 кГц и 4 кГц из [1] при низких шумах  $\Delta f_c / f_0 \approx 0,02$  численно оказывается близким к полученному под влиянием флуктуаций скорости звука и сдвига фаз вдоль трассы зондирования. Доля влияния турбулентного рассеяния

$$\frac{\langle h \rangle - h_0}{h_0} \approx 1,5 \cdot 10^{-3} \%, \quad \frac{\sqrt{\langle (h - h_0)^2 \rangle}}{h_0} \approx 0,4 \%$$

При значительном влиянии шумов на ширину доплеровского спектра принимаемого сигнала может возникнуть дополнительная погрешность измерения влажности, создаваемая шумовыми эффектами.

### Заключение

Изложенные результаты теоретических и экспериментальных исследований свидетельствуют о реальной возможности измерения атмосферной влажности двухчастотным вертикальным акустическим зондированием на основе эффекта дисперсии скорости звука во влажном воздухе. Действительно, во-первых, наличие дисперсионных разностей акустических фаз на двух частотах и их устойчивого среднего значения, а также возможность их измерения подтверждена экспериментально. Во-вторых, на основе приведенных результатов теоретических расчетов аппаратурная и турбулентная погрешности метода невелики, получены формулы, позволяющие их учесть. Наконец, разработан аппаратурный комплекс, содержащий двухчастотный акустический локаатор и систему РАЗ и позволяющий производить измерения фазовых сдвигов фазометром с последующей статистической обработкой значений их разностей между соседними высотными уровнями и измерения скорости звука на тех же высотах. Восстановление влажности воздуха на основе представленной теории возможно по полученной таким образом информации с учетом вертикальной изменчивости метеопараметров в дальнейших расчетах.

**Список литературы.** 1. Красненко Н.П. Акустическое зондирование атмосферы. Новосибирск: Наука, Сибирское отделение, 1986. 166 с. 2. Babkin S.I., Grusha G.V., Proshkin E.G. The measurement of the air humidity by two frequency radioacoustic sounding // 4th International Symposium on Tropospheric Profiling, Extended Abstracts, September 21 – 25, 1998, Snowmass, Colorado, USA, V.1, P. 25-27. 3. Кнезер Г. Релаксационные процессы в газах. В кн. Физическая акустика / Под ред. У.Мэзона. М.: Мир, 1968. Т.2, Ч.А. С.155-221. 4. Бабкин С.И., Груша Г.В., Васильченко Е.А. Двухчастотное радиоакустическое зондирование атмосферы для измерения влажности по сдвигу фаз // Тез. докл. 10 Всесоюзн. конф. по распротр. радиоволн. Харьков. ХПИ. 1990. Ч. 2. С. 311. 5. Бабкин С.И., Груша Г.В. Оценка погрешности определения влажности в турбулентной атмосфере по разности фаз при радиоакустическом зондировании // Оптика атмосферы и океана. 1995. Т.8, №1. С. 60-66. 6. Жуков В.В. Погрешности фазового высотомера // Радиотехника. 1971. Вып. 16. С. 29-33. 7. Бабкин С.И., Делов И.А., Прошкин Е.Г. Комплекс аппаратуры для совмещенного зондирования пограничного слоя атмосферы электромагнитными и акустическими волнами // Радиотехника. 1998. Вып. 106-107. С.23 – 28. 8. Каллистратова М.А., Кон А.И. Радиоакустическое зондирование атмосферы. М.: Наука, 1985. 197 с.

Харьковский государственный технический университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 5.02.2001

**ВЫБОР АЛГОРИТМА АДАПТАЦИИ ДЛЯ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ СОДАРА**

Адаптивные антенные решетки (ААР), получившие широкое распространение в радиолокационных и связных системах, остаются предметом интенсивных исследований и разработок. Проявляемый к ним интерес обусловлен, главным образом, предоставляемой возможностью автоматически устанавливать нули диаграммы направленности (ДН) в направлениях на источники помех. Особый интерес вызывает использование ААР в акустических системах зондирования атмосферы (сонарах) [1], функционирующих, как правило, в местах с высоким уровнем внешних акустических помех, например в аэропортах. Низкие частоты зондирующих сигналов, используемые в этих локаторах, обуславливают простоту аппаратной реализации устройств обработки сигналов, и позволяют применять оптимальные алгоритмы формирования ДН с требуемыми свойствами.

В настоящее время известен ряд эффективных алгоритмов, которые, в принципе, могут быть использованы для управления свойствами ДН содара. В качестве критериев эффективности синтезируемых алгоритмов наиболее часто используются следующие: критерий минимума среднеквадратической ошибки, критерий максимума отношения сигнал-шум на выходе ААР, критерий максимума правдоподобия и критерий минимума дисперсии шума [2]. Проанализируем особенности известных алгоритмов и соответствующих им критериев эффективности с учетом особенностей работы содаров и определим наиболее подходящие из них, которые могут быть использованы при проектировании акустических локаторов, оснащенных антенными решетками.

Поле акустических помех и собственных шумов в раскрытой решетке содара представляет собой совокупность отсчетов случайных величин, состоящих из аддитивной смеси некоррелированной (обусловленной влиянием внутренних шумов элементов решетки) и коррелированной (обусловленной влиянием внешней помехи) составляющих. Суть процесса адаптации ААР заключается в формировании вектора весовых коэффициентов (ВВК)  $\vec{W}$  на основе оценки параметров коррелированной составляющей поля.

Вне зависимости от выбранного критерия оптимальности алгоритма (за исключением, пожалуй, критерия минимума дисперсии шума), оптимальный вектор весовых коэффициентов ААР вычисляется в виде решения уравнения Винера-Хопфа [2] и записывается с точностью до постоянного множителя как

$$\vec{W}_{opt} = \mu \hat{R}^{-1} \cdot B^*, \quad (1)$$

где  $\mu$  – комплексная константа, правила расчета которой, определяются выбранным критерием оптимальности алгоритма;  $\hat{R}$  – усредненная корреляционная матрица шумов,  $B$  – вектор управления (определяет форму ДН и направление главного максимума).

Однако реализация процесса вычисления  $\vec{W}_{opt}$  в (1) и статистические свойства оценок угловых направлений источников акустических помех в переходных режимах формирования ДН ААР могут иметь существенные различия при использовании различных алгоритмов. В частности, хотя в содаре направление прихода полезного сигнала заранее известно, применение алгоритмов, работающих по критериям минимума среднего квадрата ошибок и минимума дисперсии шума, затруднено, так как ожидаемый полезный сигнал нельзя адекватно представить моделью детерминированного опорного сигнала вследствие флуктуационного характера рассеянной неоднородностями атмосферы акустической волны.

Адаптивное формирование ДН по критерию максимума отношения сигнал-шум на выходе ААР при реализации алгоритма непосредственного обращения корреляционной матрицы  $\hat{R}$  выполняется в предположении малости или отсутствия полезного сигнала. Следовательно, этот алгоритм оказывается практически инвариантным к статистическим свойствам эхо-сигнала, и его применение для пространственно-временной обработки сигналов в содаре может быть весьма эффективным. Рассмотрим подробнее свойства этого алгоритма. Монохроматическая плоская волна с частотой  $f$ , падающая на решетку под углом  $\theta$ , после пространственной дискретизации с интервалом  $d$  на апертуре решетки длиной  $N \cdot d$  будет иметь вид  $A \exp(j(2\pi d/\lambda) \cdot (n-1) \cdot \sin(\theta))$ ,  $n \in 1..N$  [3], где  $A$  – амплитуда ко-

лебаний;  $N$  – количество элементов ААР;  $d$  – расстояние между элементами ААР;  $\lambda$  – длина волны сигнала (определяет настройку входных контуров элементов решётки).

Для узкополосной внешней помехи распределение мгновенных значений напряжений на выходах элементов ААР определяется вектором  $\dot{X}_n$  помехи

$$\dot{X}_n = A_n \cdot e^{j \left[ \frac{2\pi \cdot d}{\lambda} (n-1) \cdot \sin(\theta_p) + \varphi_n \right]} + \eta_n, \quad n \in 1..N, \quad (2)$$

где  $A_n, \varphi_n$  – распределенная по закону Релея амплитуда и равномерно распределенная фаза внешней помехи;  $\theta_p$  – направление прихода внешней помехи;  $\eta_n$  – некоррелированная составляющая мгновенных значений напряжений в элементах решётки, обусловленная тепловыми шумами.

Корреляционная матрица помех, определяющая коэффициенты корреляции между сигналами элементов решётки, формируется следующим образом:  $\dot{R} = \dot{X} \cdot \dot{X}^{*T}$ . Элементы усредненной корреляционной матрицы  $\hat{R}_{i,j}$  находятся как средние значения соответствующих элементов набора из  $m \in 1..M$  корреляционных матриц

$$\hat{R}_{i,j} = \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M \dot{R}_{i,j,(m)}. \quad (3)$$

В процессе проектирования ААР разработчику приходится принимать множество компромиссных решений, направленных на получение по конечному количеству циклов усреднения  $M$  статистически устойчивых пространственно-временных оценок угловых положений источников акустических помех с максимально возможным разрешением. Для применения обоснованных решений необходимо иметь соответствующую информацию о свойствах алгоритма. В соответствии с этим исследуем скорость сходимости алгоритма непосредственного обращения матрицы (НОМ), свойства оценок в переходных режимах, а также влияние функций окна для взвешивания данных в пределах апертуры решетки. Эффективность алгоритма будем оценивать коэффициентом ослабления помехи

$$\delta = \frac{G_a(\theta_p)}{G_a(\theta_s)}, \quad (4)$$

где  $G_a(\theta_p), G_a(\theta_s)$  – уровни адаптированной ДН в направлениях помехи и главного максимума соответственно;  $\delta$  представляет собой уровень в направлении помехи нормированной и адаптированной ДН.

Для адекватного представления работы антенны содара в процессе адаптации, в отличие от широко известных моделей, использующих феноменологический подход, ДН сформируем из отсчетов внутренних шумов антенны, взятых одновременно во всех приемных элементах решетки. Тогда результирующая диаграмма направленности будет представлена функцией, содержащей наряду с детерминированной компонентой и флуктуационный член. Это приведет к изменению формы ДН по мере увеличения интервала накопления и обеспечит достоверность получаемых результатов.

В качестве модели внутреннего шума антенны принята нормально распределенная случайная величина  $\eta_n$

$$\eta_n = \xi_n e^{j\psi_n}, \quad (5)$$

где  $\xi_n$  – огибающая, распределенная по закону Рэлея со среднеквадратичным отклонением  $\sigma_\eta$ ,  $\psi_n$  – фаза, равномерно распределенная на интервале от  $-\pi$  до  $\pi$ .

Поскольку матрица  $\hat{R}$ , определяющая в соответствии с (1) вектор весовых коэффициентов и адаптированную ДН, зависит от количества усреднений  $m$ , то в качестве характеристики, описывающей переходные процессы алгоритма НОМ, можно использовать следующую зависимость:  $\delta(m)$ . Учитывая, что пространственно-временные характеристики внешней помехи входят в выражения ал-

горитма адаптации в виде отношения  $d/\lambda$ , можно достаточно просто перейти от количества усреднений  $M_0$  корреляционной матрицы, необходимого для получения заданного коэффициента ослабления помехи  $\delta_0$ , ко времени сходимости алгоритма  $t_{cx} = M_0 \cdot \Delta t$ , где  $\Delta t$  – период дискретизации входного сигнала.

По результатам моделирования сравниваются характеристики ААР с равномерным взвешиванием сигналов элементов и характеристики решетки, обеспечивающей взвешивание сигналов элементов в пределах апертуры функцией окна Хэмминга. Исходные данные модельного эксперимента приведены в табл. 1.

Количество элементов решетки	7
Отношение размера $d$ к длине волны $\lambda$	0,5
Отношение уровня внешней помехи к уровню внутреннего шума, дБ.	34
Направление максимума ДН, град	0
Направление прихода исследуемой помехи $\theta_p$ , град	20

Уровень боковых лепестков неадаптированной диаграммы направленности при учете внутренних шумов зависит от количества усреднений  $m$  корреляционной матрицы. На рис. 1 показаны экспериментальные зависимости уровня неадаптированной и нормированной ДН  $G_H(\theta_p)$  в направлении помехи  $\theta_p = 20^0$  от количества усреднений  $m$ , где кривая 1 соответствует равномерному окну, кривая 2 – окну Хэмминга.

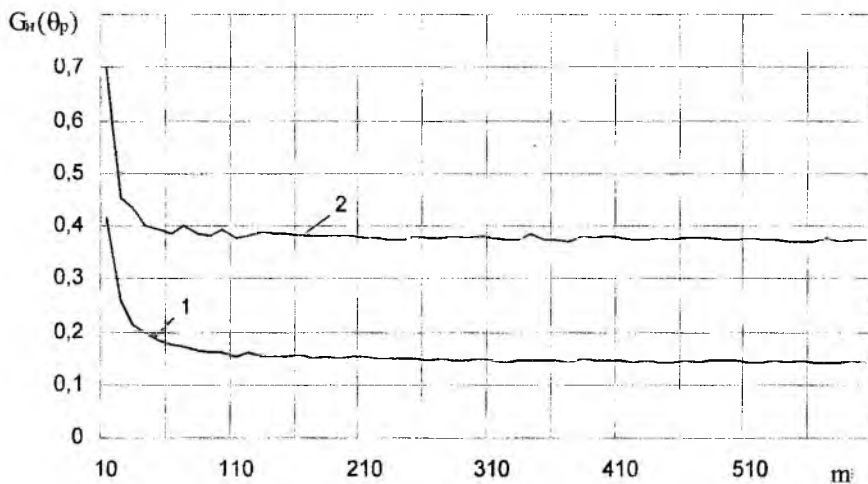


Рис. 1

Рис. 1 дает представление об ослаблении помехи без применения адаптивных алгоритмов, при этом уровень ДН, как видно из рисунка, для случая взвешивания сигналов функцией Хемминга получается несколько выше за счет увеличения ширины главного лепестка.

С целью оценки влияния помеховой обстановки на скорость адаптации алгоритма исследовалась динамика ослабления помехи в направлении  $\theta_p = 20^0$  при воздействии различного количества источников внешних помех. Максимальное число помех  $k$ , обрабатываемых алгоритмом, зависит, как известно, от количества элементов акустической решётки  $k = N - 1$ , для данного случая  $k=6$ . Моделировавшиеся варианты помеховой обстановки приведены в табл. 2, мощности всех помех одинаковы и составляют 34 дБ по отношению к мощности внутреннего шума акустической решётки.

Кол-во помех	Направление помехи, град					
	20	30	40	50	60	70
1	+					
2	+	+				
3	+	+	+			
4	+	+	+	+		
5	+	+	+	+	+	
6	+	+	+	+	+	+

Результаты моделирования представлены на рис. 2 и рис. 3 в виде кривых, аппроксимирующих экспериментальные данные. Для аппроксимации использовалась степенная функция вида  $y = a \cdot x^b$ , характеризующаяся показателем достоверности  $r^2$ . Вычисления осуществлялись с использованием стандартных процедур и функций среды Microsoft Excel 97. Параметры аппроксимирующих кривых для различных видов взвешивания и различной помеховой обстановки сведены в табл. 3.

Таблица 3

Кол-во помех	Прямоугольное окно					
	Среднее значение			СКО		
	a	b	$r^2$	a	b	$r^2$
1	0,0024	-0,5367	0,9893	0,0013	-0,5475	0,9641
4	0,0027	-0,5384	0,9821	0,0014	-0,537	0,9679
5	0,0027	-0,4637	0,9627	0,0015	-0,4843	0,955
6	0,0027	-0,4145	0,9479	0,0017	-0,49	0,9539
	Окно Хемминга					
	Среднее значение			СКО		
	a	b	$r^2$	a	b	$r^2$
1	0,0026	-0,5272	0,9888	-0,5399	0,0014	0,9721
2	0,0028	-0,5543	0,9884	-0,5579	0,0015	0,9787
6	0,0026	-0,4641	0,9707	-0,5034	0,0015	0,9666

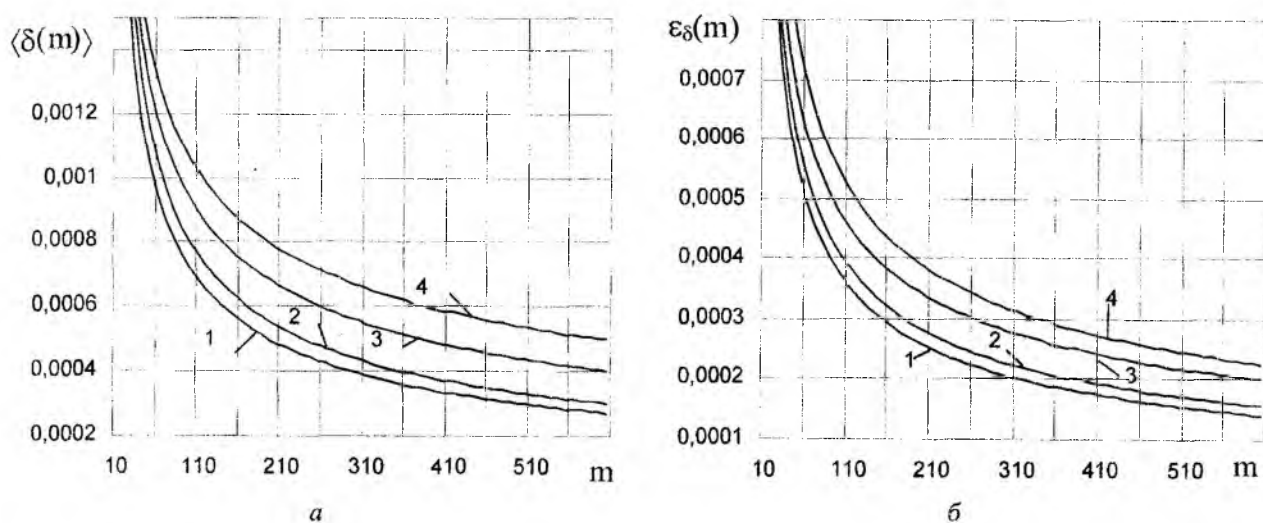


Рис. 2

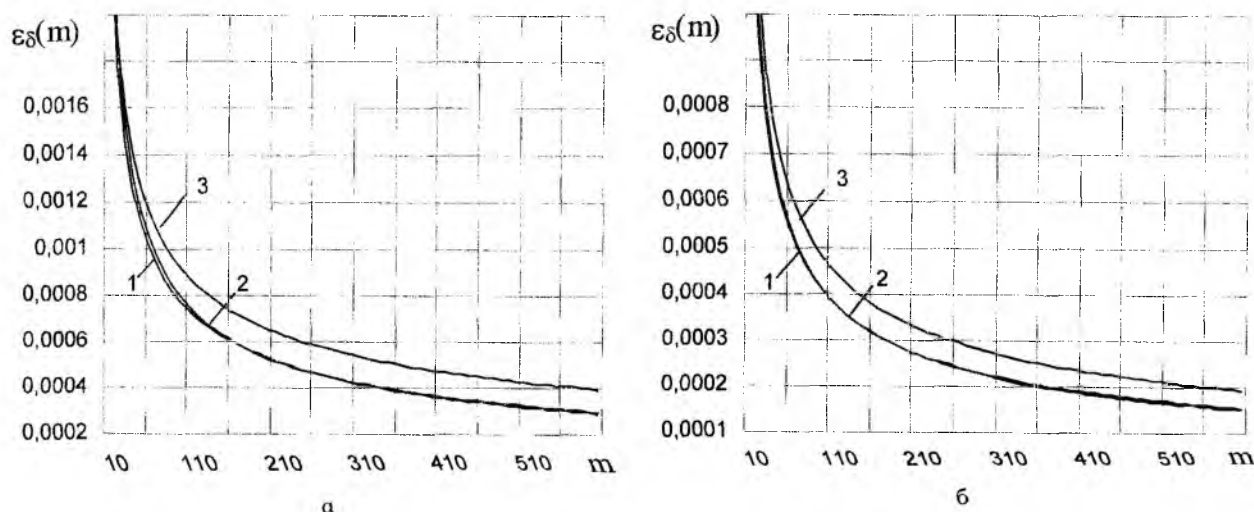


Рис. 3

Рис. 2, а и 3, а отображают зависимости среднего значения  $\langle \delta \rangle$  от количества усреднений  $m$  для прямоугольного окна (рис. 2, а) и для окна Хэмминга (рис. 3, а), рис. 2, б и 3, б — зависимости среднеквадратичного отклонения  $\epsilon_\delta$  от числа  $m$  также для прямоугольного окна (рис. 2, б) и окна Хэмминга (рис. 3, б).

На рис. 2, а, б кривая 1 соответствует воздействию одной помехи; кривая 2 — четырех помех; 3 — пяти; 4 — шести помех. На рис.3а, 3б кривая 1 была получена при воздействии одной помехи; 2 — двух; 3 — шести помех.

Согласно рис. 2 и 3, величина подавления зависит не только от количества усреднений, но и от конкретной помеховой обстановки. В случае действия от одной до трёх помех характер спада зависимости коэффициента ослабления практически не изменяется, поэтому кривые для двух и трёх помех не приводятся. С увеличением количества помех, принимаемых содаром, скорость убывания зависимости  $\langle \delta(m) \rangle$  уменьшается, а время сходимости алгоритма увеличивается.

Важной характеристикой, описывающей свойства алгоритма, является ошибка  $\alpha$  положения провала диаграммы направленности.

На рис. 4 показаны экспериментально полученные характеристики ошибки положения  $\alpha$  (среднее значение и среднеквадратичное отклонение) для двух моделей решётки. Исходные данные моделирования остаются прежними.

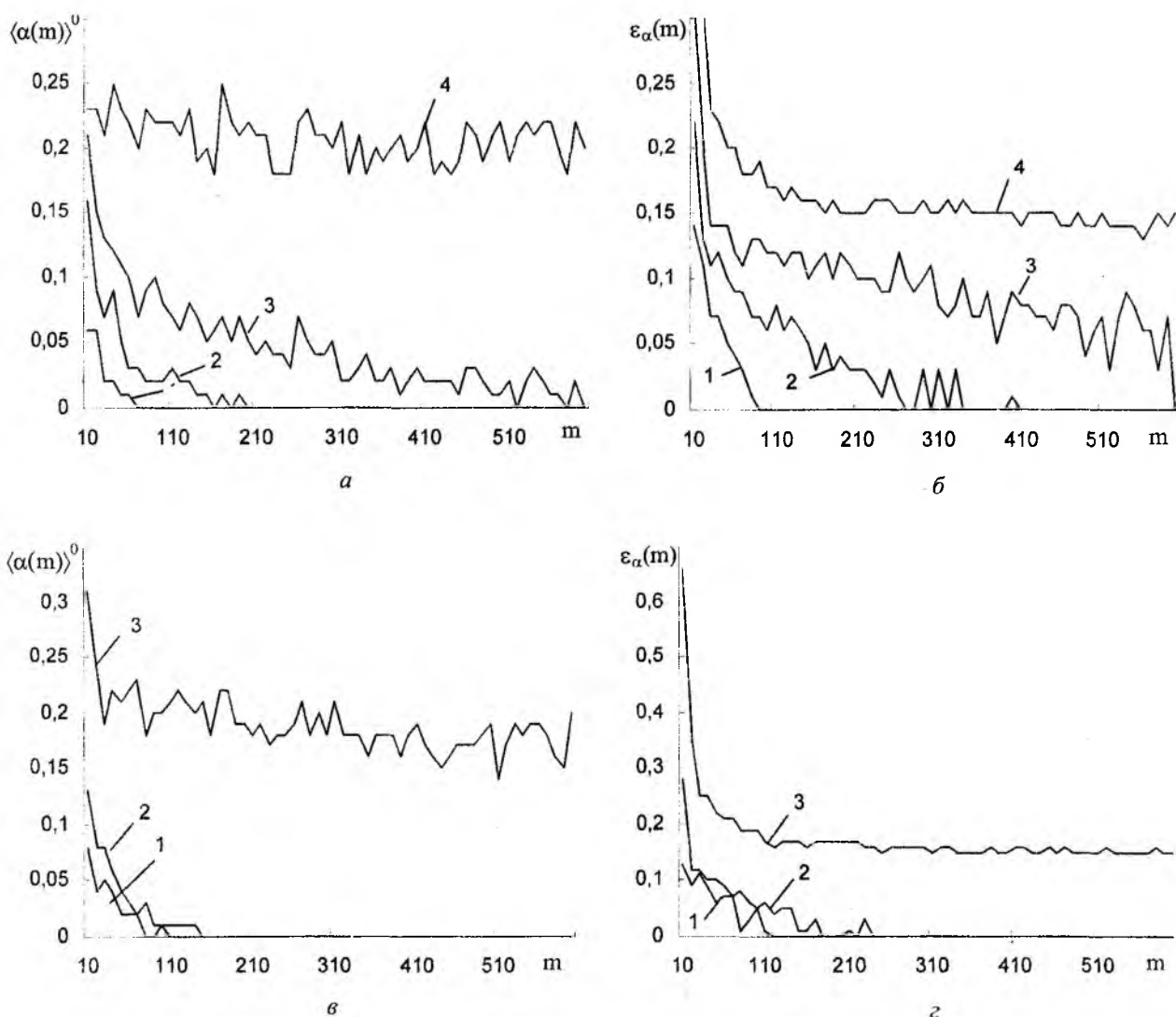


Рис. 4

Рис. 4, а, в отображают зависимости среднего значения  $\langle \alpha \rangle$  в градусах от количества усреднений  $m$  для прямоугольного окна (рис. 4, а) и для окна Хэмминга (рис. 4, в), рис. 4, б, г — зависимости среднеквадратичного отклонения  $\epsilon_\alpha$  в зависимости от числа  $m$  также для прямоугольного окна (рис. 4, б) и окна Хэмминга (рис. 4, г).

На рис. 4, а, б кривая 1 соответствует воздействию одной помехи; кривая 2 — четырех помех; 3 — пяти; 4 — шести помех. На рис. 4, в, г кривая 1 была получена при воздействии одной помехи; 2 — двух; 3 — шести помех.

При воздействии одной помехи среднее значение ошибки  $\alpha$  резко убывает с ростом количества усреднений, и при некотором значении  $m$  становится равным нулю (рис. 4, а). С увеличением количества помех скорость убывания зависимости средней ошибки положения от числа усреднений уменьшается. Вследствие того, что подавление помехи реализуется в достаточно узком секторе направлений, даже небольшая ошибка в положении провала приводит к резкому ухудшению подавления. Это в некоторой степени обуславливает характер кривых 3, 4 на рис. 2, а и их отличие от кривой 1 на рис. 2, а.

В ходе моделирования установлено, что статистические характеристики ошибок положения провала зависят исключительно от конкретной помеховой обстановки, в которой работает содар: они существенно зависят от количества действующих источников помех и взаимного расположения их по направлениям. Так, при воздействии шести помех уменьшение угла между соседними источниками приводит к увеличению ошибки положения. На рис. 5 показаны зависимости коэффициента подавления помехи  $K_n$  от направления  $\theta$  определяемого как

$$K_n(\theta) = \frac{G(\theta)}{G_a(\theta)}, \quad (6)$$

где  $G(\theta)$  — уровень неадаптированной ДН от направления  $\theta$  при различных условиях.

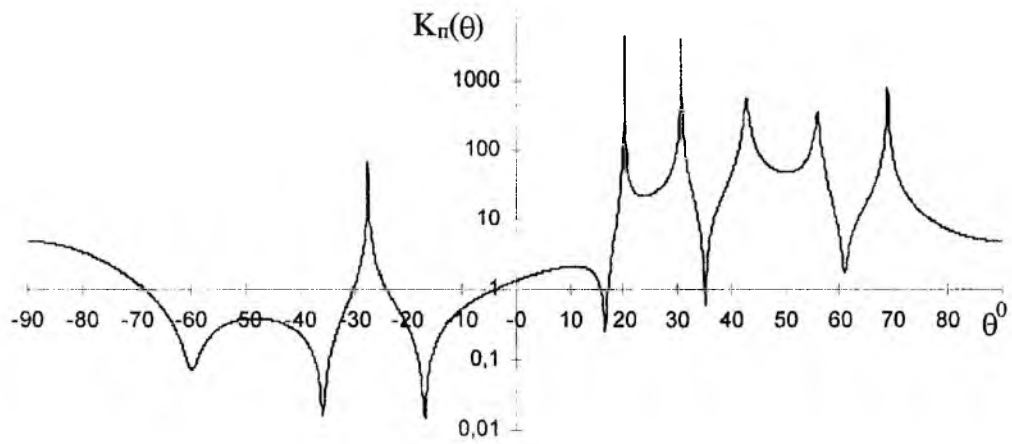
Коэффициент  $K_n(\theta)$  показывает, во сколько раз сильнее ослабляет помеху, приходящую с направления  $\theta$ , адаптированная диаграмма направленности по сравнению с неадаптированной ДН.

Зависимости  $K_n(\theta)$  получены при воздействии максимального для данной решетки количества помех. На рис. 5, а источники помех расположены на направлениях 20, 30, 40, 50, 60, 70 градусов, при этом провалы ДН в направлениях 40, 50 и 60 градусов формируются с большими ошибками положения, что приводит к значительному снижению эффективности подавления. В случае, когда помехи разнесены достаточно широко по направлениям (20, -30, 40, -50, 60, -70 градусов), провалы диаграммы направленности формируются с достаточной точностью (этой ситуации соответствует рис. 5, б).

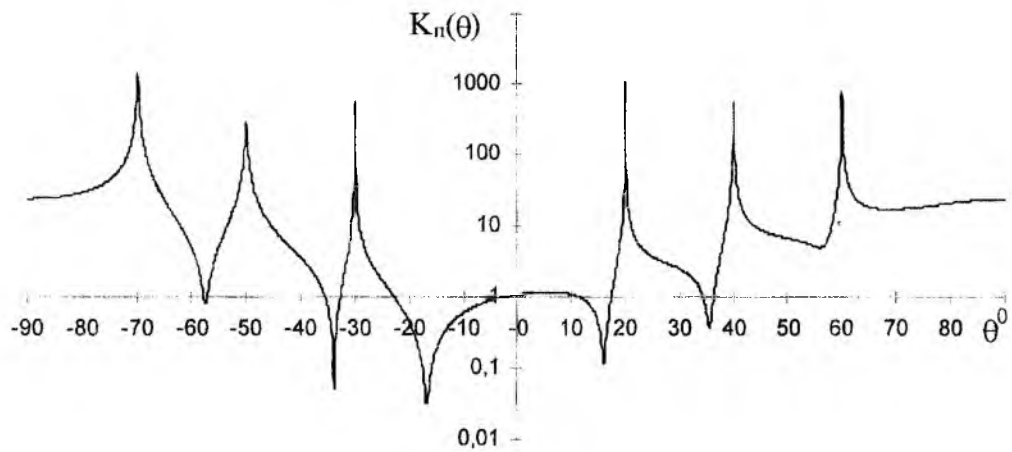
На основании анализа полученных данных можно сделать вывод, что для рассматриваемых окон взвешивания, адаптация методом непосредственного обращения корреляционной матрицы осуществляется с практически одинаковыми показателями.

В процессе проектирования акустических локаторов, предназначенных для работы в условиях сложной помеховой обстановки, необходимо учитывать конкретное расположение содара и наиболее вероятные условия его работы. Количество элементов решетки содара следует выбирать не только из условия обеспечения требуемой ширины ДН, но также и из условия подавления максимально возможного количества помех. Причем для эффективного подавления помех требуется их четкое пространственное (угловое) разрешение. Время сходимости алгоритма для различных помеховых условий может быть определено, используя приведенные зависимости, по формуле  $t_c = M_0 \Delta t$ . Период дискретизации  $\Delta t$  следует выбирать, исходя из неравенства  $2c/\lambda \geq \Delta t \geq \tau_\eta$ , где  $c$  — скорость звука,

$\tau_\eta$  — время корреляции случайной компоненты поля, обусловленной тепловыми шумами элементов решетки.



a



б

Рис. 5

**Список литературы:** 1. Ito J. Wind measurements using five-beam phased array Doppler sodar // Proc. 9 Int. Symposium on Acoustic Remote Sensing of the Atmosphere. 1996. P. 3.1-3.6. 2. Монзинго P.A. Миллер T.Y. Адаптивные антенные решетки. М.: Радио и связь, 1986. 448 с. 3. Марпл С. Л. Цифровой спектральный анализ и его приложения. М.: Мир, 1990. 584 с.

Харьковский государственный технический университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 15.02.2001

## METHOD OF ROBUST ALGORITHM SYNTHESIS FOR SEPARATION SIGNALS AND INTERFERENCE IN ADAPTIVE ANTENNA ARRAYS

### Problem formulation

It is known that an adaptive antenna array (AAA) may be applied to separation of the desired signals, or desired signals and interference, arrived from different directions.[1, 2].

To form an AAA-separator directivity characteristic the algorithms of a projective type are used [2, 3]

$$\vec{W}_j = \hat{P} \hat{V}_j, \quad j = \overline{1, L}, \quad (1)$$

where  $\vec{W}_j$  is the  $N$  – dimensional weighting coefficient vector (WCV) of the  $j$ -th channel of an AAA;

$\hat{P}_j = \hat{B}_j (\hat{B}_j^H \hat{B}_j)^{-1} \hat{B}_j^H$ ;  $\hat{B}_j = [\hat{V}_1 \hat{V}_2 \dots \hat{V}_{j-1} \hat{V}_{j+1} \dots \hat{V}_L]$ ;  $\hat{V}_i$ ,  $i = \overline{1, L}$ , is an estimation of vector  $\vec{V}_i$ , characterized spatial structure of the  $i$ -th signal;  $L$  is the number of signal sources;  $H$  is a Hermit conjugation sign.

In the case when vector  $\vec{V}_i$  allows a scalar parameterization of  $\vec{V}(\Theta_i)$  type for obtaining  $\vec{V}(\hat{\Theta}_i)$  estimations, the traditional methods of spectral analysis may be used (MUSIC, method of entropy maximum and so on). If such a parameterization is not allowed, the so called “blind” algorithms are used [3, 4]. At the same time in both cases estimations  $\hat{V}_i$  are never accurately equal to the corresponding true values of  $\vec{V}_i$ . Therefore, the situations are possible when at some AAA output the signal/(interference+noise) ratio (SINR) becomes intolerably small.

The purpose of the work is the synthesis of the algorithms providing formation of AAA directivity characteristics satisfying the condition: “deviation of SINR ( $\eta(\vec{W})$ ) from a potentially achievable ( $\eta_0$ ) does not exceed a given value ( $\Delta\eta$ )”.

### Problem solution

Let us assume that the estimation accuracy of vectors  $\vec{V}_i$ ,  $i = \overline{1, L}$ , is characterized by

$$R_{ii} = \vec{V}_i \vec{V}_i^H \in G_{yi}; G_{yi} = \left\{ R_{ii} \mid \max_i \|\hat{R}_{ii} - R_{ii}\| \leq \delta_0 \right\}, i = \overline{1, L}, \quad (2)$$

where  $\hat{R}_{ii} = \hat{V}_i \hat{V}_i^H$ ;  $\delta_0 \in R_+$ ;  $\|\cdot\|$  is a designation of Frobenius norm matrix.

Analyzing the projective WCV (1), we come to the statement:

**Statement 1.** Projective WCL (1) coincides, with an accuracy of a constant coefficient, with an eigenvector (EV), corresponding to a maximum eigennumber (EN) of a matrix pencil  $L_j(\lambda) = \hat{R}_{jj} - \lambda \hat{R}_\Sigma$ ,

$$\text{where } \hat{R}_\Sigma = \sum_{i=1, i \neq j}^L \hat{R}_{ii}.$$

Direct use of statement 1 is possible only in the case when pencil  $L_j(\lambda)$  is not singular, i.e. with  $L \geq N$ . At the same time, in practice, the most interesting case is just the case with  $L < N$ . Therefore, let us introduce a corresponding  $L_j(\lambda)$  regularized pencil  $L'_j(\lambda) = \hat{R}_{jj} - \lambda(\hat{R}_\Sigma + \alpha I)$ , where  $I$  is a unit matrix,  $\alpha \in R_+$ , and write a limiting relation

$$\lim_{\alpha \rightarrow 0} \vec{Q}(\lambda_{\max}(\hat{R}_{jj} - \lambda_N(\hat{R}_\Sigma + \alpha I))) = \vec{W}_j, \quad (3)$$

where  $\lambda_N$  is a maximum EN of a regularized pencil  $L_j(\lambda)$ ;  $\bar{Q}(\lambda_{\max}(\mathbf{B}))$  is an EV, corresponding to a maximum EN of matrix  $\mathbf{B}$ .

A limiting relation (3) gives us a possibility to take advantage of the results of [5] and to represent a robust WCV in the form of  $\bar{W}_{pj} = \bar{Q}(\lambda_{\max}(\mathbf{F}\{\hat{\mathbf{R}}_{jj} - \lambda \hat{\mathbf{R}}_{\Sigma}\}))$ , where  $\mathbf{F}\{\cdot\}$  is some contracting operator. Substituting the problem of  $\mathbf{F}\{\cdot\}$  synthesis for the problem of this operator image construction, by some not complex reasoning, we come to the conclusion that the algorithms for the forming the AAA directivity characteristics meeting the condition  $\eta(\bar{W}_p) \geq \eta_0 - \Delta\eta \forall \mathbf{R}_{ij} \in G_{y_i}$  may be presented in the form of

$$\bar{W}_{pj} = \bar{Q}\left(\lambda_{\max}\left(\mathbf{F}\left\{\lambda_j \mathbf{A}_j - \sum_{i=1, i \neq j}^L \lambda_i \mathbf{A}_i\right\}\right)\right), \quad j = \overline{1, L}, \quad (4)$$

where  $\mathbf{A}_i$  is a center-symmetric matrix, the elements of which take the form of  $(\mathbf{A}_i)_{kk} = \left(\hat{\bar{V}}_i \hat{\bar{V}}_i^H\right)_{kk}$ ,  $(\mathbf{A}_i)_{kl} = \rho_{kl} \left(\hat{\bar{V}}_i \hat{\bar{V}}_i^H\right)_{kl}$ ,  $k = \overline{1, N}$ ,  $l = \overline{1, N}$ ,  $\rho_{kl} = \rho_{lk} \in ]0 \div 1]$ ;  $\lambda_i \in R_+$ ,  $i = \overline{1, L}$ . For calculation of

$\bar{Q}(\lambda_{\max}(\cdot))$  the traditional methods of linear algebra may be used (method of Givens, Jacobi and so on). At the same time algorithms (4) may be presented also in the form of globally converging recurrent procedures of the form

$$\bar{W}_{pj}(k+1) = \text{Pr}\left\{\bar{W}_{pj}(k) + \mu_k \left(\lambda_j \mathbf{A}_j - \sum_{i=1, i \neq j}^L \lambda_i \mathbf{A}_i\right) \bar{W}_{pj}(k)\right\}, \quad j = \overline{1, L}, \quad (5)$$

where  $\mu_k \in R_+$ ;  $\text{Pr}\{\cdot\}$  is a projector on the hypersphere of unit radius.

Necessary for application of (4), (5) matrices  $\mathbf{A}_i$  and coefficients  $\lambda_i$  may be determined reasoning from a possible maximum estimation error of vectors  $\bar{V}_i$ .

### Analysis of algorithm efficiency

For clearness we shall estimate the efficiency of algorithms (4), (5) as applied to the case of AAA performing separation of two independent narrowband signals  $s_1(t)$ ,  $s_2(t)$ . In this case, the efficiency is considered to mean SINR  $\eta(\bar{W}_1) = P_1 / (P_2 + \sigma_n^2)$ ;  $\eta(\bar{W}_2) = P_2 / (P_1 + \sigma_n^2)$ ; where  $P_1$ ,  $P_2$  – power of signals  $s_1(t)$ ,  $s_2(t)$ ;  $\sigma_n^2$  – a variance of a thermal noise, and taking into account an obvious AAA symmetry, we shall limit ourselves by considering of SINR  $\eta(\bar{W}_1)$  only (we consider signal  $s_1(t)$  to be a desired one and  $s_2(t)$  – interference, respectively). To obtain concrete numerical values of  $\eta(\bar{W}_1)$  we introduce a set of assumptions characterizing a signal-interference situation and the AAA proper: the antenna array is linear, equidistant,  $N = 3$ ; the antenna elements are isotropic and not interacting; the arrival angle of signal  $s_1(t)$ , determined relative to the normal to the line of antenna elements arrangement,  $\Theta_1 = 28^\circ$ ; the arrival angle of signal  $s_2(t)$   $\Theta_2 = 45^\circ$  (fig.1),  $\Theta_2$  – is a variable value (fig.2); the input signal/interference ratio  $10 \lg(P_1/\sigma_n^2) = 20$  dB (fig.2),  $10 \lg(P_1/\sigma_n^2)$  – a variable value (fig.1); the input interference/noise ratio  $10 \lg(P_2/\sigma_n^2) = 20$  dB; vectors  $\bar{V}_1$ ,  $\bar{V}_2$  allow a scalar parameterization  $\hat{\bar{V}}_1(\Theta_1)$ ,  $\hat{\bar{V}}_2(\Theta_2)$ , in this case  $\Theta_1 - \hat{\Theta}_1 = \Theta_2 - \hat{\Theta}_2 = \Delta\Theta = 5^\circ$ .

Fig. 1, 2 (curves 1) show output SINR  $\eta(\vec{w}_1)$  versus input SNR  $(P_1/\sigma_n^2)$  and the angle of interference arrival ( $\Theta_2$ ) calculated with the use of assumptions. Algorithm (5) was used for calculations, and matrices  $A_1, A_2$  were determined as

$$A_1 = \frac{1}{2\Delta\Theta} \int_{\Theta_1-\Delta\Theta}^{\Theta_1+\Delta\Theta} \vec{v}_1(\Theta) \vec{v}_1^H(\Theta) d\Theta, \quad A_2 = \frac{1}{2\Delta\Theta} \int_{\Theta_2-\Delta\Theta}^{\Theta_2+\Delta\Theta} \vec{v}_2(\Theta) \vec{v}_2^H(\Theta) d\Theta.$$

For comparison, the dependencies obtained with a projective algorithm (curve 2) we also plotted in Fig. 1, 2. In both figures, curve 3 denotes the curve characterizing potential efficiency of separation.

The plots show that for rather wide class of signal-interference situations the efficiency of separation realized on the basis of algorithms (4, 5), is close to potentially achievable one and practically does not depend on the input signal/noise ratio.

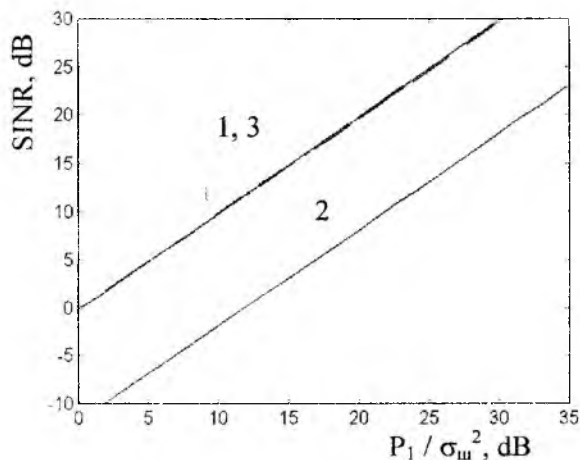


Fig. 1

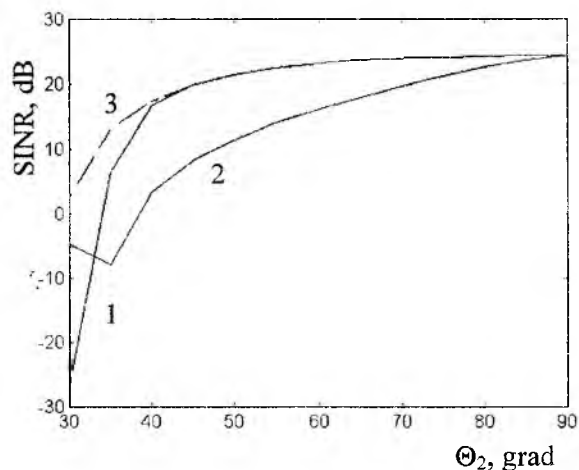


Fig. 2

**References:** 1. *Hacket C.M.* Adaptive arrays can be used to separate communication signal // IEEE Trans. Aerospace and Electronic Syst. 1981, V.AES – 17, № 2, P.234 –245. 2. *L.A.Marchuk, A.V.Efimov.* Algorithm of adaptive spatial separation of signals and interference // Radioelectronics and Communication System, 1996, т.39, №4, p.31-37. 3. *J.F Cardoso., A Souloumiac.* Blind beamforming for non-gaussian signals // Proc. Inst. Elec. Eng., pt.. F, vol. 140, №6, pp.362-370, December 1993. 4. *L.A.Marchuk, K.K.Venskauskas, V.A.Ivanov.* A polynomial-based approach to design of a small adaptive antenna array for blind separation of sources // Proc. 1997 IEEE AP-S International Symposium and USNC/URSI Na ion Radio Science Meeting, July 21-26, 1998, Atlanta, USA. 5. *L.A.Marchuk.* Robust algorithms for adaptive spatial filtrating of signals with inaccurately know parameters // Telecommunications and Radio Engineering, 1997, №11, p.3-7.

Харьковский государственный технический университет радиозлектроники

Поступила в редколлегию 5.04.2001

**Введение**

Во многих современных системах спутниковой связи применяют методы повторного использования частот как на базе многолучевой антенны (МЛА) на борту ретранслятора связи, так и на базе двух ортогональных поляризаций [1, 2]. При этом пространственные и поляризационные методы могут удачно сочетаться, то есть в каждом из отдельных лучей МЛА может быть использовано ПИЧ на базе двух ортогональных поляризаций. ПИЧ дает возможность более эффективно использовать спектр выделенных частот, что имеет прямую экономическую выгоду, кроме того, улучшаются диаграммные характеристики элементов антенно-фидерного и приемо-передающего трактов, упрощается переход в режим активной помехозащиты и др. [2]. Вместе с тем, в канале распространения радиоволн имеется ряд факторов, приводящее к появлению переходных, кроссполяризованных помех. К числу таких факторов относятся [3]:

- влияние турбулентностей тропосферы, приводящее к увеличению кросс компонент, особенно при удалении от оси главного лепестка диаграммы направленности;
- влияние эффекта Фарадея, наиболее выраженное в диапазонах дециметровых и нижней части сантиметровых волн;
- влияние гидрометеоров, особенно в жидкой фазе, что сказывается как на снижении уровня полезных сигналов, так и на возрастании кросскомпонент. При этом поляризационная развязка может снижаться до уровня 10дБ и даже больше [2].

Характерно, что эти кросскомпоненты изменяют свою величину в зависимости от того, какой из факторов в данный момент превалирует, то есть эти компоненты представляют собой случайный процесс и с позиций теории Стокса [5] они должны быть отнесены к неполяризованной части принимаемых сигналов. В то же время данные кросскомпоненты изменяются достаточно медленно, так что использованием автоматически управляемых устройств можно вполне успеть отследить эти изменения и скомпенсировать их [4].

**Постановка задачи**

Эффект влияния канала распространения радиоволн на передаваемые ортогонально поляризованные сигналы  $x_1$  и  $x_2$  можно представить через матрицу рассеяния  $Q$ . На выходе радиоканала получим уравнение наблюдения:

$$\bar{y} = Q\bar{x} + \bar{\xi}, \quad (1)$$

где  $\bar{\xi}$  – белый гауссов неполяризованный шум наблюдения.

В идеальных условиях матрица  $Q$  диагональна, причем  $Q_{11} = Q_{22}$ . Уровень переходных помех определяется параметром дискриминации

$$R_i = \left| \frac{Q_{ij}}{Q_{ii}} \right|, \quad (2)$$

который показывает долю переходных помех в  $i$ -м канале. Эта величина в обычных условиях не превосходит 30дБ. В линиях связи с ПИЧ допускаются даже большие ее значения (–27...–25) дБ. Более жесткие ограничения устанавливать не имеет смысла, ибо цифры (–27...–30) дБ уже характеризуют технологический предел, достигаемый между соседними лучами МЛА или поляризациями. При увеличении переходных помех  $R_i$  выше указанного предела возникает необходимость восстановления развязки и коррекции кроссполяризованных компонент. Кроме параметра  $R_i$  для характеристики поляризационных искажений в каналах используют два дифференциальных показателя:

$$\alpha_i = \left| \frac{Q_{ii}}{Q_{jj}} \right| \text{ и } \varphi_i = \arg Q_{ii} - \arg Q_{jj}. \quad (3)$$

Они обозначают соответственно дифференциальное затухание  $\alpha_i$  и дифференциальный фазовый сдвиг  $\varphi_i$ . Следует отметить, что при любых искажениях сигналы в каналах все же существенно различны по поляризации, хотя и не ортогональны.

Задача избавления от кроссполяризованных компонент может решаться с позиций радиофизики или с позиций связи. В первом случае следует восстановить ортогональность сигналов ПИЧ и дальше осуществлять согласованный прием. Решая же чисто связную задачу, можно ортогональность сигналов ПИЧ не восстанавливать, а осуществлять прием в базисе, ортогональном сигналу соседнего канала. При этом незначительно снижается уровень сигнала, что практически незаметно.

Известно [4, 5], что уровень принимаемого сигнала определяется выражением:

$$P_{np} = S_{эф} \cdot P \cdot \cos^2 \frac{\delta}{2}, \quad (4)$$

где  $S_{эф}$  – эффективная площадь приемной антенны;  $P$  – уровень поля сигнала в точке приема (модуль вектора Пойнтинга);  $\delta$  – угол между точками на сфере Пуанкаре, соответствующими состояниям поляризации поля сигнала и приемной антенны.

Для линейных поляризаций  $\delta$  – угол, равный удвоенному углу между вектором поля  $\vec{E}$  и вектором электрической длины антенны  $\vec{l}$ .

Как следует из формулы (4), ортогонализация поляризации антенны и поля наступает при  $\delta = 180^\circ$ , при этом  $\cos^2 \frac{\delta}{2} = 0$ . В тоже время, для отличающегося по поляризации полезного сигнала, для которого имеется достаточно большое отличие  $\delta$  от  $180^\circ$ , уровень приема уменьшится незначительно.

**Синтез адаптивного компенсатора кроссполяризованных помех.** Для приема сигналов с ПИЧ необходимо использовать две ортогонально поляризованные (линейно, по кругу или эллиптически) антенны. Если в каждый из двух каналов включить соответствующие комплексные усилители, то, управляя их амплитудами и фазами и сложив каналы на их выходах, можно получить виртуальную антенну с любой поляризацией. Управляемый комплексный усилитель, характеризуемый вектором весовых коэффициентов  $\vec{W}(t)$ , может быть реализован в виде квадратурного 4-х канального линейного устройства с управляемым коэффициентом передачи.

Следуя классической постановке Уидроу, структуру алгоритма выберем в соответствии с выражением:

$$\frac{dW(t)}{dt} = K(t) v(t) x_{on}(t), \quad (5)$$

где  $v(t) = (W(t) \cdot x_{on}(t) - x_{oc}(t))$  – невязка, разница между взвешенным сигналом опорного канала  $x_{on}(t)$  и сигналом основного канала  $x_{oc}(t)$  приема;  $K(t)$  – множитель, определяющий скорость сходимости процедуры.

Решая задачу компенсации, мы этим самым ортогонализируем поляризационный базис приемной антенны по отношению к мешающему сигналу. Полезный сигнал при этом может оказаться не согласованным по поляризации.

Основная трудность реализации процедуры (5) состоит в выборе опорного канала и сигнала  $x_{on}(t)$ , отвечающего ряду требований:

– в этом канале должен отсутствовать полезный сигнал  $x_{oc}(t)$ , ибо наряду с компенсацией мешающего  $x_{on}(t)$  сигнала будет компенсироваться и полезный;

– уровень сигнала  $x_{on}(t)$  в опорном канале должен превышать уровень его в основном тракте с тем, чтобы за счет взвешивания  $W(t) \cdot x_{on}(t)$  он не усиливался, а, наоборот, ослаблялся, что позволит уменьшить влияние шумов опорного канала, вводимых через компенсатор в основной канал.

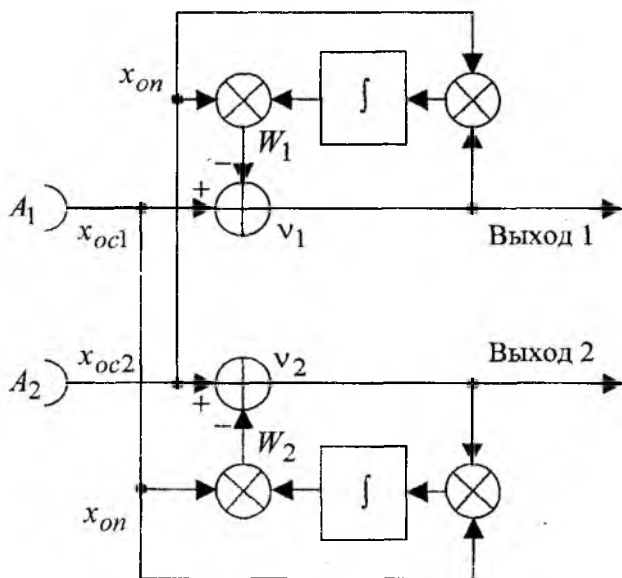


Рис. 1

$$W(k+1) = W(k) + K(k) v(k) x_{on}(k), \quad (6)$$

где  $v(k) = (W(k) \cdot x_{on}(k) - x_{oc}(k))$  – невязка.

Проанализируем качество работы такого компенсатора, и влияние наличия в опорном канале  $j$ -го приемника полезного сигнала этого же канала  $x_{onj} = x_{oci} + x_{ocj}$ .

#### Анализ адаптивного компенсатора кроссполяризованных помех

Скорость сходимости алгоритма определяется как скоростью изменений сигнально-помеховой обстановки, конкретнее: величиной  $\tau_{кор}$  – интервалом коррекции, так и вычислительными особенностями самого алгоритма (шагом дискретизации  $\Delta t = (k+1) - k$ , значениями функции  $K(k)$ ). Во многих случаях  $K(k)$  можно выбирать постоянной величиной, обычно  $K(k) = const < 1$ . Для других, например, процедур Калмана–Бьюси, эта функция находится из уравнения Риккати [4]. Достаточным же условием устойчивости процедуры (6) есть выбор  $K(t)$ , удовлетворяющей ограничениям Дворецкого:

$$\sum_{k=1}^{\infty} K(k) \rightarrow \infty, \quad \sum_{k=1}^{\infty} K^2(k) < \infty. \quad (7)$$

График зависимости уровня компенсируемой помехи  $P_{ном}$  на выходе компенсатора от относительного времени  $\frac{t}{\tau_{кор}}$  представлен на рис. 2, из которого следует, что уже на интервале времени

$t \approx 0,5 \tau_{кор}$  наступает стационарный режим работы компенсатора.

Анализ эффективности компенсаторов по результатам других авторов [2, 4, 6], а также по нашим результатам, показывает, что уровень компенсации помех без учета технологических погрешностей определяется соотношением  $P_{ном}/P_{шоп}$ , где  $P_{шоп}$  – уровень шума в опорном канале в полосе приема основного сигнала. При этом остается от 5 до 10% не компенсированного остатка помехи, превышающего уровень этого шума. То есть уровень шума является тем пределом, ниже которого подавление помехи невозможно.

Достаточно общим показателем эффективности адаптивного компенсатора является отношение  $\mathcal{E} = (P_c/P_n + P_{ш})_{вых} / (P_c/P_n + P_{ш})_{вх}$ .

Учитывая изложенное, выберем в качестве опорного сигнал спаренного ортогонального канала. Алгоритм адаптивной компенсации кроссполяризованных помех в системах с повторным использованием частот (5) для такого варианта представлен на рис. 1.

Антенны  $A_1$  и  $A_2$  – ортогонально поляризованы, согласованы по поляризации с передаваемыми сигналами  $x_{oc1}$  и  $x_{oc2}$ . Поскольку в каждом из обоих каналов принимается сигнал  $x_{oci} + x_{ocj}$ , где  $i, j = 1, 2, i \neq j$ , также то, что  $x_{oci} > x_{ocj}$ , такое решение относительно опорного канала допустимо. Отметим также, что представленный на рисунке аналоговый алгоритм на практике обычно реализуется на дискретной цифровой технике и представляется в рекурсивном виде:

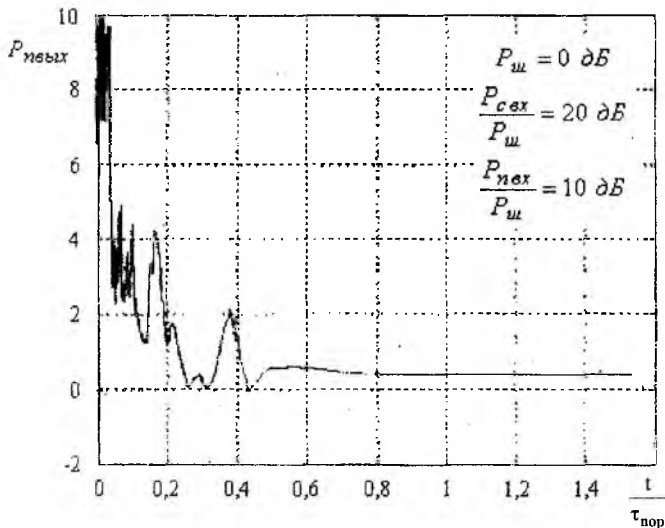


Рис. 2

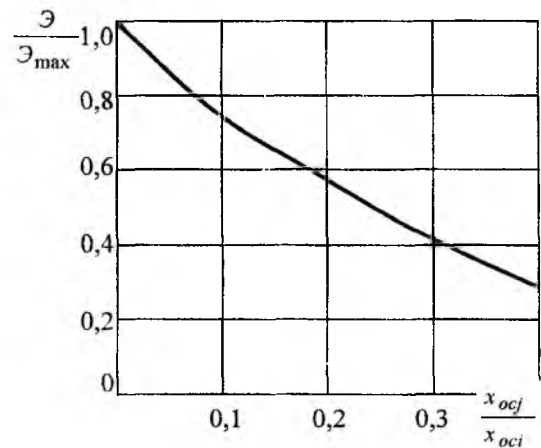


Рис. 3

Если же в состав помехи (в нашем случае  $x_{onj}$ ) попадает и полезный сигнал  $x_{onj} = x_{oci} + x_{ocj}$ , то эффективность компенсации падает. На рис. 3 представлена зависимость  $\mathcal{E}/\mathcal{E}_{\max}$  от отношения  $x_{ocj}/x_{oci}$ . Из рисунка следует, что с ростом полезного сигнала в опорном канале эффективность компенсатора резко падает. Уже при 40% уровня полезного сигнала эффективность практически теряется.

### Выводы

1. Переходные помехи в системах связи с ПИЧ могут существенно снизить качество приема полезных сигналов. Для борьбы с этим видом помех эффективной мерой может служить их адаптивная компенсация, при этом в качестве опорного может быть использован сопряженный канал связи, сигналы из которого проникают в данный, основной. Поскольку в опорном канале также может находиться помеха из основного, то эффект компенсации может быть несколько снижен. Эта переходная помеха обычно не превышает 10...15% уровня основного сигнала. При этом эффективность может снизиться на величину до 30%.

2. Адаптивная компенсация переходных помех с использованием в качестве опорного соседнего мешающего сигнала резко упрощает конструкцию и реализацию компенсатора. Такой компенсатор может быть использован не только в системах с ПИЧ, но и других системах с переходными помехами, где удается выделить опорный канал.

**Список литературы:** 1. Бородич С.В. ЭМС наземных и космических радиослужб. Критерии, условия и расчет. М.: Радио и связь, 1990. 272с. 2. Поповский В.В., Крымов С.М. Методы компенсации поляризационных искажений в линиях связи с повторным использованием частот «Изв. вузов – Радиотехника». №4. 1987. С.17–20. 3. Кравцов Ю.А., Фейзулин З.И., Виноградов А.Г. Прохождение радиоволн через атмосферу земли. М.: Радио и связь, 1983. 224с. 4. Родимов А.П., Поповский В.В. Статистическая теория поляризационно-временной обработки сигналов и помех в линиях связи. М.: Радио и связь, 1984. 272с. 5. Поздняк С.И., Мелитицкий В.А. Введение в статистическую теорию поляризации радиоволн. М.: Сов. Радио, 1974. 480с. 6. Буренин Н.И., Поповский В.В. Проблема ЭМС и методы ее решения с помощью антенной техники // Антенны: Сб. М.: Радио и связь. № 37. 1990. 48–58 с.

Харьковский государственный технический университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 13.03.2001

**ДВУМЕРНАЯ ПЕЛЕНГАЦИЯ ИСТОЧНИКОВ ШУМОВЫХ СИГНАЛОВ  
С ПОМОЩЬЮ КОЛЬЦЕВОЙ ФАЗИРОВАННОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ  
ПРИ ИСПОЛЬЗОВАНИИ МЕТОДОВ КЕЙПОНА И MUSIC**

Достоинством кольцевых антенных решеток (КАР), представляющих собой систему излучателей, расположенных на окружности, является возможность формирования направленных диаграмм, мало меняющихся при сканировании в пределах 360°. Это их свойство можно использовать для обзора пространства и измерения угловых координат (азимута  $\beta$  и угла места  $\epsilon$ ) источников излучений.

КАР представляет собой частный случай плоской двумерной решетки. Колебания, принимаемые этой антенной, могут обрабатываться различными методами. Однако наибольший интерес представляют алгоритмы обработки, обеспечивающие высокое пространственное разрешение пеленгуемых источников, например, алгоритмы Кейпона и MUSIC [1].

Целью данной статьи является выявление новых возможностей по двумерной пеленгации источников шумовых сигналов при использовании КАР и алгоритмов Кейпона и MUSIC.

На рис. 1 схематично показана КАР, состоящая из  $N$  приемных элементов, расположенных в горизонтальной плоскости  $xOy$  на окружности радиусом  $\rho$ , центр которой совмещен с началом координат.

В процессе пеленгации цели ее азимут  $\beta$  измеряется относительно оси  $x$ , а угол места – относительно оси  $Z$  как  $\epsilon = 90^\circ - \alpha$ . Угловое положение элементов КАР определяется как

$$\theta_k = \frac{2\pi}{N}(k-1), \quad (1)$$

где  $k = 1, \dots, N$ .

Фазовый сдвиг, определяемый положением  $k$ -го элемента КАР, определяется соотношением

$$\varphi_k = \frac{2\pi}{\lambda}(R - r_k), \quad (2)$$

где  $R$  – дальность до цели относительно центра КАР;  $r_k$  – дальность до цели относительно  $k$ -го элемента КАР;  $\lambda$  – рабочая длина волны.

Используя теорему синусов и учитывая очевидное неравенство  $\frac{\rho}{R} \ll 1$ , значение  $r_k$  определяем в соответствии с рис. 1:

$$r_k \approx R - \rho \cos \gamma_k. \quad (3)$$

В этом случае, выражение для  $\varphi_k$  получим в виде:

$$\varphi_k \approx \frac{2\pi}{\lambda} \rho \cos \gamma_k. \quad (4)$$

Значение  $\cos \gamma_k$  определим в соответствии с рис. 1 из скалярного произведения векторов  $\vec{\rho}$  и  $\vec{R}$ :

$$\cos \gamma_k = \vec{\rho} \cdot \vec{R} / \rho \cdot R. \quad (5)$$

Учтем, что  $\vec{\rho} \cdot \vec{R} = \rho_x \cdot R_x + \rho_y \cdot R_y$ , где  $\rho_x, R_x, \rho_y, R_y$  – проекции векторов  $\vec{\rho}$  и  $\vec{R}$  на оси  $x$  и  $y$ . Согласно рис. 1 имеем:

$$\rho_x = \rho \cdot \cos \theta_k, \quad \rho_y = \rho \cdot \sin \theta_k, \quad R_x = R \cdot \sin \alpha \cos \beta, \quad R_y = R \cdot \sin \alpha \cdot \sin \beta. \quad (6)$$

Осуществляя подстановки (6) в (5), получаем:

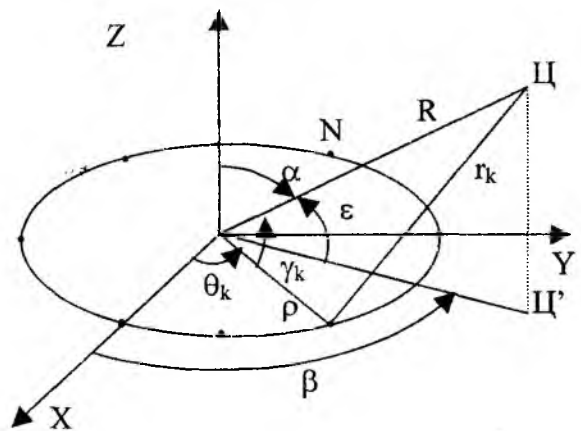


Рис. 1

$$\cos \gamma_k = \cos \varepsilon \cdot \cos(\theta_k - \beta). \quad (7)$$

Подставляя (7) в (4), окончательно имеем:

$$\varphi_k = \pi \cdot Lr \cdot \cos \varepsilon \cdot \cos(\theta_k - \beta), \quad (8)$$

где  $Lr$  – нормированное по рабочей длине волны  $\lambda$  значение диаметра окружности антенны  $D$ ,

$$Lr = D/\lambda.$$

Аналитическое выражение для пространственного вектора, описывающего распределение фаз на элементах КАР как функцию угловых параметров  $\beta$  и  $\varepsilon$ , можно представить в виде

$$X(\beta, \varepsilon) = x(\beta, \varepsilon, k) = \left\| \exp[j\pi Lr \cdot \cos \varepsilon \cdot \cos(\theta_k - \beta)] \right\|. \quad (9)$$

Применительно для рассматриваемого случая пеленгационную характеристику, определяемую по методу Кейпона, можно записать в виде [1]:

$$P(\beta, \varepsilon) = 1/X^{*T}(\beta, \varepsilon) \cdot \Phi^{-1} \cdot X(\beta, \varepsilon), \quad (10)$$

где  $\Phi^{-1}$  – матрица, обратная корреляционной матрице принимаемых колебаний.

Если КАР принимает на фоне внутренних шумов с одинаковой дисперсией  $\sigma_0^2$  колебания от  $M$  внешних источников шумовых сигналов, то корреляционную матрицу  $\Phi$  можно представить в виде [2]:

$$\Phi = \sigma_0^2 \left[ I + \sum_{m=1}^M h_m \cdot X(\beta_m, \varepsilon_m) \cdot X^{*T}(\beta_m, \varepsilon_m) \right], \quad (11)$$

где  $I$  – единичная матрица  $N \times N$ ;  $h_m$  – нормированная по  $\sigma_0^2$  дисперсия принимаемых колебаний;  $\beta_m$  и  $\varepsilon_m$  – истинные значения азимута  $\beta_m$  и угла места  $\varepsilon_m$  пеленгуемых источников.

В соответствии с алгоритмом (10), процедура пеленгования  $M$  источников шумовых сигналов сводится к вычислению двумерного массива  $P(\beta_m, \varepsilon_m)$ , где текущие значения параметров  $\beta_m$  и  $\varepsilon_m$  задаются в соответствии с выбранным сектором обзора пространства по азимуту и углу места. При этом предполагается, что измерения угловых параметров являются регулярными. Отношение сигнал-шум измерителя  $q^2 \gg 1$  или порядка 10 дБ.

С целью более наглядного истолкования алгоритма (10) рассмотрим простейший пример пеленгации одного источника колебаний в условиях регулярного измерения, азимут и угол места которого соответственно равны  $\beta_1 = \beta$  и  $\varepsilon_1 = \varepsilon$ .

В этом случае корреляционная матрица  $\Phi$  и ей обратная  $\Phi^{-1}$  имеют вид [1]:

$$\Phi = \sigma_0^2 \left[ I + h_1 \cdot X(\beta_1, \varepsilon_1) \cdot X^{*T}(\beta_1, \varepsilon_1) \right], \quad (12)$$

$$\Phi^{-1} = \sigma_0^2 \left[ I - \frac{h_1 \cdot X(\beta_1, \varepsilon_1) \cdot X^{*T}(\beta_1, \varepsilon_1)}{1 + h_1 \cdot X^{*T}(\beta_1, \varepsilon_1) \cdot X(\beta_1, \varepsilon_1)} \right], \quad (13)$$

где  $X^{*T}(\beta_1, \varepsilon_1) \cdot X(\beta_1, \varepsilon_1) = N$ . С учетом (13), квадратичная форма в (10) имеет вид:

$$Q(\beta, \varepsilon) = X^{*T}(\beta, \varepsilon) \cdot \Phi^{-1} \cdot X(\beta, \varepsilon) = \sigma_0^{-2} \left[ N - \frac{h_1 \left| X^{*T}(\beta, \varepsilon) \cdot X(\beta_1, \varepsilon_1) \right|^2}{1 + h_1 \cdot N} \right]. \quad (14)$$

При  $\beta = \beta_1$  и  $\varepsilon = \varepsilon_1$  квадрат скалярного произведения в (14) достигает максимума, равного  $N^2$ . Вводя нормированное значение последнего

$$f(\beta, \varepsilon) = X^{*T}(\beta, \varepsilon) \cdot X(\beta_1, \varepsilon_1)^2 / N^2, \quad (15)$$

квадратичную форму  $Q(\beta, \varepsilon)$  можно записать в виде:

$$Q(\beta, \varepsilon) = \sigma_0^{-2} \left[ N - \frac{h_1 \cdot N^2}{1 + h_1 \cdot N} \cdot f(\beta, \varepsilon) \right] = N \cdot \sigma_0^{-2} [1 - \chi \cdot f(\beta, \varepsilon)], \quad (16)$$

где  $\chi = (N \cdot h_1) / (1 + N \cdot h_1)$ .

С учетом (16) пеленгационную характеристику (10) можно записать в виде:

$$P(\beta, \varepsilon) = \sigma_0^2 / N [1 - \chi \cdot f(\beta, \varepsilon)]. \quad (17)$$

При  $\beta = \beta_1$  и  $\varepsilon = \varepsilon_1$  выражение (17) приобретает вид:

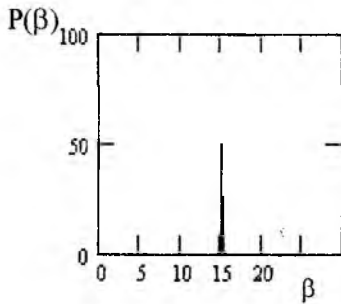
$$P(\beta_1, \varepsilon_1) = \sigma_0^2 \cdot (1 + N \cdot h_1 / N). \quad (18)$$

При условии  $N \cdot h_1 \gg 1$  имеем:

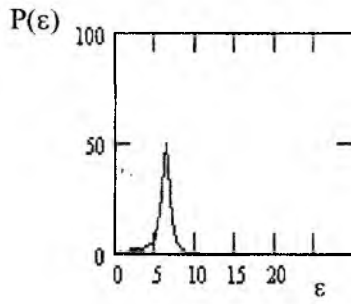
$$P(\beta_1, \varepsilon_1) = \sigma_0^2 \cdot h_1 = P_1, \quad (19)$$

где  $P_1$  – мощность пеленгуемого источника в точке приема.

На рис. 2, а и б представлены пеленгационные характеристики источника шумовых помех соответственно в азимутальной и угломестной плоскостях.



а



б

Рис. 2

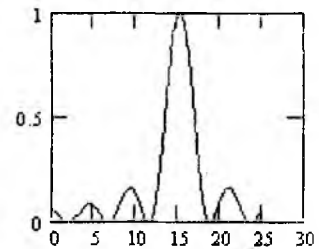


Рис. 3

Они были получены для КАР с числом элементов  $N = 16$ . При этом значение  $\sigma_0^2$  было принято единичным. Исходные азимут и угол места были выбраны равными соответственно  $\beta_1 = 15,25^\circ$  и  $\varepsilon_1 = 6,5^\circ$ , относительная интенсивность принимаемого колебания составляла  $h = 50$ .

На рис. 3 для сравнения приведен выходной эффект пеленгатора при согласованной обработке принимаемых колебаний в азимутальной плоскости.

Из сравнения рис. 2, а и рис. 3 наглядно видно, что обработка по методу Кейпона обеспечивает более острый пик пеленгационной характеристики при отсутствии боковых лепестков. Это позволяет повысить надежность отождествления оценок пеленгуемых целей, особенно при большой плотности их распределения в зоне обзора.

Произведем далее оценку среднеквадратического значения ошибки (СКО) измерения угловых координат целей в условиях их регулярного измерения при значении параметра  $h_1 \gg 50$ . Для простоты будем полагать, что измерению подлежит азимут цели  $\beta$  при известном значении угла места  $\varepsilon$ , например, при  $\varepsilon = 0$ . В этом случае выходной эффект пеленгатора имеет вид:

$$P(\beta) = \{N \cdot [1 - \chi \cdot f(\beta)]\}^{-1}. \quad (20)$$

На основе (20) можно найти точечное и интервальное значение СКО измерения азимута  $\beta$ .

Точечное значение СКО, определяющее теоретически предельную (потенциальную) точность оценивания, можно оценить с помощью соотношения [3]:

$$S1 = \left[ \frac{\partial^2}{\partial \beta^2} \ln P(\beta) \right]^{-1} \quad (21)$$

Интервальное значение СКО можно найти, используя выражение

$$S2 = \sqrt{\int_{m-x}^{m+x} (\beta - m)^2 \cdot P(\beta) d\beta}, \quad (22)$$

где  $\beta$  – текущее значение параметра  $\beta$ ;  $m$  – математическое ожидание параметра  $\beta$ ;  $x$  – значение границы доверительного интервала, которое выбирают таким образом, чтобы вероятность попадания случайной величины  $\beta$  в интервал не нулевых значений  $P(\beta)$  составляла величину порядка  $V \approx 0,9$  [4].

Как следует из результатов расчета, потенциальное значение СКО  $S1$  для случая, когда сигнал обрабатывается по методу Кейпона, составляет  $S1 \approx 0,054^\circ$ . При интервальном оценивании с доверительной вероятностью  $V = 0.9$  значение СКО  $S2$  соответственно равно  $S2 = 0,138^\circ$ .

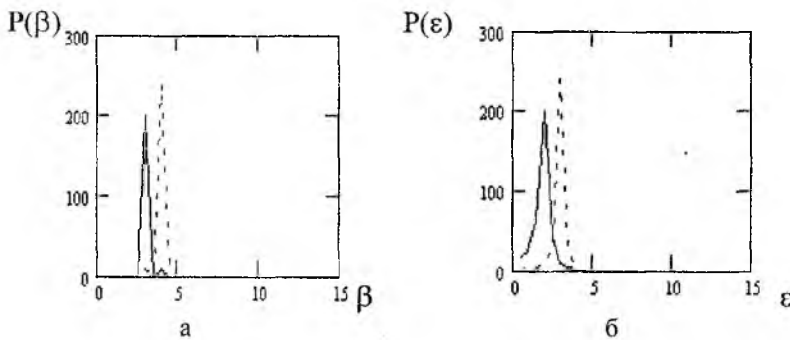


Рис. 4

Указанные расчеты производились для одной и той же КАР с числом элементов  $N=16$  и нормированным диаметром  $D/\lambda = 50$ , где  $\lambda$  – длина волны опорного пространственного сигнала. С увеличением числа приемных элементов  $N$  и диаметра КАР значения СКО  $S1$  и  $S2$  уменьшаются.

На рис. 4 приведены результаты моделирования для случая воздейст-

вия 2-х источников излучения при их обработке по алгоритму Кейпона.

При этом азимуты и углы места первой и второй целей соответственно выбраны равными  $\beta_1 = 4^\circ$ ,  $\epsilon_1 = 2^\circ$ ,  $\beta_2 = 6^\circ$ ,  $\epsilon_2 = 5^\circ$  при  $N = 16$  и  $Lr = 50$ . Обращает на себя внимание относительное увеличение длительности выходного эффекта по каналу угла места при малом его значении, например,  $\epsilon_1 = 1$  (рис. 4б). В этом случае цели, находящиеся под малыми углами места, будут разрешаться неудовлетворительно. Указанный недостаток в определенной мере можно устранить, если повысить значение  $Lr$  при фиксированном  $N$ , либо повысить  $N$  при фиксированном  $Lr$ , либо повысить  $N$  и  $Lr$  одновременно. При этом, однако, увеличиваются габариты кольцевой решетки, а также число ее приемных элементов, что значительно усложняет конструкцию последней.

Видимо в этом случае целесообразно перейти к другому алгоритму пространственного сверхразрешения, известному под названием MUSIC. Один из вариантов последнего можно записать в виде следующей квадратичной формы [1]:

$$P(\epsilon_0, \beta_0) = \sum_{k=1}^N \sum_{n=1}^N X(\epsilon_0, \beta_0, k)^* \cdot F1_{k,n} \cdot X(\epsilon_0, \beta_0, n) \cdot Z_k^{-1}, \quad (23)$$

где  $Z_k^{-1}$  – нормирующие собственные значения матрицы  $F$ ;  $F1 = I - VV^{*T}$  – матрица размера  $(N \times N)$ , включающая  $I$  – единичную матрицу,  $V$  – матрицу размера  $(N \times N)$ , составленную из

собственных векторов пространственной корреляционной матрицы  $F = I + \sum_{d=1}^{d_1} S(d)$ .

На рис. 5 показан выходной эффект пеленгатора, КАР которого имеет те же характеристики ( $N = 16$ ,  $D/\lambda = 50$ ) при использовании алгоритма MUSIC и пеленгации двух целей с прежними угловыми координатами:  $\beta_1 = 4^\circ$ ,  $\epsilon_1 = 2^\circ$  и  $\beta_2 = 6^\circ$ ,  $\epsilon_2 = 5^\circ$ .

Как показано на рис. 5, выходные эффекты пеленгатора по каналам углов места в этом случае наблюдаются практически отдельно. Вместе с тем, получаемые при этом оценки максимальных значений выходных эффектов, в отличие от метода Кейпона, резко отличаются от нормированных зна-

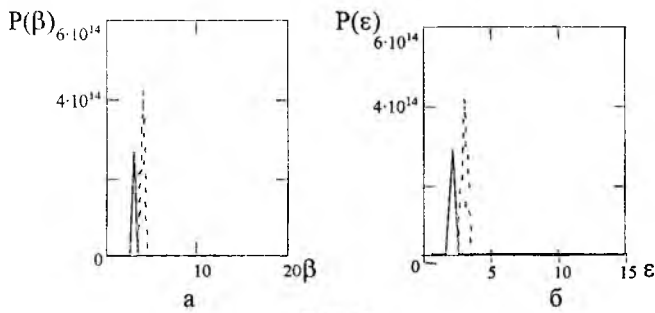


Рис. 5

чений их реальных интенсивностей  $h_i$ . В заключение следует отметить, что оба используемых алгоритма углового сверхразрешения могут последовательно во времени выдавать информацию по азимуту и углу места всех целей в зоне обзора  $0 \dots 360^\circ$  с достаточной высокой угловой разрешающей способностью. Так, при  $N = 16$  и  $L_r = 50$  порядок угловой разрешающей способности по азимуту для обоих методов составляет  $\sim 1^\circ$ . По углу места, в случае использования метода Кейпона, угловая разрешающая способность  $1^\circ$  достигается при  $\varepsilon \square 5^\circ$ , а при использовании метода MUSIC — при  $\varepsilon \square 1^\circ$ .

**Список литературы:** 1. Марпл С.П. Цифровой спектральный анализ и его приложения. М.: Мир, 1990. 2. Ширман Я.Д., Манжос В.Н. Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех. М.: Радио и связь, 1981. 416 с. 3. Фалькович С.Е., Хомяков Э.Н. Статистическая теория измерительных радиосистем. М: Радио и связь, 1981. 264. 4. Костылев А.А., Миляев П.В., Дорский Ю.Д. и др. Статистическая обработка результатов экспериментов на микро-ЭВМ и программируемых калькуляторах. Л.: Энергоатомиздат, Ленингр. отд., 1991. 296 с.

Харьковский военный университет

Поступила в редколлегию 20.02.2001

## О СТАТИСТИЧЕСКОМ СИНТЕЗЕ ЛИНЕЙНЫХ АНТЕНН ПО ЗАДАННОЙ ДИАГРАММЕ НАПРАВЛЕННОСТИ

При решении задач статистического синтеза антенны по заданной диаграмме направленности (ДН), как правило, находят регулярное амплитудно-фазовое распределение (АФР) источников, которое при наличии заданных флуктуаций уровня амплитуды и фазы источников создает ДН по полю, в среднем наименее уклоняющееся в некотором смысле от заданной [1]. Это фактически детерминированно-статистический синтез, ибо хотя задача формулируется в статистической постановке, но определяется детерминированная величина – регулярное АФР, а статистика флуктуаций его считается заданной. Однако, при статистическом синтезе, более естественным представляется нахождение оптимальных в определенном смысле статистических характеристик АФР источников, подверженных флуктуациям с заданным законом распределения плотности вероятности. Например, среднего (или регулярного) АФР и дисперсии флуктуаций фазы и амплитуды. Более того, определение указанных величин является важным и с практической точки зрения, ибо при этом в зависимости от требуемой точности воспроизведения заданной ДН определяются не только среднее или регулярное АФР, но и требования к точности установки и поддержания его. В данной работе применительно к линейной непрерывной антенне рассматривается постановка и решение задачи синтеза, позволяющие определить статистические характеристики оптимального АФР: среднее АФР и дисперсию флуктуаций амплитуды и фазы, обеспечивающие минимум математического ожидания квадратичного отклонения синтезируемой ДН от заданной.

**Исходные соотношения.** Рассмотрим линейную антенну (линейную систему непрерывно распределенных идентичных и одинаково ориентированных источников) длиной  $L$ . Амплитудно-фазовое распределение (АФР) при наличии флуктуаций будем характеризовать функцией  $i(x)$

$$i(x) = i_0(x)e^{B(x)+j\varphi(x)} = i_0(x)q(x), \quad (1)$$

среднее значение которой равно

$$\bar{i} = i_0(x)p(x), \quad (2)$$

где  $i_0(x)$  – АФР в отсутствие флуктуаций;  $x = 2z/L$ ,  $x \in [-1, 1]$  – безразмерная продольная координата;  $B(x)$  и  $\varphi(x)$  – случайные, однородные в широком смысле функции, описывающие флуктуации уровня амплитуды и фазы источников соответственно; черта означает усреднение по реализациям однотиповых антенн или по времени в зависимости от природы флуктуаций,  $p(x) = e^{\overline{B(x)+j\varphi(x)}}$ .

Множитель системы, в дальнейшем просто диаграмма направленности, также будет случайной функцией [2]

$$f(u) = Ai = \frac{1}{2\pi} \int_{-1}^1 i(x)e^{jux} dx, \quad (3)$$

где  $u = (\pi L/\lambda)\cos\theta = a \cdot \cos\theta$  – обобщенный угол;  $\theta$  – угол, отсчитываемый от нормали к оси антенны,  $\lambda$  – длина волны в свободном пространстве;  $A$  – интегральный оператор с областью определения  $D_A = L^2[-1, 1]$  и областью значений  $R_A = L_g^2(-\infty, \infty)$ . Функция  $f(u)$  описывает ДН только на интервале  $[-a, a]$ , который часто называют областью видимости (областью видимых углов) [3].

Будем считать, что ДН и АФР являются элементами гильбертовых пространств  $L_g^2(-\infty, \infty)$  и  $L_i^2(-1, 1)$  соответственно, со скалярными произведениями

$$(f_1(u), f_2(u)) = \frac{1}{2a} \int_{-\infty}^{\infty} g(u)f_1(u)f_2^*(u)du, \quad (4)$$

$$(i_1(x), i_2(x)) = \frac{1}{2\pi} \int_{-1}^1 i_1(x) i_2^*(x) dx, \quad (5)$$

где звездочка означает комплексное сопряжение,  $g(u)$  – неотрицательная во всей области интегрирования весовая функция.

Расстояние между двумя ДН  $f_1$  и  $f_2$  определим в виде математического ожидания квадрата нормы разности этих диаграмм в  $L_g^2(-a, a)$

$$\overline{\varepsilon^2} = \overline{\|f_1 - f_2\|_{L_g^2(-a, a)}^2} = \overline{(f_1 - f_2, f_1 - f_2)}. \quad (6)$$

Тогда отклонение случайной ДН  $f(u)$  от некоторой заданной в области видимости диаграммы  $F_0(u)$ , в общем случае не принадлежащей  $R_A$ , можно записать в следующем виде:

$$\overline{\varepsilon^2} = \overline{\|F_0(u) - f(u)\|_{L_g^2[-a, a]}^2} = \|F_0\|_{L_g^2[-a, a]}^2 + \overline{(Ai, Ai)}_{L_g^2[-a, a]} - 2\text{Re}(F_0, \overline{Ai})_{L_g^2[-a, a]}. \quad (7)$$

Величина  $\overline{\varepsilon^2}$  является естественным обобщением используемого в теории детерминированного синтеза квадратичного отклонения  $\varepsilon^2$  и широко применяется в задачах статистического синтеза антенн по заданной ДН [1,4]. Однако, как будет ясно из последующего, более удобным является другое представление функционала (7), к которому можно прийти после несложных преобразований

$$\overline{\varepsilon^2} = \|F_0 - \overline{Ai}\|_{L_g^2[-a, a]}^2 + \alpha_f. \quad (8)$$

Первое слагаемое в (8) – усреднённый по всей области  $[-a, a]$  видимых углов квадрат взвешенной невязки средней ДН, второе – усредненное по той же области значение дисперсии ДН с учетом весовой функции  $g(u)$

$$\alpha_f = \sigma_f^2 = (\overline{i}, S\overline{i}).$$

Здесь  $S$  – интегральный оператор с областью определения  $D_S = L^2[-1,1]$

$$S\overline{i} = \frac{1}{2\pi} \int_{-1}^1 \overline{i(x_1)} R(x, x_1) K(x, x_1) dx_1, \quad (9)$$

где

$$R(x, x_1) = \left\{ \left[ \frac{q(x)}{p(x)} - 1 \right] \left[ \frac{q^*(x_1)}{p^*(x_1)} - 1 \right] \right\}, \quad (10)$$

$$K(x, x_1) = \frac{1}{2a} \int_{-a}^a g(u) e^{ju(x-x_1)} du. \quad (11)$$

На основании (1) и (2) нетрудно увидеть, что квадратная скобка в (10) определяет относительную ошибку в АФР  $\delta i(x)$ , вводимую следующим образом

$$\delta i(x) = \frac{i(x) - \overline{i(x)}}{\overline{i(x)}} = \left[ \frac{q(x)}{p(x)} - 1 \right] \quad (12)$$

и, следовательно,  $R(x, x_1)$  является корреляционной функцией случайной величины  $\delta i(x)$ .

Таким образом, из (8) следует, что матожидание квадратичного отклонения случайной ДН по полю от заданной детерминированной ДН можно представить в виде суммы усредненных по области видимости квадрата невязки средней диаграммы по полю и дисперсии флуктуаций ДН, которая, как

известно, характеризует среднюю интенсивность флуктуаций поля излучения. Кроме того, видно, что  $\overline{\varepsilon^2}$  наиболее простым и естественным образом выражается через среднее АФР.

Будем считать, что  $B(x)$  и  $\varphi(x)$  – нормально распределенные взаимно независимые случайные функции. Тогда, в практически наиболее важном случае малых флуктуаций ( $\alpha \ll 1$ ), с точностью до величин первого порядка малости по  $\alpha$  и в предположении одинакового вида коэффициентов корреляции  $r_B(x, x_1) = r_\varphi(x, x_1) = r(x, x_1)$ , функция  $R(x, x_1)$  и оператор  $S$  могут быть записаны в следующем виде:

$$\begin{aligned} R(x, x_1) &= \mu(\alpha_B, \alpha_\varphi) \cdot r(x, x_1), \\ S &= \mu(\alpha_B, \alpha_\varphi) \cdot S_1(x, x_1), \end{aligned}$$

где  $\mu(\alpha_B, \alpha_\varphi) = \alpha_B + \alpha_\varphi$  – суммарная дисперсия;  $\alpha_B = \sigma_B^2$ ,  $\alpha_\varphi = \sigma_\varphi^2$  – дисперсии уровня амплитуды и фазы соответственно; оператор  $S_1$  определяется соотношением

$$S_1 \bar{i} = \frac{1}{2\pi_{-1}} \int_{-1}^1 \bar{i}(x_1) r(x, x_1) K(x, x_1) dx_1. \quad (13)$$

Для дальнейшего удобно (8) записать в несколько ином виде, введя оператор  $A^*$ , сопряженный оператору  $A$ ,

$$\overline{\varepsilon^2} = \|F_0\|_{L_g^2[-a, a]}^2 + \left( \bar{i}, \left[ A^* A + \mu S_1 \right] \bar{i} \right)_{L^2[-1, 1]} - 2 \operatorname{Re} \left( A^* F_0, \bar{i} \right)_{L^2[-1, 1]}. \quad (14)$$

Величина  $\mu(\alpha_B, \alpha_\varphi)$  при этом является параметром функционала  $\overline{\varepsilon^2}$ .

### Постановка и общее решение задачи

Функционал (8) позволяет рассмотреть в статистической постановке два типа задач синтеза линейной антенны по заданной комплексной ДН.

К задачам первого типа можно отнести задачи, когда статистика флуктуаций (т.е. все параметры, характеризующие флуктуации уровня амплитуды и фазы: средние значения, дисперсия и радиус корреляции) полностью известна. В этом случае параметр  $\mu$  известен и задача синтеза требуемой диаграммы  $F_0(u)$  формулируется следующим образом.

Определить регулярное АФР  $i_0(x)$ , которое при наличии флуктуаций с заданными параметрами (дисперсиями и радиусами корреляции) обеспечило бы ДН по полю, близкую в среднеквадратичном смысле к заданной. Аналитически задача сводится к задаче минимизации квадратичного функционала (14) по вектору  $\bar{i}$  при известном параметре  $\mu$ , решение которой имеет вид

$$\bar{i}_{opt} = \left( A^* A + \mu S_1 \right)^{-1} A^* F_0. \quad (15)$$

Затем по (2) определяется искомое регулярное АФР

$$i_{0, opt} = \frac{1}{p(x)} \left( A^* A + \mu S_1 \right)^{-1} A^* F_0, \quad (16)$$

где  $p(x) = \exp[B_0 + 0.5(\alpha_B - \alpha_\varphi)]$ .

Эта задача равносильна задаче минимизации непосредственно по вектору  $i_0$  функционала (7). Именно такого типа задачи синтеза по заданной ДН в основном и рассматривались в СТА [1,4].

К задачам второго типа можно отнести задачи, когда заранее нет информации о значениях дисперсии флуктуаций в распределении источников (т.е. отсутствует полная информация о статистических параметрах флуктуаций) и при решении задачи синтеза, кроме регулярного АФР, необходимо определить ещё и дисперсии уровня амплитуды и фазы. В этом случае параметр  $\mu$  становится неиз-

вестным. Его можно определить, если ввести дополнительное ограничение на невязку средней ДН по полю

$$\|F_0 - A\bar{i}\|_{L^2[-a,a]}^2 \leq \delta, \quad (17)$$

где  $\delta$  – заданная точность синтеза требуемой ДН.

Задачу синтеза формулируется следующим образом. Найти  $i_0$  и дисперсию уровня амплитуды и фазы, обеспечивающие минимум  $\overline{\varepsilon^2}$  при условии (17). Решение определяется соотношениями (15) и (16). Параметр  $\mu$  находится из условия (17), взятого со знаком равенства и затем вычисляются значения дисперсий.

Заметим, что  $\mu$  в данном случае играет роль множителя Лагранжа, и сформулированная задача эквивалентна следующей задаче условной минимизации: определить  $\bar{i}_{opt}$ , обеспечивающее минимум функционала  $(\bar{i}, S_1 \bar{i})$ , при условии (17). Характерно, что уравнение (14) получается не искусственно в результате сведения задачи условной минимизации к задаче безусловной минимизации функционала  $\overline{\varepsilon^2}$ , а естественным образом вследствие того, что задача формулировалась в статистической постановке.

Таким образом, в задачах второго типа определяется не только оптимальное среднее АФР, но дисперсии уровня амплитуды и фазы. В такой постановке задача представляет наибольший интерес с практической точки зрения и, насколько известно, ранее не рассматривалась.

### Численные результаты

Рассмотрим антенну длиной  $L = 1.5\lambda$ . Требуемую ДН выберем в виде секторной диаграммы

$$F(u) = \begin{cases} 1, & \theta \in [-\theta_0, \theta_0], \\ 0, & \theta \notin [-\theta_0, \theta_0], \end{cases}$$

где  $\theta$  – угол между нормалью к оси антенны и вектором, направленным в точку наблюдения,  $\theta_0 = 1.25$ . В качестве весовой функции  $g(u)$  возьмём кусочно-постоянную функцию

$$g(u) = \begin{cases} 1, & \theta \in [-\theta_0, \theta_0]; \\ g_0, & \theta \notin [-\theta_0, \theta_0]. \end{cases}$$

Будем считать, что имеют место только фазовые флуктуации, т.е.  $\mu = \alpha_\varphi$ , а требуемое значение  $\delta = 0.015$ . Представим искомое среднее АФР  $\bar{i}(x)$  в виде разложения по полной системе собственных функций  $\{\psi_n\}_{n=0}^\infty$  оператора  $A^*A$  [5]

$$i(x) = \sum_{n=0}^N b_n \psi_n(a, ax). \quad (19)$$

Средняя ДН, соответствующая  $\bar{i}(x)$ , тогда имеет вид

$$\bar{f}(u) = A\bar{i}(x) = \sum_{n=0}^N b_n v_n \psi_n(a, u), \quad (20)$$

где  $v_n(a) = j^n \sqrt{\lambda_n(a)/2\pi a}$ ,  $\lambda_n(a)$  – собственные значения оператора  $A^*A$ , упорядоченные таким образом, что  $\lambda_0(a) > \lambda_1(a) > \dots > 0$ .

Подставив соотношения (19), (20) в (14) и приравняв затем нулю первую вариацию по вектору неизвестных коэффициентов  $b$ , получим следующее матричное уравнение

$$[(A + \mu H_0) + \mu H]b = d, \quad (21)$$

где  $\Lambda$ ,  $\mathbf{H}_0$ ,  $\mathbf{H}$  – квадратные матрицы с элементами

$$\begin{aligned} \Lambda_{nm} &= (A^* A \psi_m, \psi_n)_{L^2[-1,1]} = \lambda_n^2 \delta_{nm}; \\ H_{onm} &= (S_1 \psi_m, \psi_n)_{L^2[-1,1]} = \lambda_n J_{nm} \delta_{nm}; \\ H_{nm} &= (S_1 \psi_m, \psi_n)_{L^2[-1,1]} (1 - \delta_{nm}) = j^{n-m} (1 - \delta_{nm}) \sqrt{\lambda_n \lambda_m} J_{nm}, \end{aligned} \quad (22)$$

а  $d$  – вектор-столбец с элементами  $d_n = (F_0, \psi_n)_{L^2(-a,a)} / \lambda_n$ ;  $\delta_{mn}$  – символ Кронекера.

Входящая в формулы (22) величина  $J_{mn}(a)$  определяется выражением

$$J_{nm}(a) = \frac{j^{(m-n)}}{2\pi k_n(a) k_m(a)} \int_{-1}^1 \int_{-1}^1 S_{on}(a, x) S_{om}(a, x_1) R(x, x_1) K(x, x_1) dx dx_1,$$

где  $S_{0n}(a, x)$  – вытянутые угловые сфероидальные функции, нормированные по Фламмеру [5],  $k_n(a)$  – коэффициент нормировки

$$k_n^2(a) = \int_{-1}^1 S_{0n}(a, x) S_{0n}(a, x) dx.$$

Матрицы  $\Lambda$ ,  $\mathbf{H}_0$  – диагональные, а матрица  $\mathbf{H}$  – с нулевой диагональю. Кроме того, можно показать, что  $[(\Lambda + \mu \mathbf{H}_0) + \mu \mathbf{H}]$  и  $[(\Lambda + \mu \mathbf{H}_0) - \mu \mathbf{H}]$  – положительно определенные матрицы.

Для решения (21) можно воспользоваться методом Якоби (вариант метода простой итерации при выделении диагональной матрицы). Условие положительной определенности матриц  $[(\Lambda + \mu \mathbf{H}_0) \pm \mu \mathbf{H}]$  является необходимым и достаточным для сходимости итерационной процедуры Якоби [6].

Искомый вектор коэффициентов разложений среднего тока имеет вид

$$b = \left\{ \mathbf{E} + \sum_{k=1}^{\infty} (-1)^k [(\Lambda + \mu \mathbf{H}_0)^{-1} \mu \mathbf{H}]^k \right\} (\Lambda + \mu \mathbf{H}_0)^{-1} d,$$

где  $\mathbf{E}$  – единичная матрица.

Значение дисперсии флуктуаций фазы, найденное из решения (17) при заданном  $\delta$ , равно 0.01.

На рис. 1 показаны синтезированные квадрат нормированной средней ДН по полю  $\overline{F(\theta)}$  – кривая 1, средняя ДН по мощности  $\overline{F^2(\theta)}$  – кривая 3 и угловое распределение дисперсии ДН  $\alpha_f$  по полю – кривая 2.

В заключение отметим, что рассмотренный подход к статистическому синтезу в полной мере применим и к антенным решеткам.

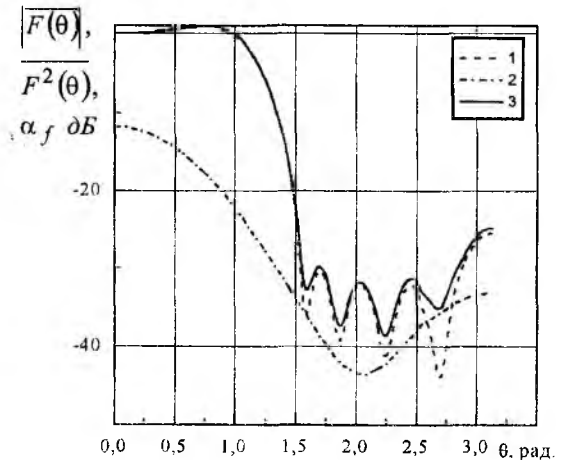


Рис. 1

**Список литературы.** 1. Корниенко Л.Г., Шифрин Я.С. Статистический синтез антенн // Проблемы антенной техники. М.: Радио и связь, 1989. С. 275-297. 2. Шифрин Я.С. Вопросы статистической теории антенн. М.: Сов. Радио, 1970. 3. Минкович Б.М., Яковлев В.П. Теория синтеза антенн. М.: Сов.радио, 1969. 4. Шифрин Я.С., Должиков В.В. Статистический синтез линейной непрерывной антенны по заданной диаграмме направленности // Радиотехника и электроника. 1994. Т.39, №8-9. С. 1329-1335. 5. Функции с двойной ортогональностью в радиоэлектронике и оптике / Пер. и науч. обработка М.К. Размахнина, В.П. Яковлева. М.: Сов. Радио, 1971. 6. Фаддеев Д.К., Фаддеева В.Н. Вычислительные методы линейной алгебры. М.: Физматгиз, 1963.

Харьковский государственный технический университет радиотехники

Поступила в редколлегию 15.05.2001

Ю. Я. ВОЛКОЛУПОВ, канд. физ.-мат. наук, М. А. КРАСНОГОЛОВЕЦ, д-р физ.-мат. наук,  
О. Г. ЛЕБЕДЕВ, М. А. ОСТРИЖНОЙ, В. И. ЧУМАКОВ, канд. физ.-мат. наук

## К ОПРЕДЕЛЕНИЮ ВРЕМЕННЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ИЗЛУЧАЮЩЕЙ АНТЕННЫ

В последнее время все большее внимание уделяется исследованиям несинусоидального электромагнитного излучения [1-3]. Такие излучения характеризуются широким частотным спектром, для оценки которого используется понятие коэффициента широкополосности [1]

$$\eta = \frac{f_e - f_n}{f_e + f_n} \quad (1)$$

где  $f_e$  и  $f_n$  – соответственно верхняя и нижняя частоты спектра излучения.

Для гармонических сигналов, используемых, например, в радиолокации, коэффициент широкополосности составляет  $\eta \leq 0,1$ . Несинусоидальные излучения характеризуются коэффициентом широкополосности  $\eta > 0,5$ . Для генерации таких излучений применяются различные способы, основанные на нестационарном излучении широкополосных излучающих структур. Излучают ускоренные заряды, поэтому для получения высокой эффективности в излучающей структуре необходимо обеспечить высокие значения  $\frac{di}{dt}$ .

Рассмотрим модель формирования поля излучения линейного диполя, пользуясь временным анализом.

Для диполя Герца длиной  $l$  вектор напряженности излученного электрического поля на расстоянии  $r$  от излучателя равен

$$\mathbf{E}_u = Z_0 \frac{l}{4\pi c r} \frac{1}{dt} \frac{\mathbf{r} \times (\mathbf{r} \times \mathbf{l})}{r^2}, \quad (2)$$

где  $Z_0 = 120\pi$  – волновое сопротивление свободного пространства;  $i$  – ток диполя;  $c = 3 \cdot 10^8$  м/с;  $\mathbf{r}$  и  $\mathbf{l}$  – соответственно вектор диполя и вектор положения [1].

Излучение представляет собой преобразование тока в антенне с помощью полосового фильтра с граничными частотами  $f_e$  и  $f_n$ . Значение верхней граничной частоты определяется величиной потерь электромагнитной энергии в материале, из которого изготовлена антенна. С ростом частоты потери возрастают, что приводит к ограничению сверху частотного диапазона излучающих структур. Поэтому применение материалов с малыми потерями позволяет принципиально создавать антенны с высоким значением  $f_e$ .

Частота  $f_n$  определяется, в первую очередь, геометрическими размерами антенны. Снижение величины  $f_n$  связано с необходимостью увеличения размеров антенны, что наталкивается на естественные ограничения габаритов разрабатываемой системы. Вместе с тем, расширение диапазона  $f_e - f_n$  в область нижних частот более энергетически выгодно, поскольку энергетический спектр квазивидеоимпульсных сигналов возрастает с уменьшением частоты. Идеальная сверхширокополосная антенна имеет коэффициент передачи вида

$$K(\omega) = \begin{cases} K_0 & \omega > 0, \\ 0 & \omega = 0, \end{cases}$$

где  $K_0$  – постоянная величина.

Такая антенна обладает бесконечными размерами. Формирование частотной характеристики вида АЧХ полосового фильтра возможно с помощью двух низкочастотных фильтров (ФНЧ) с верхними граничными частотами соответственно  $f_e$  и  $f_n$  методом, описанным в [1]. Аналогичная модель может быть построена при использовании фильтров верхних частот (ФВЧ), на входы которых подается ток возбуждения антенны, а выходные сигналы вычитаются, в соответствии со структурной схемой (рис. 1).

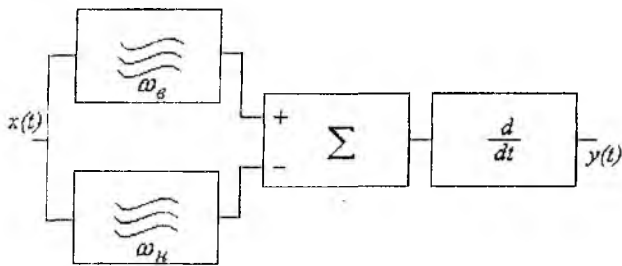


Рис. 1

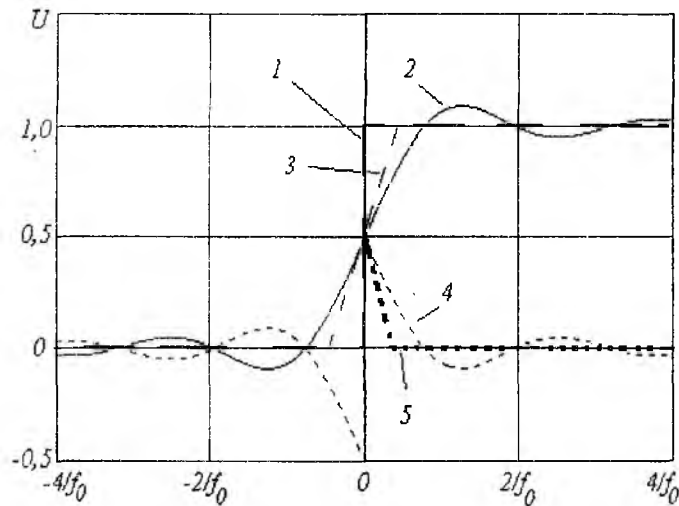


Рис. 2

Отметим, что операция дифференцирования на схеме рис.1 может предшествовать вычитанию, при этом конечный результат преобразования не изменяется. Формирование выходного тока и поля излучения полосовым фильтром иллюстрируется рис.3. Верхний график представляет линейную аппроксимацию откликов ФВЧ с частотами среза  $f_n$  (линия 1) и  $f_c$  (линия 2). Разность выходных сигналов ФВЧ представлена на втором графике. На нижнем графике приведена производная тока возбуждения, эквивалентная напряженности поля излучения. В данном случае выбрано соотношение частот  $f_c / f_n = 10$ , т.е. коэффициент широкополосности равен 0,82.

Расчитанные зависимости напряженности электрического поля совпадают с результатами [2] за исключением  $\delta$ -функций в моменты времени подачи тока соответственно на входы фильтров. Отметим, что в соответствии с фундаментальным условием излучения, равенство  $\int_{-\infty}^{\infty} E(t) dt = 0$  выполняется для рассматриваемого случая.

Согласно методу интеграла Дюамеля отклик  $y(t)$  линейной системы на воздействие функции Хевисайда позволяет найти отклик на произвольное воздействие  $x(t)$  по формуле

$$y(t) = \int_0^t x(\tau) h'(\tau - t) d\tau, \quad (3)$$

где  $h(t)$  – переходная характеристика системы, представляющая собой реакцию на воздействия единичной функции Хевисайда. Производная переходной характеристики представляет собой импульсную характеристику – реакцию системы на воздействие в виде  $\delta$ -функции. Формирование поля излучения на выходе полосового фильтра, составленного из двух ФВЧ показано на рис. 3.

Математическая модель, описывающая приведенную структурную схему, следует из равенства

$$y_{ФВЧ}(t) = \delta(t) - y_{ФНЧ}(t),$$

которое получается на основании обратного преобразования Фурье очевидного соотношения

$$K_{ФВЧ}(j\omega) = 1(j\omega) - K_{ФНЧ}(j\omega).$$

Здесь  $y(t)$  и  $K(j\omega)$  – соответственно импульсная характеристика и коэффициент передачи фильтра;  $\delta(t)$  и  $1(j\omega)$  –  $\delta$ -функция и единичная функция Хевисайда, также связанные преобразованием Фурье.

На рис.2 показано формирование функции  $U$  поля излучения при возбуждении диполя перепадом тока. Ток представлен функцией Хевисайда  $i(t) = 1(t)$  – кривая 1. Отклик ФВЧ (кривая 4) можно получить, вычитая из функции  $1(t)$  отклик низкочастотного фильтра (кривая 2). В упрощенном виде отклики низкочастотного фильтра и ФВЧ показаны соответственно прямыми 3 и 5. Напряженность поля излучения получается дифференцированием отклика ФВЧ.

Отметим, что появление короткого выброса во временной зависимости напряженности поля излучения позволяет объяснить экспериментальные зависимости сигналов, излучаемых линейной антенной, возбуждаемой короткоимпульсным сильноточным электронным пучком (электронно-пучковая антенна [4]).

Сужение полосы фильтра приводит к росту положительных выбросов во временной зависимости выходной функции. При этом сигнал значительно отличается от выходного сигнала на рис. 3. Таким образом, временной анализ позволяет оценить характер излучения несинусоидальных сигналов линейной антенной и интерпретировать результаты экспериментальных исследований нестационарных процессов в излучающих антеннах.

Импульсные характеристики антенны с коэффициентами широкополосности 0,82 и 0,33, аппроксимированной ФВЧ с колебательной частотной характеристикой, представлены на рис.4 (1 и 2 – отклики ФВЧ; 3 – результирующая временная зависимость).

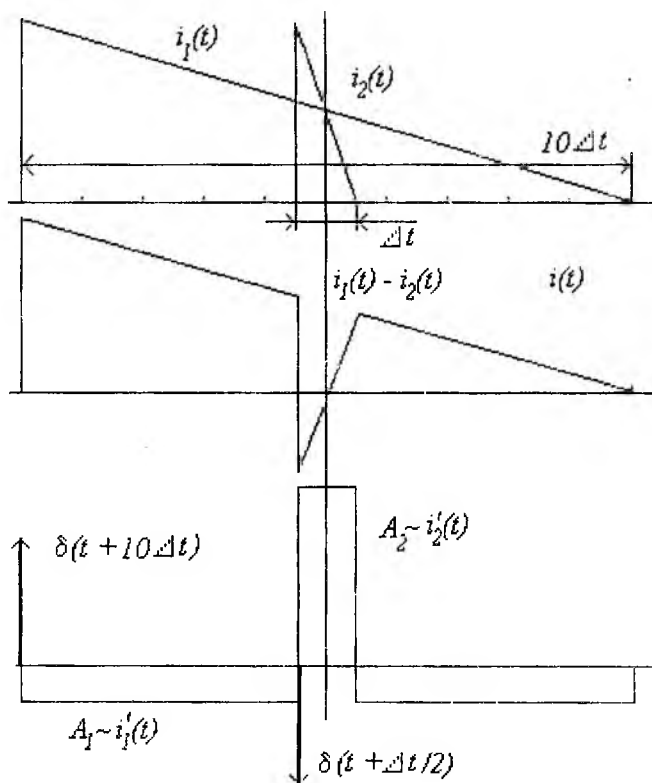


Рис. 3

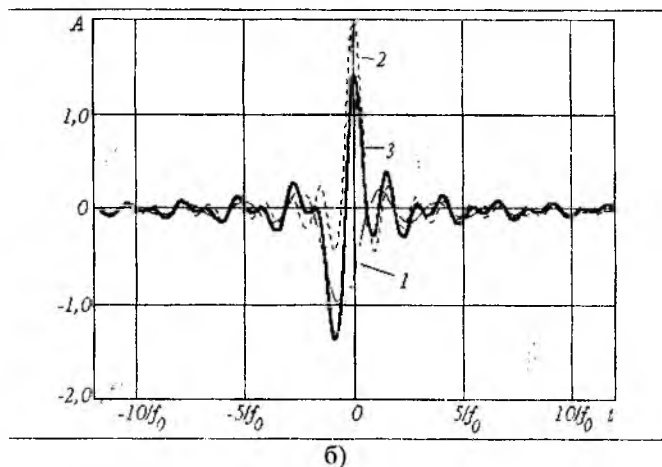
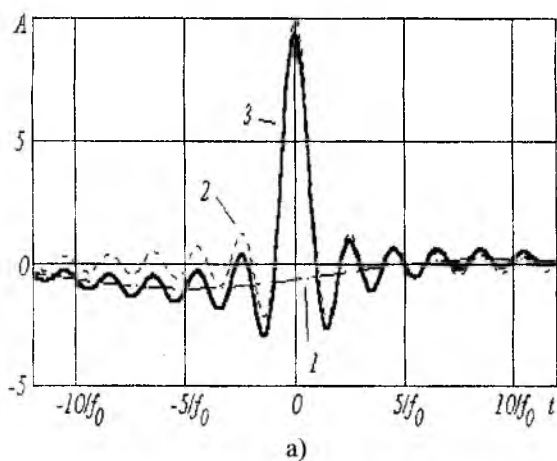


Рис. 4

**Список литературы:** 1. Хармут Х. Несинусоидальные волны в радиолокации и радиосвязи: Пер с англ.—М.: Радио и связь, 1985. 376 с. 2. Borissenko A.A. Time-domain antenna studies for videopulse subsurface radar // Proceedings of IIIrd International Conference on Antenna Theory and Techniques, Sevastopol, Ukraine, 8-11 September 1999. P.376-378. 3. Самсонов А.В. Коэффициент направленного действия зеркальной антенны сверхширокополосных сигналов // Радиотехника. 1999. №1. С. 72-73. 4. Гапоненко Н.И., Курилко В.И., Латинский С.М., Лонин Ю.Ф., Харченко И.Ф. Возбуждение изолированной штыревой антенны сильноточным РЭП // Вопросы атомной науки и техники. Сер. Ядерно-физические исследования. 1997. Вып. 4,5 (31, 32), т.11. С.151-153.

Харьковский государственный технический университет радиозлектроники

Поступила в редколлегию 24.05.2001

**КОМПОЗИЦІЙНІ МАТЕРІАЛИ В РАДІОЕЛЕКТРОНІЦІ НВЧ**

Розвиток сучасної радіоелектроніки ґрунтується, головним чином, на використанні нових фізичних явищ, застосуванні нових технологій, а також нових матеріалів. Темою даної статті є розгляд двох останніх напрямків та відкриванні ними можливості.

Істотне ускладнення вимог до радіоелектронної апаратури – підвищення її надійності, зменшення маси, енерго- та матеріалоемності, розширення можливостей роботи в екстремальних умовах і т. ін. викликало необхідність створення нових матеріалів із задалегідь передбаченими властивостями, розробки ефективних технологій виготовлення таких матеріалів та функціональних виробів з них. Це стосується як різноманітних класів матеріалів, що відрізняються своїми фізико-хімічними властивостями (провідники, діелектрики, напівпровідники, магнітні матеріали), так і конструкційних матеріалів. Здебільшого мова може йти про так звані композиційні матеріали (КМ), що створюються поєднанням кількох компонентів, які в сукупності забезпечують виконання складного комплексу взаємовиключаючих вимог.

Загальновідоме використання таких КМ як гетинакс, текстоліт, склопластики, фольговані діелектрики. Вони широко застосовуються в електротехніці та низькочастотній радіоелектроніці. Але перехід до надвисоких частот (НВЧ) накладає цілий ряд специфічних вимог, для задоволення яких потрібні суттєво відмінні матеріали та технології. Додаткові складності виникають в разі застосування радіоапаратури в аерокосмічній техніці.

Зазначені проблеми привернули увагу авторів більш ніж 35 років тому. За цей час запропоновано, досліджено та впроваджено ряд ефективних композиційних матеріалів, створені на їх основі численні елементи техніки НВЧ, розроблені технології виготовлення таких матеріалів та виробів з них.

Роботи з композиційними матеріалами в ХІРЕ почались в 1967 році, коли внаслідок зміни структури факультета електроніки була розформована кафедра хімії, а її співробітники ввійшли до складу кафедри фізики надвисоких частот. Хіміки, спеціалісти в галузі полімерних матеріалів, з цікавістю стали працювати над створенням КМ, придатних для застосування в техніці НВЧ.

Перші дослідження мали на меті вдосконалення технології виготовлення смужкових ліній (друкованих схем), вживаних для мініатюризації (зменшення розмірів та ваги) НВЧ-трактів. Традиційно друковані схеми виготовлялись на пластинах фольгованих діелектриків, на які методом фотокопіювання наносився малюнок схеми. Далі зайві ділянки мідного поверхневого шару фольгованого матеріалу видалялись шляхом хімічного травлення розчином хлорного заліза, і на діелектрику лишався малюнок схеми. При такому методі велика кількість міді йшла у відходи, що небажано з економічних, а також і екологічних причин.

Нова технологія передбачала металізацію діелектрика в потрібних місцях, спочатку хімічну, а потім електрохімічну, для досягнення необхідної товщини металевих смуг. Головні труднощі такого процесу полягали в тому, що поверхневий шар діелектрика мав бути ліофілізованим, тобто здатним створити міцний зв'язок з металом. Для цього необхідно обробляти діелектрик відповідними водними розчинами. Але діелектрики здебільшого мають гідрофобні властивості, тобто їх поверхня не змочується, відштовхує воду. Треба перебороти це явище, зробити діелектрик гідрофільним, змочуваним. Такі питання виникають при роботі з усіма діелектриками, вживаними на НВЧ. Але найбільші труднощі мають місце для фторопласту, який за всіма іншими властивостями є найбільш придатним матеріалом.

Дослідження привели до створення способу гідрофілізації пластмас [1,2]. Він був перевірений на таких пластмасах як поліетилен, полістирол, склотекстоліт, склопластик, ФДМ, СП, АБС, амінопласт, а також фторопласт СФ-4. Гідрофілізація відбувається за 5-7 хвилин. Запропонований спосіб дозволяє робити наступну ліофілізацію, після якої можна проводити як металізацію, так і склеювання пластмасових зразків. Останнє було використано при створенні фторопластових стрічок для ізоляції в електродвигунах, що мають працювати при підвищених температурах.

Далі почався досить великий цикл робіт по створенню гнучких хвилеводів, які б дозволяли робити пружне чи пластичне згинання конструкції. Такі хвилеводи з еліптичним перерізом, виконані з гофрованої металеві труби, вкритої шаром гуми чи пластика, раніше розроблялись Московським НДІ кабельної промисловості. Хвилеводи аналогічної конструкції з прямокутним перерізом випускались також французькою фірмою TSF. Але ці конструкції мали недостатню гнучкість, не допускали

скручування, розтягнення та стиснення, до них важко було прилаштувати фланці для сполучення елементів тракту.

Першою нашою розробкою були хвилеводи на основі металізованих полімерних матеріалів [3]. Використовувався кабельний поліетилен високого тиску (ПЭВД), який має високу механічну та температурну стійкість. Були зроблені зразки довжиною 0,5 та 1 м з перерізом 23 x 10 мм та 28 x 12 мм, тобто 3 - та 4-сантиметрового діапазону хвиль. Вимірювання показали, що коефіцієнт стоячої хвилі не перевищує 1,05, а затухання дорівнює 0,17 дБ/м для хвилі 3 см та 0,13 дБ/м - для хвилі 4 см. Проводились прискіпливі механічні випробування: багаторазове згинання з мінімальним радіусом 0,3 м; скручування на 90° на довжині 1 м; вібраційні навантаження до 13 g з частотою до 25000 Гц; ударні навантаження до 100 g у вигляді імпульса 1-5 мс. Кліматичні випробування полягали в охолодженні до температур рідкого азоту та гелію з витримкою 1,5 години; в циклічній зміні температури від кімнатної до -110°С; в підвищенні температури до +70°С зразу ж після охолодження.

Наведені тут результати випробувань доводять високі експлуатаційні властивості розроблених хвилеводів. Крім того, такі хвилеводи мають низьку теплопровідність, що дозволяє використовувати їх як теплові розв'язки. Але поряд з великими перевагами таких хвилеводів у них є й немалі недоліки: їх гнучкість виявляється лише при досить великих довжинах хвилевода; те саме можна сказати й про скручування; розтягування та стискання неможливі; властивості матеріалу не дозволяють нагрівати його вище 70°С. І важлива технічна обставина: металізація внутрішньої поверхні труби можлива (і надійна) лише при невеликих довжинах хвилевода. Отже, треба шукати інше, краще рішення.

Нова конструкція була зроблена на основі гуми, а точніше – більш стійкого кремній-каучуку, в який введена домішка з великою електропровідністю - дрібнодисперсний порошок срібла. Шар матеріалу з домішкою – це внутрішня поверхня хвилевода. В подальшому застосовувався порошок посрібленого титану. Розроблений композиційний матеріал надав хвилеводу можливість згинатись, скручуватись, розтягуватись та стискатись навіть при довжині 10-15см. Зразки були виготовлені для хвиль від 10 см до 8 мм. Цінні властивості зберігались у найважчих експлуатаційних умовах : при температурах від -100°С до + 250°С, при механічних навантаженнях, які виникають в аерокосмічній техніці, при впливі радіації тощо.

В лабораторних умовах було виготовлено близько 150 хвилеводних елементів, вирішена досить важка проблема приєднання фланців. Далі технологія була передана відповідним промисловим підприємствам. Приємно відзначити, що наша конструкція гнучкого хвилевода працювала в стиковочному вузлі орбітальної космічної станції "Мир".

Гнучкість кремній-каучукового хвилевода дозволяє створювати на його основі такі елементи техніки НВЧ як атенюатори. Тут можливий граничний атенюатор, затухання якого керується стисканням хвилевода в поперечному напрямі, а також змінний атенюатор на хвилеводі, в якому застосована поглинаюча домішка [4]. Такий атенюатор може використовуватись не тільки на малих, але й на середніх рівнях потужності НВЧ.

Бажання максимально зменшити вагу елементів антенно-хвилеводної техніки привело до розробки виробів з вуглестрічки, вкритої тонким шаром провідника. На трубу з фольги або створену гальванопластичним методом намотується вуглестрічка, просочена рідким склом (силікатним клеєм), в який додаються деякі речовини, що зменшують усадку після затвердіння. Товщина стінки хвилевода – 1,5-2 мм. Така конструкція легша від звичайної (мідної або латунної) в 4,5 рази, навіть легша за алюмінієву, може витримувати найважчі умови експлуатації, працездатна при температурах від 4 К до 723 К. З цього матеріалу були зроблені хвилеводні переходи, розгалужувачі, малогабаритні кінцеві навантаження для досить значних рівнів потужності, щільні випромінювачі та антенні пристрої в цілому.

В техніці НВЧ застосовуються структури, які здатні поглинати енергію падаючих на них електромагнітних хвиль – радіопоглинаючі матеріали (РПМ). Вони використовуються для маскуванню літаків, ракет, для захисту обслуговуючого персоналу радіолокаційних станцій та виробничого персоналу від шкідливого впливу НВЧ-випромінювання. Здебільшого це орієнтовані об'ємні структури, в яких на плоскому шарі тонкого діелектрика перпендикулярно розташовані відрізки ниток різної довжини з поглинаючого вуглецевого матеріалу, які хаотично чергуються з діелектричними нитками. Такий РПМ забезпечує добре поглинання радіохвиль, але має вузький діапазон робочих частот із-за поганого узгодження з вільним простором.

Нами була розроблена конструкція РПМ [5], в якому нитки довжиною 15-18 мм з вуглецевого матеріалу "вуглен" чергуються з діелектричними нитками довжиною 20 мм, розміщеними на додатковому плоскому діелектричному шарі товщиною 1-2 мм, який містить хаотично розподілені вугле-

цеві нитки довжиною 2-5 мм. Така конструкція підвищила поглинаючу здатність в діапазоні 8,0-12,0 ГГц в середньому на -12 дБ, покращила узгодження з оточуючим простором, забезпечивши рівень відбитої від поверхні РПМ потужності 0,13-0,15%, підвищила повторюваність параметрів конструкції при її виготовленні.

Створені композиційні матеріали треба було порівнювати, оцінювати їх властивості. Тому певна увага приділялась розробці методів дослідження їх електрофізичних параметрів, на підставі чого вибирався той чи інший КМ [6].

Поряд з експериментами ми вели трудомісткі теоретичні дослідження з метою розрахунку параметрів шаруватих середовищ на НВЧ, які можуть бути або радіопрозорими (для антенних обтічників), або поглинаючими. Літературні джерела наводять здебільшого формули надто загального характеру, важкі для програмування та розрахунків на ЕОМ. З застосуванням методу орієнтованих графів був розроблений алгоритм та підпрограма SAND для розрахунків коефіцієнтів відбиття, проходження та поглинання по потужності [7]. Кількість шарів середовища обмежується об'ємом пам'яті та швидкістю використовуваної ЕОМ і може складати 100-200 чи більше. Підпрограма придатна для розрахунку параметрів не лише шаруватих середовищ, а й середовищ градієнтного типу, якщо замінити плавну зміну діелектричної (магнітної) проникності по товщині дискретною. В зв'язку з тим, що кількість шарів середовища не обмежується, можна досягти досить точної апроксимації градієнтної кривої.

Подальші теоретичні дослідження багатошарових та градієнтних хвильоводів велись уже для застосування їх результатів в оптичному діапазоні, у волоконно-оптичних лініях зв'язку [8]. Але ці питання виходять за межі даної публікації. Що ж до експериментальних робіт, зокрема, по розробці та застосуванню РПМ, то їх розвиток загальмувався в зв'язку з погіршенням фінансування та відсутністю кредитоздатних замовників.

**Список літератури:** 1. А.с. № 524820 ССРСР. МКІ<sup>2</sup> С08 J7/00. Способ гидрофилизации пластмасс / А.И.Терещенко, А.А.Контарь, А.С.Замковой. Опубл. 15.08.76, бюл. № 30. 2. Терещенко А.И., Замковой А.С., Контарь А.А., Соловьева Н.Л., Федоренко Е.П. Гидрофилизация поверхности полимерных материалов // Пластические массы. 1987. №3. С. 26-28. 3. Терещенко А.И., Кухтин М.П., Контарь А.А. Волноводы на основе металлизированных полимерных материалов // Радиотехника. 1979. Вып.51. С.35-37. 4. А.с. №1406671 ССРСР. А14 Н 01 Р 1/22. Переменный волноводный аттенюатор / В.И.Власов, А.А.Контарь, А.И.Терещенко. Опубл. 30.06.88, бюл. №24 5. Пат. №1790795 ССРСР. А3 Н01 Q17/00. Поглотитель электромагнитных волн / А.И.Терещенко, Н.Г.Шабанов, А.А.Контарь. Опубл. 23.01.93, бюл. №3. 6. Замковой А.С., Контарь А.А., Терещенко А.И. Измерение электрофизических параметров композиционных материалов // Тез. докл. Всесоюз. научн.-техн. конф. "Радиотехнические измерения в диапазонах ВЧ и СВЧ". Новосибирск. 1984. С.42-43. 7. Терещенко А.И., Письменный Г.В., Мелихов П.С. Применение метода ориентированных графов для расчета параметров слоистых сред на СВЧ // Радиотехника. 1986. Вып.79. С. 78-83. 8. Сухоиванов И.А., Терещенко А.И. О потерях в коротких линиях связи на основе многослойных диэлектрических волноводов // Радиотехника. 1985. Вып.73. С.100-103.

*Харьковский государственный технический университет радиоелектроники*

*Поступила в редколлегию 14.06.2001*

## ВЗАИМОСВЯЗЬ НАПРАВЛЯЮЩИХ УГЛОВ ВЕКТОРА ПОЙНТИНГА НА ГРАНИЦЕ РАЗДЕЛА ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИХ СРЕД

Перспективы использования миллиметровых и субмиллиметровых волн в различных областях науки и техники вызвали повышенный интерес к различным модификациям диэлектрических волноводных структур с плоскими границами раздела. Весьма перспективным для этого диапазона длин волн является полосковый металлодиэлектрический волновод [1]. Структуру электромагнитного поля в волноводе можно представить как результат сложения плоских однородных волн, называемых парциальными, многократно отраженных от его граничных поверхностей под определенными углами, т.е. допустима лучевая трактовка явлений в волноводе [2]. Такой подход обеспечивает физическую наглядность и простоту понимания пространственной картины поля и придает ясный физический смысл всем параметрам электромагнитных волн и волновода: фазовой и групповой скоростям, длине волны в волноводе, критической длине волны и другим. Для определения структуры поля в волноводе и диэлектрической подложке необходимо знать соотношения между пространственными углами, характеризующими направления распространения падающей, отраженной и прошедшей волн.

Пусть однородная плоская (парциальная) волна падает на плоскую поверхность раздела изотропных однородных диэлектриков, диэлектрические и магнитные проницаемости которых соответственно равны  $\epsilon_{a_1}, \epsilon_{a_2}$  и  $\mu_{a_1}, \mu_{a_2}$ . Падающая волна на границе раздела в общем случае частично отражается в первую среду, частично проходит во вторую. Углы, образуемые положительными направлениями осей координат  $Ox, Oy, Oz$  с векторами Пойнтинга падающей, отраженной и прошедшей волн, обозначим соответственно:  $\Theta_{x_1}, \Theta_{y_1}, \Theta_{z_1}$ ;  $\Theta'_{x_1}, \Theta'_{y_1}, \Theta'_{z_1}$ ;  $\Theta_{x_2}, \Theta_{y_2}, \Theta_{z_2}$ . Выражения для векторных комплексных амплитуд напряженностей электрического и магнитного поля падающей, отраженной и прошедшей волн будут иметь вид:

$$\left. \begin{aligned} \dot{\vec{E}}_n &= \dot{\vec{E}}_{n_0} e^{-ik_1(x \cos \Theta_{x_1} + y \cos \Theta_{y_1} + z \cos \Theta_{z_1})}, \\ \dot{\vec{H}}_n &= \frac{\dot{\vec{E}}_{n_0}}{Z_{c_1}} e^{-ik_1(x \cos \Theta_{x_1} + y \cos \Theta_{y_1} + z \cos \Theta_{z_1})}, \\ \dot{\vec{E}}_o &= \dot{\vec{E}}_{o_0} e^{-ik_1(x \cos \Theta'_{x_1} + y \cos \Theta'_{y_1} + z \cos \Theta'_{z_1})}, \\ \dot{\vec{H}}_o &= \frac{\dot{\vec{E}}_{o_0}}{Z_{c_1}} e^{-ik_1(x \cos \Theta'_{x_1} + y \cos \Theta'_{y_1} + z \cos \Theta'_{z_1})}, \\ \dot{\vec{E}}_{np} &= \dot{\vec{E}}_{np_0} e^{-ik_2(x \cos \Theta_{x_2} + y \cos \Theta_{y_2} + z \cos \Theta_{z_2})}, \\ \dot{\vec{H}}_{np} &= \frac{\dot{\vec{E}}_{np_0}}{Z_{c_2}} e^{-ik_2(x \cos \Theta_{x_2} + y \cos \Theta_{y_2} + z \cos \Theta_{z_2})}. \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

где  $\dot{\vec{E}}_{n_0}, \dot{\vec{E}}_{o_0}, \dot{\vec{E}}_{np_0}$  – комплексные векторные амплитуды напряженности электрического поля падающей, отраженной, прошедшей волн на границе раздела при  $x = y = z = 0$ ;  $k_1 = \omega \sqrt{\epsilon_{a_1} \mu_{a_1}}$ ,

$k_2 = \omega \sqrt{\epsilon_{a_2} \mu_{a_2}}$  – фазовые постоянные;  $Z_{c_1} = \sqrt{\frac{\mu_{a_1}}{\epsilon_{a_1}}}$ ,  $Z_{c_2} = \sqrt{\frac{\mu_{a_2}}{\epsilon_{a_2}}}$  – характеристические сопротивления волн в первой и второй средах без потерь.

Для определения соотношений, связывающих пространственные углы, воспользуемся любым из граничных условий, например, условием непрерывности касательной составляющей вектора  $\vec{E}$  полного поля на поверхности раздела:  $x = 0$ .

При этом с учетом (1) получаем

$$\vec{E}_{n_{0\tau}} e^{-ik_1(y \cos \Theta_{y_1} + z \cos \Theta_{z_1})} + \vec{E}_{o_{0\tau}} e^{-ik_1(y \cos \Theta'_{y_1} + z \cos \Theta'_{z_1})} = \vec{E}_{np_{0\tau}} e^{-ik_2(y \cos \Theta_{y_2} + z \cos \Theta_{z_2})}. \quad (2)$$

Равенство (2) должно выполняться при любых значениях  $y$  и  $z$ , в том числе и при  $y = z = 0$ , когда

$$\vec{E}_{n_{0\tau}} + \vec{E}_{o_{0\tau}} = \vec{E}_{np_{0\tau}}. \quad (3)$$

Учитывая (2) и (3), запишем условия их выполнения

$$\begin{aligned} k_1 \cos \Theta_{y_1} &= k_1 \cos \Theta'_{y_1} = k_2 \cos \Theta_{y_2}, \\ k_1 \cos \Theta_{z_1} &= k_1 \cos \Theta'_{z_1} = k_2 \cos \Theta_{z_2}, \end{aligned}$$

откуда следует, что  $\Theta'_{y_1} = \Theta_{y_1}$ ;  $\Theta'_{z_1} = \Theta_{z_1}$  и, следовательно,  $\Theta'_{x_1} = \Theta_{x_1}$ , а также

$$\cos \Theta_{y_2} = \frac{k_1}{k_2} \cos \Theta_{y_1}, \quad \cos \Theta_{z_2} = \frac{k_1}{k_2} \cos \Theta_{z_1}. \quad (4)$$

Поскольку сумма квадратов направляющих косинусов любого радиус-вектора равна единице

$$\cos^2 \Theta_{x_2} + \cos^2 \Theta_{y_2} + \cos^2 \Theta_{z_2} = 1,$$

то с учетом (4) получаем:

$$\begin{aligned} \sin^2 \Theta_{x_2} &= \frac{k_1^2}{k_2^2} (\cos^2 \Theta_{y_1} + \cos^2 \Theta_{z_1}) = \frac{k_1^2}{k_2^2} \sin^2 \Theta_{x_1}, \text{ т.е.} \\ \sin \Theta_{x_2} &= \frac{k_1}{k_2} \sin \Theta_{x_1}. \end{aligned} \quad (5)$$

Угол  $\Theta_{x_1}$ , образуемый вектором Пойнтинга падающей волны и нормалью к поверхности раздела сред (осью  $Ox$ ) называется углом падения. Угол  $\Theta'_{x_1}$  между этой же нормалью и направлением распространения отраженной волны – углом отражения и, наконец, угол  $\Theta_{x_2}$  между вектором Пойнтинга прошедшей волны и нормалью называется углом преломления. Таким образом, соотношение между углом падения волны и углом преломления подчиняется закону синусов (закон Снеллиуса) (5), а соотношения между парой других углов, характеризующих направления распространения падающей и преломленной волн, подчиняются закону косинусов (4).

Косинус угла преломления  $\Theta_{x_2}$  можно определить из (5)

$$\cos \Theta_{x_2} = \pm \sqrt{1 - \frac{k_1^2}{k_2^2} \sin^2 \Theta_{x_1}}. \quad (6)$$

Полное внутреннее отражение волны возможно при неравенстве  $k_1 > k_2$ , как это следует из (5).

При критическом угле падения  $\Theta_{x_1} = \Theta_{x_{1кр}}$  угол преломления равен  $90^\circ$ , т.е.  $\Theta_{x_2} = 90^\circ$ , поэтому в соответствии с (5)

$$\sin \Theta_{x_{1кр}} = \frac{k_2}{k_1} = \sqrt{\frac{\epsilon_2 \mu_2}{\epsilon_1 \mu_1}}, \quad (7)$$

где  $\epsilon_1, \epsilon_2$  и  $\mu_1, \mu_2$  – относительные диэлектрические и магнитные проницаемости.

При  $\Theta_{x_1} > \Theta_{x_{1кр}}$ , т.е. при наличии полного внутреннего отражения, что имеет место при волноводном распространении волны, угол преломления становится комплексным, а косинус этого угла – мнимой величиной

$$\cos \Theta_{x_2} = -i \sqrt{\frac{k_1^2}{k_2^2} \sin^2 \Theta_{x_1} - 1} = -i \frac{k_1}{k_2} \sqrt{\sin^2 \Theta_{x_1} - \frac{\varepsilon_2 \mu_2}{\varepsilon_1 \mu_1}}. \quad (8)$$

Как видно из (4) косинусы других углов ( $\Theta_{y_2}, \Theta_{z_2}$ ) остаются вещественными.

При подстановке (4) и (8) в (1) для комплексной амплитуды преломленной волны получим выражение

$$\dot{\vec{E}}_{np} = \dot{\vec{E}}_{np0} e^{-k_1 \sqrt{\sin^2 \Theta_{x_1} - \frac{\varepsilon_2 \mu_2}{\varepsilon_1 \mu_1}} x} \cdot e^{-ik_2 (y \cos \Theta_{y_2} + z \cos \Theta_{z_2})}, \quad (9)$$

где  $\sin^2 \Theta_{x_1} > \frac{\varepsilon_2 \mu_2}{\varepsilon_1 \mu_1}$ .

Из (9) следует, что напряженность поля в направлении оси  $Ox$ , т.е. в направлении, перпендикулярном плоскости раздела, во второй среде экспоненциально убывает; волновой характер поля в этом направлении отсутствует. В других направлениях вне волновода волновой характер поля сохраняется. Если бы в выражении (8) перед квадратным корнем был выбран знак «+», то при увеличении расстояния  $x$  от плоскости раздела во второй среде амплитуда поля неограниченно бы возрастала, что лишено физического смысла.

В соответствии с геометрическим (лучевым) представлением структуру электромагнитного поля в диэлектрическом полоске 1 полоскового металлодиэлектрического волновода (рис. 1) можно представить как суперпозицию четырех парциальных волн, направления которых определяются векторами Пойнтинга  $\vec{P}_1, \vec{P}_2, \vec{P}_3, \vec{P}_4$ . Структура поля в подложках 3, 4 формируется парциальными волнами, векторы Пойнтинга которых обозначены как  $\vec{P}_{23}, \vec{P}_{13}, \vec{P}_{34}, \vec{P}_{44}$ .

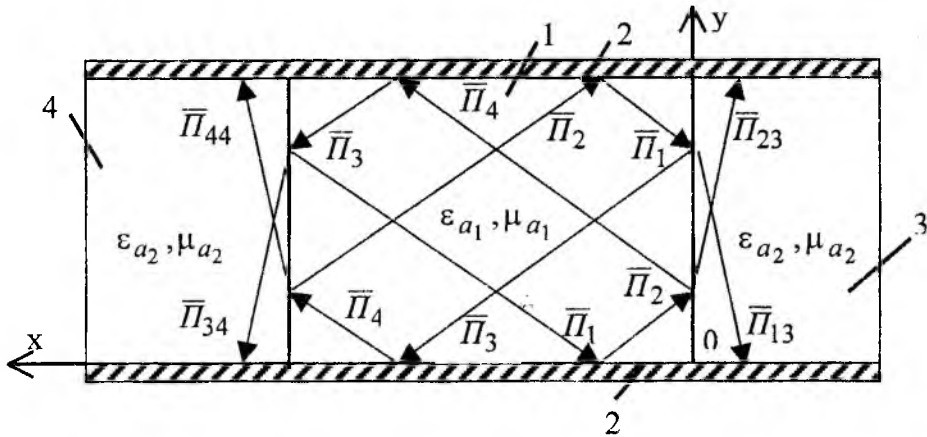


Рис. 1

1 – диэлектрический полосок; 2 – металлические пластины;  
3, 4 – диэлектрические подложки.

На рис. 1 показан случай, когда имеет место частичное излучение из диэлектрических граней полоска. При полном внутреннем отражении выражения для мгновенных значений напряженностей электрического поля преломленных волн, распространяющихся в направлениях  $\vec{P}_{23}$  и  $\vec{P}_{13}$ , в тригонометрической форме с учетом (9) запишутся следующим образом

$$\begin{aligned}\bar{E}_{np23} &= \bar{E}_{np0} e^{-k_1 \sqrt{\sin^2 \Theta_{x1} - \frac{\epsilon_2 \mu_2}{\epsilon_1 \mu_1} x}} \cdot \cos(\omega t - k_2 \cos \Theta_{y2} \cdot y - k_2 \cos \Theta_{z2} \cdot z), \\ \bar{E}_{np13} &= \bar{E}_{np0} e^{-k_1 \sqrt{\sin^2 \Theta_{x1} - \frac{\epsilon_2 \mu_2}{\epsilon_1 \mu_1} x}} \cdot \cos(\omega t + k_2 \cos \Theta_{y2} \cdot y - k_2 \cos \Theta_{z2} \cdot z).\end{aligned}$$

Здесь учтено, что вектор  $\bar{P}_{13}$  имеет с осью  $Oy$  угол, равный  $180^\circ - \Theta_{y2}$ . С осью  $Oz$  векторы  $\bar{P}_{23}$  и  $\bar{P}_{13}$  имеют острый угол  $\Theta_{z2}$ .

Результирующая напряженность поля в подложке в результате суммирования  $\bar{E}_{np23}$  и  $\bar{E}_{np13}$  запишется в виде следующего выражения

$$\bar{E}_{np} = \bar{E}_{np23} + \bar{E}_{np13} = 2\bar{E}_{np0} e^{-k_1 \sqrt{\sin^2 \Theta_{x1} - \frac{\epsilon_2 \mu_2}{\epsilon_1 \mu_1} x}} \cdot \cos(k_2 \cos \Theta_{y2} \cdot y) \cdot \cos[\omega t - (k_2 \cos \Theta_{z2} \cdot z)] \quad (10)$$

Из (10) следует, что напряженность поля в подложке 3 вдоль оси  $Ox$  экспоненциально уменьшается, вдоль оси  $Oy$  образуется стоячая волна, определяемая поперечным коэффициентом  $k_2 \cos \Theta_{y2}$ , вдоль оси  $Oz$  распространяется волна с фазовым коэффициентом, равным  $k_2 \cos \Theta_{z2}$ . Аналогичное выражение запишется и для подложки 4.

Углы  $\Theta_{x1}, \Theta_{y1}, \Theta_{z1}$  являются функциями многих аргументов: длины волны, поперечных размеров диэлектрического полоска, электромагнитных параметров сред  $(\epsilon_{a1}, \epsilon_{a2}, \mu_{a1}, \mu_{a2})$ , индексов  $m$  и  $n$ , характеризующих тип собственной волны волновода. В цитируемых работах приведены выражения этих зависимостей. Соотношения (4) и (5) позволяют определить углы  $\Theta_{x2}, \Theta_{y2}, \Theta_{z2}$  и найти структуру поля в подложках, как металлодиэлектрического волновода, так и других модификаций диэлектрических волноводов.

**Список литературы:** 1. Афонин И.Л., Саламатин В.В., Цыцура С.В. Анализ полоскового металлодиэлектрического волновода // Материалы 9<sup>й</sup> Международной Крымской микроволновой конференции «СВЧ техника и телекоммуникационные технологии». Севастополь. 13-16 сент. 1999. С. 164-167. 2. Бондаренко И.К., Бура А.И., Саламатин В.В. Анализ диэлектрических волноводов на основе геометрической оптики // Электродинамические основы автоматизированного проектирования интегральных схем СВЧ. М.: ИРЭ АН СССР, 1981. С. 159-174.

Севастопольский государственный технический университет

Поступила в редколлегию 17.04.2001

## ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ЭЛЕКТРИЧЕСКИ ДЛИННЫХ ПРОДОЛЬНЫХ ЩЕЛЕЙ В ПРЯМОУГОЛЬНОМ ВОЛНОВОДЕ

### Введение

В технике СВЧ широко используются волноводно-щелевые излучатели и отверстия связи электродинамических объемов. Методы расчета характеристик рассеяния (излучения) щелей как на стадии разработки теории, так и при численном анализе в достаточной степени развиты для узких щелей, длины которых  $2L$  меньше или сравнимы с рабочей длиной волны  $\lambda$ . Однако для решения ряда задач, прежде всего таких, как создание антенн со специальной формой диаграммы направленности (ДН), антенн с узким главным лепестком и низким уровнем боковых лепестков ДН, многочастотных многоканальных антенн и антенн с комплексированной апертурой, перспективно использование щелевых излучателей, для которых  $2L > \lambda$ . Среди публикаций по исследованию характеристик таких щелей можно отметить, например, работы [1-5]. В [1] на основе представления щели эквивалентной схемой с последовательно или параллельно включенными в цепь элементами в приближении синусоидального распределения магнитного тока в щели получены аналитические выражения для параметров эквивалентной схемы и приведены расчетные характеристики щелей длиной до  $1,5\lambda$ . В [2] численным методом исследованы импедансные и энергетические характеристики продольной щели в широкой стенке прямоугольного волновода длиной от  $0,35\lambda$  до  $1,7\lambda$ . В работе [3] представлены результаты исследования функции распределения электрического поля в щели и ДН длинных ( $2L \sim 20\lambda$ ) продольных и наклонных прямолинейных щелей, а также щелей криволинейной конфигурации в приближении бесконечно тонкой стенки волновода. Нахождение распределения напряженности электрического поля в щели в этом случае связано с необходимостью решения совокупности множества интегро-дифференциальных уравнений. В работах [4,5] дано решение задачи о щели произвольной длины и конфигурации, прорезанной в стенке прямоугольного волновода, численными методами. Однако в [3-5] не приведены какие-либо результаты исследования частотно-энергетических характеристик щелей. Это связано со сложностью численной реализации используемых в данных работах алгоритмов и методов расчета. По нашему мнению, при проведении многосторонних и многопараметрических исследований электродинамических характеристик щелевых излучателей и элементов связи объемов среди широко применяемых в литературе методов анализа (численных, численно-аналитических, вариационных, аналитических) наиболее предпочтительно использование аналитических методов, так как они обладают достаточной наглядностью и простотой и являются основой для применения других, например, вариационных методов.

В настоящей работе на основе принципов асимптотического метода усреднения получено общее аналитическое решение интегрального уравнения для магнитного тока в продольных щелях при произвольном возбуждении и показана возможность его применения для расчета частотно-энергетических характеристик продольных щелей длиной  $2L \cong 2\lambda$  в широкой стенке прямоугольного волновода при излучении в свободное пространство или другой волновод.

### Теория

Пусть прямоугольный волновод поперечным сечением  $a \times b$  ( $a$  – размер широкой стенки,  $b$  – узкой) с идеально проводящими внутренними поверхностями связан с полупространством (или с волноводом) через узкую продольную щель шириной  $d$  и длиной  $2L$  в широкой стенке (смещение оси щели от узкой стенки равно  $x_0$ ). Тогда полные электромагнитные поля в области полупространства (индекс "e") и в волноводе (индекс "i") согласно уравнениям Кирхгофа-Котлера [7] будут определяться как сумма полей сторонних источников  $\vec{E}_o^e(\vec{r}), \vec{E}_o^i(\vec{r}), \vec{H}_o^e(\vec{r}), \vec{H}_o^i(\vec{r})$  ( $\vec{r}$  – радиус-вектор точки наблюдения) и полей, возбуждаемых магнитными токами, наведенными на поверхности  $S_{sl}$  щели:

$$\vec{E}^e(\vec{r}) = -\vec{E}_o^e(\vec{r}) + \frac{k}{\omega} \text{rot} \int_{S_{sl}} \vec{G}_m^e(\vec{r}/\vec{r}') J^m(\vec{r}') d\vec{r}' ,$$

$$\begin{aligned}
H^e(\vec{r}) &= -H_o^e(\vec{r}) - \frac{1}{i\omega} \left( \text{grad div} + k^2 \right) \int_{S_{sl}} \hat{G}_m^e(\vec{r}/\vec{r}') J^m(\vec{r}') d\vec{r}', \\
E^i(\vec{r}) &= E_o^i(\vec{r}) - \frac{k}{\omega} \text{rot} \int_{S_{sl}} \hat{G}_m^i(\vec{r}/\vec{r}') J^m(\vec{r}') d\vec{r}', \\
H^i(\vec{r}) &= H_o^i(\vec{r}) + \frac{1}{i\omega} \left( \text{grad div} + k^2 \right) \int_{S_{sl}} \hat{G}_m^i(\vec{r}/\vec{r}') J^m(\vec{r}') d\vec{r}'.
\end{aligned} \tag{1}$$

где  $\omega$  – круговая частота;  $k = 2\pi/\lambda$ ,  $\lambda$  – длина волны в свободном пространстве;  $\vec{r}'$  – радиус-вектор источника;  $J^m(\vec{r})$  – поверхностная плотность магнитного тока в щели;  $\hat{G}_m^e(\vec{r}/\vec{r}')$  и  $\hat{G}_m^i(\vec{r}/\vec{r}')$  – тензорные функции Грина для векторного потенциала связываемых объемов.

Воспользовавшись условием непрерывности тангенциальной составляющей магнитного поля на поверхности щели и принимая во внимание, что щель узкая ( $d/2L \ll 1$ ,  $d/\lambda \ll 1$ ), получим интегродифференциальное уравнение относительно продольной составляющей магнитного тока  $J(s)$  ( $s$  – локальная координата вдоль линии щели)

$$\left( \frac{d^2}{ds^2} + k^2 \right) \int_{-L}^L J(s') \left[ G_s^e(s/s') + G_s^i(s/s') \right] ds' = -i\omega \left[ H_{0s}^e(s) + H_{0s}^i(s) \right], \tag{2}$$

в котором индекс "s" обозначает проекцию на ось щели.

Приближенное решение уравнения (2) найдем согласно методике, изложенной в [8, 9] для тонких проволочных антенн, вводя естественный малый параметр  $\alpha = 1/8 \ln(d/8L)$ , ( $|\alpha| \ll 1$ ), и используя краевые условия для тока  $J(\pm L) = 0$ :

$$J(s) = \bar{A}(-L) \cos ks + \bar{B}(-L) \sin ks + \alpha \int_{-L}^s \left\{ \frac{i\omega}{k} H_{0s}^\Sigma(s') + F_N[s', \bar{A}, \bar{B}] \right\} \sin k(s-s') ds', \tag{3}$$

$$\text{где } \bar{F}_N[s, \bar{A}, \bar{B}] = \left[ \bar{A}(L) \sin kL - \bar{B}(L) \cos kL \right] G_\Sigma(s/L) + \left[ \bar{A}(-L) \sin kL + \bar{B}(-L) \cos kL \right] G_\Sigma(s/-L) \tag{4}$$

– усредненное собственное поле щели;  $G_\Sigma(s/s') = G_s^e(s/s') + G_s^i(s/s')$ ;  $H_{0s}^\Sigma(s) = H_{0s}^e(s) + H_{0s}^i(s)$ ;  $\bar{A}(\pm L)$  и  $\bar{B}(\pm L)$  – аддитивные константы, однозначно связанные со способом возбуждения щели.

Принимая во внимание тот факт, что магнитный ток в продольной щели в волноводе имеет как симметричную ( $J^s(s) = J^s(-s)$ ), так и антисимметричную ( $J^a(s) = -J^a(-s)$ ) составляющие, из (3) получим общее асимптотическое выражение для тока при произвольном возбуждении щели и ее положении относительно стенок прямоугольного волновода

$$\left. \begin{aligned}
J(s) = J^s(s) + J^a(s) = \alpha \frac{i\omega}{k} & \left\{ \int_{-L}^s H_{0s}^\Sigma(s') \sin k(s-s') ds' - \right. \\
& \left. \frac{\sin k(L+s) \int_{-L}^L H_{0s}^{\Sigma s}(s') \sin k(L-s') ds' \quad \sin k(L+s) \int_{-L}^L H_{0s}^{\Sigma a}(s') \sin k(L-s') ds'}{\sin 2kL + \alpha N_s(kd, 2kL) \quad \sin 2kL + \alpha N_a(kd, 2kL)} \right\}.
\end{aligned} \right\} \tag{5}$$

В выражении (5)

$$N_s(kd, 2kL) = \int_{-L}^L [G_\Sigma(s/-L) + G_\Sigma(s/L)] \sin k(L-s) ds, \quad (6)$$

$$N_a(kd, 2kL) = \int_{-L}^L [G_\Sigma(s/-L) - G_\Sigma(s/L)] \sin k(L-s) ds.$$

Если щель излучает из прямоугольного волновода в полупространство, то функции собственного поля соответственно равны

$$N_s(kd, 2kL) = 2 \sin kL N_s(kd, kL) = 2 \sin kL [2P_s(kd, kL) + W_s(kd, kL)], \quad (7)$$

$$N_a(kd, 2kL) = 2 \cos kL N_a(kd, kL) = 2 \cos kL [2P_a(kd, kL) + W_a(kd, kL)],$$

где

$$P_s(kd, kL) \cong \cos kL \left( \ln \frac{16L}{d} - \frac{1}{2} \text{Cin} 4kL - i \frac{1}{2} \text{Si} 4kL \right) + \sin kL \left( \frac{1}{2} \text{Si} 4kL - i \frac{1}{2} \text{Cin} 4kL \right); \quad (8)$$

$$P_a(kd, kL) \cong \sin kL \left( \ln \frac{16L}{d} - \frac{1}{2} \text{Cin} 4kL - i \frac{1}{2} \text{Si} 4kL \right) - \cos kL \left( \frac{1}{2} \text{Si} 4kL - i \frac{1}{2} \text{Cin} 4kL \right);$$

$$W_s(kd, kL) = \frac{2\pi}{ab} \sum_{m,n} \frac{\varepsilon_m \varepsilon_n}{k_z (k_x^2 + k_y^2)} \cos k_x x_0 \cos k_x (x_0 + d/4) \times$$

$$\times \left[ k_z \cos kL (1 - e^{-2k_z L}) + k \sin kL (1 + e^{-2k_z L}) \right]; \quad (9)$$

$$W_a(kd, kL) = \frac{2\pi}{ab} \sum_{m,n} \frac{\varepsilon_m \varepsilon_n}{k_z (k_x^2 + k_y^2)} \cos k_x x_0 \cos k_x (x_0 + d/4) \times$$

$$\times \left[ k_z \sin kL (1 + e^{-2k_z L}) - k \cos kL (1 - e^{-2k_z L}) \right].$$

В выражениях (8) и (9)  $Si$  и  $Cin$  – интегральные синус и косинус;  $k_x = \frac{m\pi}{a}$ ;  $k_y = \frac{n\pi}{b}$ ;  $k_z = \sqrt{k_x^2 + k_y^2 - k^2}$ ;  $m, n$  – целые числа ( $m \neq n \neq 0$ );  $\varepsilon_m, \varepsilon_n$  – множители Неймана ( $\varepsilon_{m,n} = 1$  при  $m, n = 0$ ;  $\varepsilon_{m,n} = 2$  при  $m, n \neq 0$ ).

Когда щель является элементом связи двух прямоугольных волноводов (в общем случае с разными поперечными размерами), то функции собственного поля приобретают следующий вид:  $N_s = W_s^1 + W_s^2$ ,  $N_a = W_a^1 + W_a^2$ , где индексы "1" и "2" соответствуют связываемым волноводам.

Предположим далее, что сторонние источники во внешнем объеме отсутствуют, а в волноводе из области отрицательных значений  $z$  ( $z$  – координата вдоль оси волновода) распространяется волна основного типа  $H_{os}(s) = H_0 \cos \frac{\pi x_0}{a} e^{-\gamma s}$  ( $H_0$  – амплитуда волны,  $\gamma = \sqrt{k^2 - (\pi/a)^2}$ ). Тогда согласно (5) искомое выражение для тока приобретает вид

$$J(s) = \alpha H_0 \frac{i\omega \cos \frac{\pi x_0}{a}}{(\pi/a)^2} \left\{ e^{-\gamma s} - \frac{\cos ks \cos \gamma L}{\cos kL + \alpha N_s(kd, kL)} + i \frac{\sin ks \sin \gamma L}{\sin kL + \alpha N_a(kd, kL)} \right\}, \quad (10)$$

В этом случае коэффициенты отражения  $S_{11}$ , прохождения  $S_{12}$  и излучения  $|S_\Sigma|^2$  находятся из (1) и соответственно равны

$$S_{11} = -e^{2i\gamma z} \alpha \frac{4\pi \cos^2 \frac{\pi x_0}{a}}{iabk\gamma} \left\{ \frac{f_s(kL, \gamma L)}{\cos kL + \alpha N_s(kd, kL)} + \frac{f_a(kL, \gamma L)}{\sin kL + \alpha N_a(kd, kL)} - 2kL \frac{\sin 2\gamma L}{2\gamma L} \right\};$$

$$S_{12} = 1 - \alpha \frac{4\pi \cos^2 \frac{\pi x_0}{a}}{iabk\gamma} \left\{ \frac{f_s(kL, \gamma L)}{\cos kL + \alpha N_s(kd, kL)} - \frac{f_a(kL, \gamma L)}{\sin kL + \alpha N_a(kd, kL)} - 2kL \right\}; \quad (11)$$

$$|S_\Sigma|^2 = 1 - |S_{11}|^2 - |S_{12}|^2;$$

$$f_s(kL, \gamma L) = 2 \cos \gamma L \frac{\sin kL \cos \gamma L - (\gamma/k) \cos kL \sin \gamma L}{1 - (\gamma/k)^2};$$

где

$$f_a(kL, \gamma L) = 2 \sin \gamma L \frac{\cos kL \sin \gamma L - (\gamma/k) \sin kL \cos \gamma L}{1 - (\gamma/k)^2}.$$

Формулы (3-12) получены в предположении, что между связываемыми объемами расположена бесконечно тонкая стенка. Учет толщины последней можно произвести, вводя понятие эффективной ширины щели  $d_{эфф}$  [10], справедливое при  $(h/d) \geq 1$  и  $(h/\lambda) \ll 1$  ( $h$  – толщина стенки):

$$d_{эфф} = d \left[ \frac{8}{\pi e} \exp\left(-\frac{\pi h}{2d}\right) \right], \quad e = 2,718. \quad (13)$$

### Численные результаты и эксперимент

На рис. 1 приведены зависимости коэффициентов отражения и прохождения от электрической длины щели  $2L/\lambda$  в случае излучения в полупространство, рассчитанные по формулам (11) (метод усреднения (МУ)), методом моментов (ММ) [2] и методом Галеркина (МГ) [6] при следующих значениях параметров:  $a = 22,86$  мм;  $b = 10,16$  мм;  $d = 1,5875$  мм;  $\lambda = 32,0$  мм;  $x_0 = 7,43$  мм;  $h = 0,0$  мм. Как видно, совпадение кривых, рассчитанных численными методами и по аналитическим выражениям достаточно хорошее вплоть до третьего резонанса ( $2L/\lambda \cong 1,5$ ), что говорит об эффективности предложенного асимптотического решения.

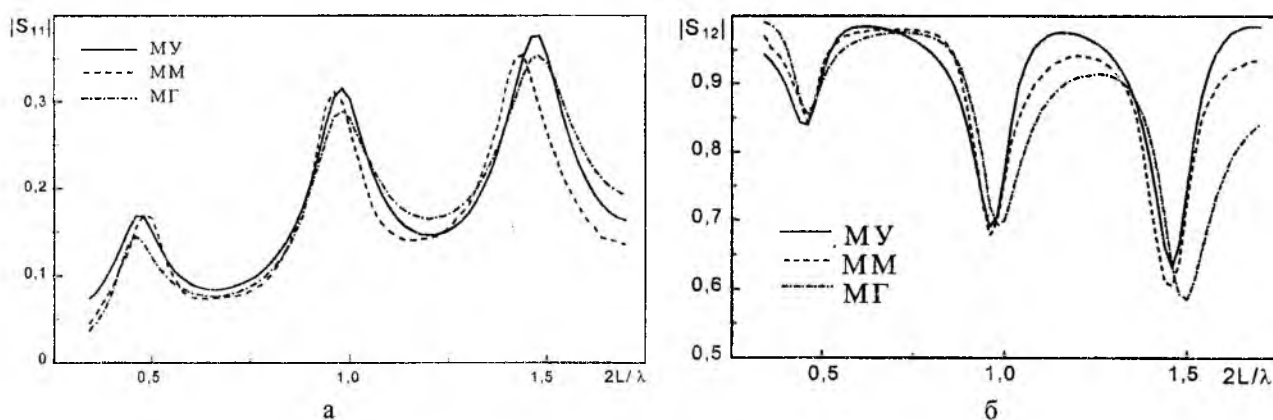


Рис. 1

Этот факт подтверждает также сравнение теоретических результатов с экспериментальными (обозначены точками на рис. 2), полученными авторами для  $a = 23,0$  мм;  $b = 10,0$  мм;  $d = 1,0$  мм;  $x_0 = 6,5$  мм;  $h = 1,0$  мм. Из рис. 2 следует, что помимо отличий характеристик щелей различной длины, резонирующих при неодинаковых  $2L/\lambda$ , существенный перепад значений  $|S_{11}|$  и  $|S_\Sigma|^2$  может наблюдаться и при одной длине ( $2L = 48$  мм) на разных резонансах ( $2L/\lambda \cong 1,5; 2,0$ ), что позволяет

значительно расширить диапазон применения длинных продольных щелей, например, при формировании требуемых диаграмм направленности щелевых антенн. Если же второй объем представляет собой такой же прямоугольный волновод, то электродинамические характеристики продольных щелей отличаются от случая излучения в полупространство, особенно в первом резонансе ( $2L/\lambda \cong 0,5$ ), что видно из кривых, приведенных на рис. 3 ( $a = 23,0$  мм;  $b = 10,0$  мм;  $d = a/15$ ;  $x_0 = a/6$ ;  $\lambda = 28,75$  мм;  $h = 2,0$  мм).

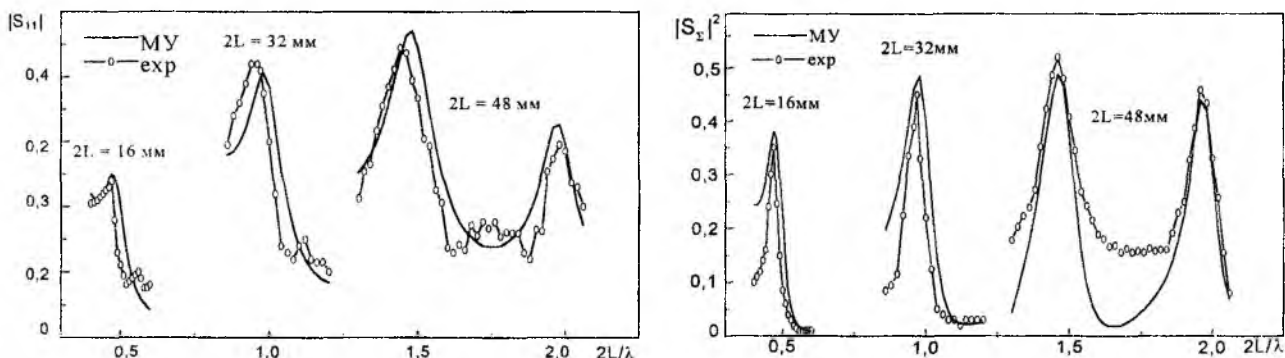


Рис. 2

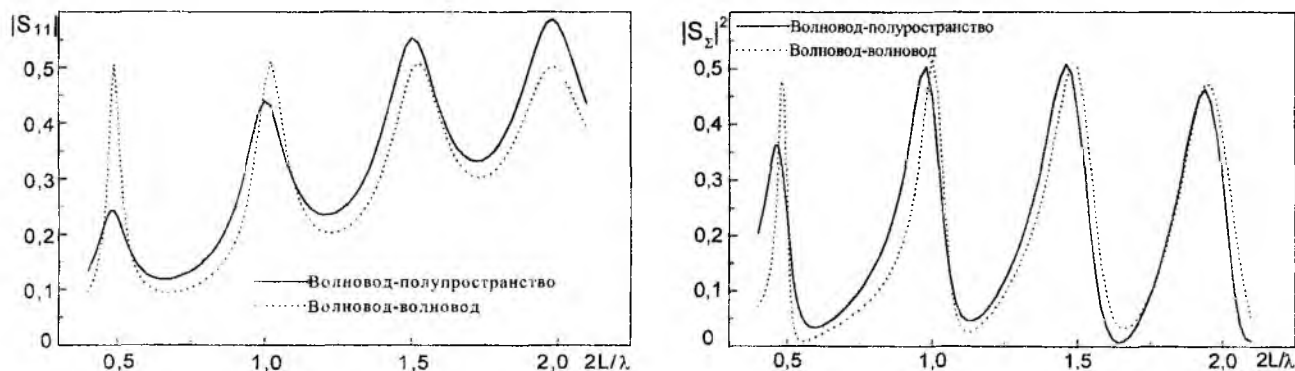


Рис. 3

В заключение отметим, что предложенное аналитическое решение интегрального уравнения для тока в продольных щелях не только с достаточной степенью точности справедливо для относительно длинных щелей ( $0,3 < 2L/\lambda \leq 2,1$ ), но может быть также распространено на щели в узких стенках волноводов, систему щелей, щели в стенках резонаторов и т.д. Очевидно, что с увеличением электрической длины щелей при решении уравнения (2) необходимо получать более высокие приближения.

**Список литературы:** 1. Das D.N., Sanyal G.S. Network parameters of a waveguide broad wall-slot radiator // Proc. IEE. 1970. V.117, P.41-44. 2. Khac T.V., Carson C.T. Impedance Properties of a Longitudinal Slot Antenna in the Broad Face of a Rectangular Waveguide // IEEE Trans. 1973. V.AP-21, № 9. P. 708-710. 3. Whetten F.L., Balanis C.A. Meandering Long Slot Leaky-Wave Waveguide Antennas // IEEE Trans. 1991. V.AP-39, № 11. P. 1553-1560. 4. Katrich V.A. On Calculation of Radiation Field from Complex – Shaped Slot in Rectangular Waveguide // Telecommunications and Radio Engineering. 1999. № 53(4-5). P. 83-87. 5. Жакин А.И., Катрич В.А., Мартыненко С.А. Об излучении узкой криволинейной щели в прямоугольном волноводе // Вісник Дніпропетровського університету. Фізика. Радіоелектроніка. 2000. Вип. 6. С. 89-99. 6. Лященко В.А., Булгаков А.А. Распределение поля и энергетические характеристики волноводно-щелевых излучателей. Харьков: ИРЭ АН УССР, 1975, 58с. 7. Хиженяк Н.А. Интегральные уравнения макроскопической электродинамики. Киев: Наук.думка, 1986. 280с. 8. Горобец Н.Н., Петленко В.А., Хиженяк Н.А. Метод усреднения в задачах электродинамики. Сб. научно-методических статей по прикладной электродинамике. М.: Высш. шк., 1983. С. 84-110. 9. Нестеренко М.В., Петленко В.А. Распределение тока и резонансные частоты тонких импедансных вибраторов в прямоугольном волноводе // Изв.вузов. Радиоэлектроника. 1988. Т.31, №2. С. 80-82. 10. ГарбХ.Л., Левинсон И.Б., Фридберг П.Ш. Учет толщины стенки в щелевых задачах электродинамики // Радиотехника и электроника. 1968. №12. С. 2152-2161.

Харьковский национальный университет  
им. В.Н. Каразина

Поступила в редколлегию 10.05.2001

## ХАРАКТЕРИСТИКИ ИЗЛУЧЕНИЯ УЗКОЙ ЩЕЛИ С ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИМ ЗАПОЛНЕНИЕМ, РАСПОЛОЖЕННОЙ НА ИДЕАЛЬНО ПРОВОДЯЩЕЙ СФЕРЕ

Одним из способов расширения функциональных возможностей щелевых антенных устройств на практике является частичное или полное заполнение полостей щелевых излучателей (или элементов связи) диэлектрическими структурами [1]. Такое заполнение может производиться с целью герметизации апертуры щели, изменения резонансных свойств излучателя, введения в полость щели активных управляющих элементов, которые играют роль коммутаторов либо регуляторов резонансной частоты щелевого элемента. В любом случае, в связи со сложностью и дороговизной экспериментальных разработок таких излучателей, важно уметь численно моделировать их электродинамические характеристики.

Задача существенно усложняется, если такие излучатели располагаются на подвижных объектах, корпус которых имеет резонансные размеры (т.е. его «электрические» размеры оказываются соизмеримыми с  $\lambda$  – рабочей длиной волны антенны во внешнем пространстве). В этом случае эффективный численный анализ характеристик щелевых излучателей можно реализовать, если корпус объекта или, по крайней мере, та его часть, на которой расположена антенна, могут быть с достаточным приближением аппроксимированы поверхностью правильной геометрической формы. Зачастую, в качестве такой аппроксимирующей поверхности используют идеально проводящую сферу [2].

Среди основных характеристик излучения щелевых антенн, обычно [3] выделяют: их диаграммы направленности (ДН) в дальней зоне и собственную проводимость. Достаточно полно (см. обзор в монографии [2]) ДН излучения исследованы для узких кольцевых щелей и в меньшей мере для щелей конечных размеров, расположенных на поверхности идеально проводящих сферических рассеивателей. Собственная проводимость щелевой сферической антенны (узкая кольцевая экваториальная щель при аксиально-симметричном возбуждении) рассмотрена в [4]. В более общем случае, когда сфера характеризуется распределенным поверхностным импедансом, собственная проводимость кольцевого щелевого излучателя исследована в работе [5]. Собственные и взаимные проводимости щелей на идеально проводящей сферической поверхности, имеющих конечные размеры, рассмотрены в [6]. Не приводя здесь сравнительного анализа различных подходов и методов, с помощью которых решались задачи возбуждения в перечисленных работах, следует отметить, что во всех известных случаях рассматривались исключительно «полые» щели, т.е. щелевые излучатели со свободными апертурами. Целью настоящего сообщения является получение аналитических выражений для полей излучения и собственной проводимости узкой щели конечной длины со слоистым диэлектрическим заполнением, расположенной на идеально проводящей резонансной сфере.

Введем сферическую систему координат (рис. 1), начало которой совмещено с геометрическим центром сферы радиуса  $R$ . Здесь радиус-вектор  $\vec{r}$  будет определять точку наблюдения с координатами  $(r, \theta, \varphi)$ , а радиус-вектор  $\vec{r}'$  – точку источника и ее координаты  $(r', \theta', \varphi')$ .

Пусть на сферической поверхности размещен щелевой излучатель длиной (по дуге)  $L$  и шириной  $d$ , продольная ось которого совмещена с параллелью, соответствующей значению угла  $\theta_0$ . При этом апертура щели будет определяться координатами, которые изменяются в интервалах  $\theta' \in [\theta_0 - d/(2R); \theta_0 + d/(2R)]$  и  $\varphi' \in [0, L/R]$ .

Пусть в полости щели помещена следующая диэлектрическая структура (см. рис. 1): в первой области длиной вдоль параллели  $l_1$  ( $\varphi' \in [0, l_1/R]$ ) размещается диэлектрик с параметрами  $\epsilon_1$  и  $\mu_1$  ( $\epsilon$  – диэлектрическая, а  $\mu$  – магнитная проницаемости вещества); во второй области длиной  $l_2$  ( $\varphi' \in [l_1/R, (l_1 + l_2)/R]$ ) размещается диэлектрик с па-

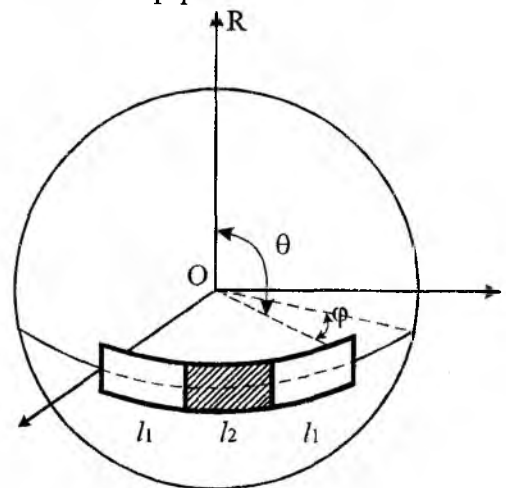


Рис. 1

параметрами  $\varepsilon_2$  и  $\mu_2$ ; третья область длиной  $l_1$  ( $\varphi' \in [(l_1 + l_2)/R, L/R]$ ) заполнена таким же веществом, как и первая. Таким образом, будем рассматривать наиболее интересное с практической точки зрения, симметричное относительно поперечной оси щели, трехслойное диэлектрическое заполнение ее апертуры. Здесь же отметим, что параметры диэлектриков полагаются действительными скалярами, так как рассматриваются среды не намагниченные и характеризующиеся отсутствием потерь.

Предполагая щель узкой ( $d \ll L$ ), считаем, что ее электрическое поле  $\vec{e}_{щ}$  имеет только меридиональную составляющую. Для его аппроксимации будем использовать распределение поперечной составляющей основной моды прямоугольного волновода, поперечное сечение которого совпадает с апертурой щелевого излучателя и характеризуется аналогичным диэлектрическим заполнением [1]. Тогда, согласно методики, изложенной в монографии [7], поле щели можно представить в следующем виде:

$$\vec{e}_{щ} = \frac{V}{d} \vec{\theta}^0 e(\varphi') \delta(r' - R), \quad (1)$$

где  $\vec{\theta}^0$  – единичный орт;  $\delta(r' - R)$  – дельта-функция Дирака;  $V$  – комплексная амплитуда, имеющая смысл напряжения между кромками щели в точке максимума кусочно-заданной базисной функции

$$e(\varphi') = \begin{cases} \sin h_1 \varphi', & \text{при } \varphi' \in [0, l_1/R]; \\ A \cos h_2 \varphi' + B \sin h_2 \varphi', & \text{при } \varphi' \in [l_1/R, (l_1 + l_2)/R]; \\ -C \sin h_1 (\varphi' - L/R), & \text{при } \varphi' \in [(l_1 + l_2)/R, L/R]. \end{cases} \quad (2)$$

В выражении (2) постоянные  $h_1$  и  $h_2$  определяются, согласно волновому уравнению, как  $h_1^2 = \omega^2 \cdot \varepsilon_1 \mu_1 - (k')^2$  и  $h_2^2 = \omega^2 \cdot \varepsilon_2 \mu_2 - (k')^2$ , где  $\omega$  – круговая частота;  $k'$  – постоянная распространения моды вглубь диэлектрической структуры (вдоль воображаемого прямоугольного волновода). Величина  $k'$  определяется из трансцендентного уравнения, аналогичного (с точностью до обозначений) приведенному в работе [7, стр. 53].

Как видно из (2), базисная кусочно-заданная функция  $e(\varphi')$  непосредственно удовлетворяет граничным условиям равенства нулю электрического поля щели на ее концах ( $\varphi' = 0$  и  $\varphi' = L/R$ ). Неизвестные константы  $A, B$  и  $C$  определяются из требований выполнения граничных условий для полей между слоями диэлектрической структуры [7]. В нашем случае они будут выражены следующим образом:

$$\begin{aligned} A = CD_1; \quad B = CD_2; \quad C &= \frac{\sin(h_1 l_1/R)}{D_1 \cos(h_2 l_1/R) + D_2 \sin(h_2 l_1/R)}; \\ D_1 &= \frac{\mu_2}{\mu_3} \left[ \sin \frac{h_1 l_1}{R} \cos \frac{h_2 (l_1 + l_2)}{R} + \frac{h_3}{h_2} \cos \frac{h_1 l_1}{R} \sin \frac{h_2 (l_1 + l_2)}{R} \right]; \\ D_2 &= \frac{\mu_2}{\mu_3} \left[ \sin \frac{h_1 l_1}{R} \sin \frac{h_2 (l_1 + l_2)}{R} - \frac{h_3}{h_2} \cos \frac{h_1 l_1}{R} \cos \frac{h_2 (l_1 + l_2)}{R} \right]. \end{aligned} \quad (3)$$

Тогда, определив магнитный ток на щелевом излучателе из соотношения

$$\vec{J}_{щ}^M = -[\vec{n}, \vec{e}_{щ}], \quad (4)$$

где  $\vec{n}$  – единичный вектор внешней нормали к поверхности щели, и используя соответствующие компоненты тензорной магнитной функции Грина для области вне сферы из работы [8], по известным формулам [3] находим составляющие магнитного вектора Герца  $\vec{P}^M(\vec{r})$ :

$$\Pi_{\theta}^M(\vec{r}) = -\frac{V}{i\omega\mu\pi d} \sum_{n=0}^{\infty} \sum_{m=0}^n \frac{U_n(r)}{n(n+1)} \cdot \frac{d\Phi_m(\varphi)}{d\varphi} \left\{ \frac{d\overline{P}_n^m(\cos\theta)}{d\theta} \cdot S_{nm} + \frac{\overline{P}_n^m(\cos\theta)}{\sin\theta} \cdot F_{nm} \right\}; \quad (5)$$

$$\Pi_{\theta}^M(\vec{r}) = \frac{V}{i\omega\mu\pi d} \sum_{n=0}^{\infty} \sum_{m=0}^n \frac{(2-\delta_{0m})U_n(r)}{n(n+1)} \Phi_m(\varphi) \left\{ m^2 \frac{\overline{P}_n^m(\cos\theta)}{\sin\theta} \cdot S_{nm} + \frac{d\overline{P}_n^m(\cos\theta)}{d\theta} \cdot F_{nm} \right\},$$

где  $\Phi_m(\varphi) = -\frac{2\cos m\left(\frac{l}{2R} - \varphi\right)}{m^2 - h_1^2} \left\{ m \sin \frac{h_1 l_1}{R} \sin \frac{ml_2}{R} + h_1 \left[ \cos \frac{mL}{2R} - \cos \frac{h_1 l_1}{R} \cos \frac{ml_2}{2R} \right] \right\} +$

$$+ \frac{\sin \frac{l_2(m+h_2)}{2R}}{m+h_2} \left[ A \cos \left( \frac{L(m+h_2)}{2R} - m\varphi \right) + B \sin \left( \frac{L(m+h_2)}{2R} - m\varphi \right) \right] +$$

$$+ \frac{\sin \frac{l_2(m-h_2)}{2R}}{m-h_2} \left[ A \cos \left( \frac{L(m-h_2)}{2R} - m\varphi \right) - B \sin \left( \frac{L(m-h_2)}{2R} - m\varphi \right) \right];$$

$$U_n(r) = R \cdot h_n^{(2)}(kr) / \left( kR \cdot h_{n-1}^{(2)}(kR) - n \cdot h_n^{(2)}(kR) \right); S_{nm} = \int_{\theta_0-d/2R}^{\theta_0+d/2R} \overline{P}_n^m(\cos\theta) d\theta;$$

$$F_{nm} = \int_{\theta_0-d/2R}^{\theta_0+d/2R} \sin\theta \cdot \frac{d\overline{P}_n^m(\cos\theta)}{d\theta} d\theta \approx \sin\theta_0 \left[ \overline{P}_n^m \left( \cos \left( \theta_0 + \frac{d}{2R} \right) \right) - \overline{P}_n^m \left( \cos \left( \theta_0 - \frac{d}{2R} \right) \right) \right].$$

Здесь  $h_n^{(2)}(kR) = \sqrt{\frac{\pi}{2kR}} H_{n+1/2}^{(2)}(kR)$ , где  $H_{n+}^{(2)}(kR)$  – функция Ханкеля второго рода с

полуцелым индексом;  $\overline{P}_n^m(\cos\theta) = \sqrt{\frac{(2n+1)(n-m)!}{2(n+m)!}} \cdot P_n^m(\cos\theta)$  – нормированные присоединенные функции Лежандра первого рода;  $k = 2\pi/\lambda$  – волновое число;  $\delta_{0m}$  – символ Кронекера;  $(\epsilon, \mu)$  – параметры среды вне сферического рассеивателя.

Используя выражения (5) можно определить электромагнитные поля излучения щелевой антенны рассматриваемой геометрии в любой точке пространства вне сферы. В качестве примера запишем выражения для составляющих магнитного поля излучения щели в дальней зоне. В сферической системе координат:

$$H_{\varphi}(\vec{r}) = \frac{1}{r^2 \sin^2 \theta} \cdot \frac{\partial}{\partial \varphi} \left[ \frac{\partial(\sin\theta \Pi_{\theta}^M(\vec{r}))}{\partial \theta} + \frac{\partial \Pi_{\varphi}^M(\vec{r})}{\partial \varphi} \right] + k^2 \Pi_{\varphi}^M(\vec{r}); \quad (6)$$

$$H_{\theta}(\vec{r}) = \frac{1}{r^2 \sin \theta} \cdot \frac{\partial}{\partial \theta} \left[ \frac{\partial(\sin\theta \Pi_{\theta}^M(\vec{r}))}{\partial \theta} + \frac{\partial \Pi_{\varphi}^M(\vec{r})}{\partial \varphi} \right] + k^2 \Pi_{\theta}^M(\vec{r}).$$

Как видно из (6), с точностью до слагаемых  $\sim 1/r^2$  в дальней зоне:

$$H_{\varphi}(\theta, \varphi) \approx k^2 \Pi_{\varphi}^M(\theta, \varphi); H_{\theta}(\theta, \varphi) \approx k^2 \Pi_{\theta}^M(\theta, \varphi) \quad (7)$$

где для  $\prod_{\varphi}^M(\theta, \varphi)$  и  $\prod_{\theta}^M(\theta, \varphi)$  в функциональной коэффициенте  $U_n(r)$  из (5) полагаются приближенно равными  $h_n^{(2)}(kr) \approx h_0^{(2)}(kr) \cdot (j)^{n+1/2}$  при  $|kr| \gg n$  и  $kr \rightarrow \infty$ .

Определив на основании выражений (5) и (6) составляющую магнитного поля  $H_{\varphi}(\vec{r})$ , находим в соответствии с [3] собственную проводимость  $Y$  щелевого излучателя в виде:

$$Y = - \int_0^{L/R} \int_{\theta_0 - d/2R}^{\theta_0 + d/2R} e(\varphi) \cdot H_{\varphi}(R, \theta, \varphi) \cdot R^2 \sin \theta d\theta d\varphi, \quad (8)$$

где  $e(\varphi)$  – пробная функция, в нашем случае (с учетом предложений относительно параметров диэлектрической структуры) аналогичная базисной кусочно-заданной функции (2). Выражение для проводимости представим в явном виде:

$$Y = \frac{R}{i\omega\mu\pi d^2} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n(n+1)} \frac{1}{kR \cdot h_{n-1}^{(2)}(kR) / h_n^{(2)}(kR) - n} \times \\ \times \left\{ \frac{k^2 R^2}{2} \left[ \frac{1+C}{h_1} \left( 1 - \cos \frac{h_1 l_1}{R} \right) + \frac{2}{h_2} \sin \frac{h_2 l_2}{2R} \left( A \cos \frac{h_2 L}{2R} + B \sin \frac{h_2 L}{2R} \right) \right]^2 \cdot F_{n0}^2 + \right. \\ \left. + \sum_{m=1}^n T_m \left[ m^2 (k^2 R^2 - (n+1)n) S_{nm}^2 + k^2 R^2 F_{nm}^2 \right] \right\}, \quad (9)$$

где

$$T_m = \frac{1+C^2}{(m^2 - h_1^2)^2} \left[ \left( m \sin \frac{h_1 l_1}{R} - h_1 \sin \frac{ml_1}{R} \right)^2 + h_1^2 \left( \cos \frac{h_1 l_1}{R} - \cos \frac{ml_1}{R} \right)^2 \right] + \\ + \frac{2C}{(m^2 - h_1^2)^2} \left[ h_1^2 \cos \frac{mL}{R} + 2mh_1 \sin \frac{h_1 l_1}{R} \left( \sin \frac{m(l_1 + l_2)}{R} - \sin \frac{ml_2}{R} \cos \frac{h_1 l_1}{R} \right) + \right. \\ \left. + h_1^2 \cos \frac{h_1 l_1}{R} \left( \cos \frac{ml_2}{R} \cos \frac{h_1 l_1}{R} - 2 \cos \frac{m(l_1 + l_2)}{R} \right) - \left( m \cdot \sin \frac{h_1 l_1}{R} \right)^2 \cos \frac{ml_2}{R} \right] - \\ - \frac{2}{(m^2 - h_1^2)(m^2 - h_2^2)} \left[ \left( 1 - 2 \cos \frac{ml_2}{R} + C^2 \right) \cdot \left( m \cdot \sin \frac{h_1 l_1}{R} \right)^2 + \left( 1 + 2 \cos \frac{ml_2}{R} + C^2 \right) \times \right. \\ \times \left( h_1 \cos \frac{h_1 l_1}{R} \right)^2 - 2mC \cdot h_1 \sin \frac{ml_2}{R} \sin \frac{2h_1 l_1}{R} - h_1^2 \cos \frac{h_1 l_1}{R} \left[ \left( 1 + C^2 \right) \cos \frac{ml_1}{R} + \right. \\ \left. + 2C \cos \frac{m(l_1 + l_2)}{R} \right] - mh_1 \sin \frac{h_1 l_1}{R} \left[ \left( 1 + C^2 \right) \sin \frac{ml_1}{R} - 2C \sin \frac{m(l_1 + l_2)}{R} \right] \Big] + \\ + (A^2 + B^2) \left[ \left( \frac{\sin \frac{l_2(m+h_2)}{2R}}{m+h_2} \right)^2 + \left( \frac{\sin \frac{l_2(m-h_2)}{2R}}{m-h_2} \right)^2 \right] +$$

$$+ \left( 2AB \sin \frac{h_2 L}{R} + (A^2 + B^2) \cos \frac{h_2 L}{R} \right) \frac{\cos \frac{h_2 l_2}{R} - \cos \frac{ml_2}{R}}{m^2 - h_2^2}.$$

При выводе выражения (9) были использованы соотношения (3), которые позволили существенным образом сократить «объем» представления собственной проводимости щелевого излучателя. Не трудно удостовериться, что в частном случае полой щели, когда  $A = B = 0$ ;  $C = 1$ ;  $h_1 = \pi R/L$ ;  $l_2 = 0$  и  $l_1 = L/2$  выражение (9) совпадает с выражением для проводимости, полученным в работе [6].

Следует отметить, что ряды в выражениях (5) и (9) являются рядами Дебаевского типа и при достаточно больших значениях  $KR > 18$  характеризуется медленной сходимостью. Это приводит к необходимости их модификаций для таких значений  $kR$ , например, с помощью преобразования Ватсона. Однако, для сферических рассеивателей резонансных размеров ( $1 \leq kR \leq 12$ ), как показывают результаты расчетов работы [6], возможно непосредственное использование выражений типа (5) и (9) при учете в суммировании  $n = 1 \dots 30$ .

Таким образом, полученные в работе аналитические выражения для основных характеристик излучения узкой конечной щели со слоистым диэлектрическим заполнением, расположенной на идеально проводящей сфере, позволяют значительно расширить возможности математического моделирования антенн такого типа, используемых на подвижных объектах.

**Список литературы:** 1. Яцук Л.П., Катрич В.А. Щелевые элементы связи с частичным диэлектрическим заполнением // Изв. вузов. Радиоэлектроника. 1979. Т. 22. № 2. С. 60 – 65. 2. Резников Г.Б. Антенны летательных аппаратов. М. Сов. радио, 1967. 416 с. 3. Чаплин А.Ф. Анализ и синтез антенных решеток. Львов: Вища шк. Изд-во при Львов. ун-те, 1987. – 180 с. 4. Рамо С., Уиннери Д. Поля и волны в современной радиотехнике. М.: Ленинград: Гостехиздат, 1948. 631 с. 5. Пенкин Ю.М. Исследование проводимости импедансной сферической щелевой антенны // Радиопизика и радиоастрономия. 1998. Т. 3. № 3. С. 341 – 347. 6. Пенкин Ю.М., Климович Р.И. Собственные и взаимные проводимости щелевых излучателей на идеально проводящей сфере // Радиотехника. Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2000. Вып. 115. С. 75 – 80. 7. Левин Л. Теория волноводов. Методы решения волноводных задач: Пер. с англ. / Под. ред. В.И. Вольмана. М.: Радио и связь, 1981. 321 с. 8. Пенкин Ю.М., Яцук Л.П. Тензор Грина векторного уравнения Гельмгольца для простых электродинамических объемов со сферическими границами // Радиотехника. Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 1991. Вып. 94. С. 83-91.

Национальная фармацевтическая академия Украины, г. Харьков

Поступила в редколлегию 9.02. 2001

## СИНГУЛЯРНЫЕ ИНТЕГРАЛЬНЫЕ УРАВНЕНИЯ В ЗАДАЧЕ ДИФРАКЦИИ ВОЛН НА РЕШЕТКЕ ИЗ НЕИДЕАЛЬНО ПРОВОДЯЩИХ ПЛОСКИХ НЕРЕГУЛЯРНЫХ ЛЕНТ

Дифракционные решетки нашли широкое применение в различных областях физики и техники. Исследованию задач дифракции на одномерных идеально проводящих плоских ленточных решетках посвящено большое число работ [1-4]. В этих работах решение электродинамических задач сводилось к решению первой и второй краевых задач. Учет конечной (неидеальной) проводимости лент усложняет соответствующие краевые задачи, но позволяет изучить, например, поглощение при рассеянии электромагнитных волн на одномерных решетках из резистивных лент [5]. Введение импедансных краевых условий на лентах решетки приводит к решению третьей и четвертой краевых задач математической физики [6]. Численно-аналитический метод решения третьей и четвертой краевых задач для одномерной ленточной решетки предложен в [6]. Целью настоящей работы является развитие подхода, основанного на применении интегрального преобразования Конторовича-Лебедева и сингулярных интегральных уравнений [7] для решения задачи дифракции волн на трехмерных решетках из нерегулярных лент, на которых заданы третьи и четвертые краевые условия.

### 1. Постановка задачи. Третье краевое условие на лентах

Рассмотрим скалярную задачу дифракции волн на периодической решетке из  $N$  бесконечно тонких неограниченных неидеально проводящих плоских нерегулярных (угловых) лент, имеющих общую вершину. Решетка расположена в плоскости  $z = 0$  декартовой системы координат; ее период  $l = 2\pi/N$ , ширина лент  $\alpha$ , ширина щели  $d = l - \alpha$  – величины двугранных углов, которые образованы плоскостями, проходящими через ось  $OZ$  и ребра соседних лент (рис.). Введем сферическую систему координат  $r, \vartheta, \varphi$  с началом в вершине лент (плоскость решетки определяется уравнением  $\vartheta = \pi/2$ ). Источник сферических волн расположен в точке  $B(\vec{r}_0)$ ,  $\vec{r}_0 = (r_0, \vartheta_0, \varphi_0)$ , поле которого меняется по гармоническому закону. Требуется найти потенциал  $u(\vec{r})$ ,  $\vec{r} = (r, \vartheta, \varphi)$ , соответствующий полному полю и удовлетворяющий

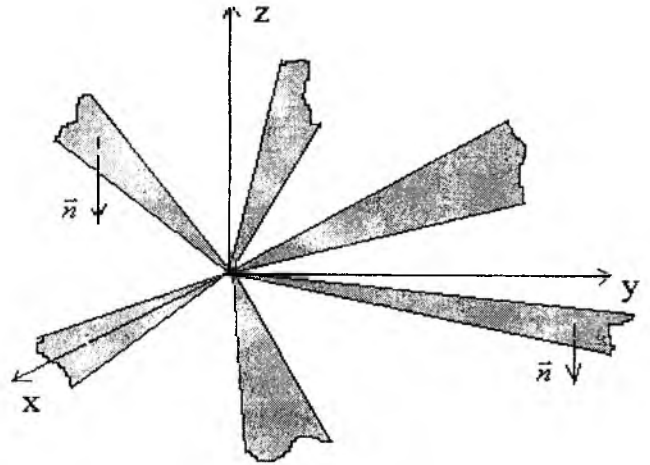


Рис.

1) уравнению Гельмгольца всюду вне лент и источника  $\Delta u - q^2 u = 0$ ,  $q > 0$ ;

2) краевому условию на лентах решетки  $\Sigma$

$$\left( \xi u + \zeta \frac{\partial u}{\partial n} \right) \Big|_{\Sigma} = 0, \xi(r, \varphi) \cdot \zeta(r, \varphi) \neq 0; \quad (1)$$

3) условию ограниченности энергии  $\int_D (|u|^2 + |\nabla u|^2) dV < \infty$ ;

4) принципу предельного поглощения.

Выполнимость условий 2-4 обеспечивает единственность решения поставленной задачи. Учитывая, что  $\vec{n} = \vec{e}_\vartheta$ , краевое условие (1) записывается в виде

$$\left( \xi u + \zeta \frac{1}{r} \frac{\partial u}{\partial \vartheta} \right) \Big|_{\Sigma} = 0, \quad (2)$$

$$\Sigma = \{ (r, \vartheta, \varphi) \in R^3 : r \in [0, +\infty), \vartheta = \pi/2, \varphi \in L \},$$

$$L = \bigcup_{s=1}^N L_s, L_s = ((s-1)l + d/2, sl - d/2), CL = [0, 2\pi] \setminus L.$$

Предположим, что один из нижеуказанных случаев имеет место:

$$1. \bar{\xi} = \frac{1}{r}\xi, \xi = const, \bar{\zeta} = \zeta, \zeta = const;$$

$$2. \bar{\zeta} = \zeta \cdot r, \zeta = const, \bar{\xi} = \xi, \xi = const.$$

Тогда условие (2) принимает вид

$$\left( \xi \cdot u + \zeta \cdot \frac{\partial u}{\partial \vartheta} \right)_{\Sigma} = 0, \quad (3)$$

где  $\xi, \zeta$  – постоянные величины. В дальнейшем будем использовать краевое условие (3). Искомый потенциал  $u$  представим в виде

$$u = u_0 + u_1, \quad (4)$$

где  $u_0 = \exp(-qr)/4\pi\epsilon_0|\bar{r} - \bar{r}_0|$  соответствует полю источника (первичное поле), а потенциал  $u_1$  обусловлен наличием решетки и соответствует вторичному полю. Для решения задачи используем пару интегральных преобразований Конторовича-Лебедева относительно радиальной координаты

$$\bar{g}(\tau) = \int_0^{+\infty} g(r) \frac{K_{i\tau}(qr)}{\sqrt{r}} dr, \quad (5)$$

$$g(r) = \frac{2}{\pi^2} \int_0^{+\infty} \text{tsh}\pi\tau \bar{g}(\tau) \frac{K_{i\tau}(qr)}{\sqrt{r}} d\tau, \quad (6)$$

где  $K_{i\tau}(z)$  – функция Макдональда. Учитывая представление

$$u_0 = \frac{2}{\pi^2} \int_0^{+\infty} \text{tsh}\pi\tau \sum_{m=-\infty}^{+\infty} a_{m\tau} U_{m\tau}^{(0)} \cdot e^{im\varphi} \cdot \frac{K_{i\tau}(qr)}{\sqrt{r}} d\tau, \quad (7)$$

$$U_{m\tau}^{(0)}(\vartheta, \vartheta_0, m, \tau) = \begin{cases} P_{-1/2+i\tau}^m(\cos \vartheta) P_{-1/2+i\tau}^m(-\cos \vartheta_0), & \vartheta < \vartheta_0, \\ P_{-1/2+i\tau}^m(-\cos \vartheta) P_{-1/2+i\tau}^m(\cos \vartheta_0), & \vartheta_0 < \vartheta, \end{cases}$$

$$a_{m\tau} = \frac{1}{4r_0} e^{-im\varphi_0} (-1)^m \cdot \frac{K_{i\tau}(qr_0)}{\sqrt{r_0}} \cdot \frac{1}{ch\pi\tau} \cdot \frac{\Gamma(\frac{1}{2} - m + i\tau)}{\Gamma(\frac{1}{2} + m + i\tau)},$$

где  $\Gamma(z)$  – гамма-функция,  $P_{-1/2+i\tau}^m(\cos \vartheta)$  – присоединенная функция Лежандра первого рода, потенциал  $u_1$  ищем в виде интеграла Конторовича-Лебедева (5-7)

$$u_1 = \frac{2}{\pi^2} \int_0^{+\infty} \text{tsh}\pi\tau \sum_{m=-\infty}^{+\infty} b_{m\tau} U_{m\tau}^{(1)} \cdot \frac{K_{i\tau}(qr)}{\sqrt{r}} d\tau, \quad (8)$$

$$b_{m\tau} = -a_{m\tau} P_{-1/2+i\tau}^m(\cos \vartheta_0), \vartheta_0 < \pi/2,$$

$$U_{m\tau}^{(1)} = \begin{cases} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} x_{m,n+m_0}(\tau) \frac{P_{-1/2+i\tau}^{m+nN}(\cos \vartheta)}{\frac{d}{d\vartheta} P_{-1/2+i\tau}^{m+nN}(\cos \vartheta) \Big|_{\vartheta=\pi/2}} \cdot e^{i(nN+m)\varphi}, & 0 < \vartheta < \pi/2, \\ \sum_{n=-\infty}^{+\infty} y_{m,n+m_0}(\tau) \frac{P_{-1/2+i\tau}^{m+nN}(-\cos \vartheta)}{\frac{d}{d\vartheta} P_{-1/2+i\tau}^{m+nN}(-\cos \vartheta) \Big|_{\vartheta=\pi/2}} \cdot e^{i(nN+m)\varphi}, & \pi/2 < \vartheta < \pi. \end{cases}$$

## 2. Функциональные соотношения. Сингулярное интегральное уравнение

Для определения неизвестных коэффициентов  $x_{m,n+m_0}$  и  $y_{m,n+m_0}$  воспользуемся краевым условием (3)

$$\left[ \xi \cdot u_1 + \zeta \cdot \frac{\partial u_1}{\partial \vartheta} \right]_{\vartheta=\pi/2+0} = \left[ \xi \cdot u_1 + \zeta \cdot \frac{\partial u_1}{\partial \vartheta} \right]_{\vartheta=\pi/2-0} = - \left[ \xi \cdot u_0 + \zeta \cdot \frac{\partial u_0}{\partial \vartheta} \right]_{\vartheta=\pi/2} = g(\varphi), \varphi \in L \quad (9)$$

и условием сопряжения в щелях

$$\frac{\partial u_1}{\partial \vartheta} \Big|_{\vartheta=\frac{\pi}{2}-0} = \frac{\partial u_1}{\partial \vartheta} \Big|_{\vartheta=\frac{\pi}{2}+0}, \quad \varphi \in CL. \quad (10)$$

Применяя к условиям (9), (10) преобразование Конторовича-Лебедева (5), (6) и учитывая представление (8), приходим к системе уравнений (в силу периодичности решетки эти уравнения рассматриваются на периоде) относительно искоемых коэффициентов

$$\xi^2 \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \frac{1}{N(n+\nu)} \cdot \frac{|n|}{n} (1-\varepsilon^{(1)}_n) z_n e^{in\psi} - \zeta^2 \sum_{n=-\infty}^{+\infty} N(n+\nu) \cdot \frac{|n|}{n} (1-\varepsilon^{(2)}_n) z_n e^{in\psi} = \xi \cdot \widehat{g}(\psi), \quad (11)$$

$$|\psi| < \pi\alpha/l$$

$$\sum_{n=-\infty}^{+\infty} z_n \cdot e^{in\psi} = 0, \quad \pi\alpha/l < |\psi| \leq \pi, \quad (12)$$

где  $\frac{m}{N} = m_0 + \nu$ ,  $m_0$  – ближайшее целое число к  $\frac{m}{N}$ ,  $-1/2 \leq \nu < 1/2$ ;

$$\frac{1}{N(n+\nu)} \cdot \frac{|n|}{n} (1-\varepsilon^{(1)}_n) = - \frac{P_{-1/2+i\tau}^{m+nN}(0)}{\frac{d}{d\vartheta} P_{-1/2+i\tau}^{m+nN}(\cos \vartheta) \Big|_{\vartheta=\frac{\pi}{2}}} = |(m_0 + n) \rightarrow n| =$$

$$= \frac{1}{\pi} \cdot (-1)^{N(n+\nu)+1} \operatorname{ch} \pi \tau \frac{\Gamma(\frac{1}{2} + i\tau + N(n+\nu))}{\Gamma(\frac{1}{2} + i\tau - N(n+\nu))} \cdot \frac{1}{\left[ \frac{d}{d\vartheta} P_{-1/2+i\tau}^{N(n+\nu)}(\cos \vartheta) \Big|_{\vartheta=\frac{\pi}{2}} \right]^2}; \quad (13)$$

$$1 - \varepsilon_n^{(2)} = \frac{1}{1 - \varepsilon_n^{(1)}}, \quad z_n = (-1)^n \cdot (y_{m,n} - x_{m,n}); \quad \psi = N\varphi - \frac{|\varphi|}{\varphi} \pi;$$

$\widehat{g}$  – трансформанта (5) функции  $g$  (9).

Для  $\varepsilon_n^{(j)}$  имеет место оценка

$$\varepsilon_n^{(j)} = O\left(\frac{1}{N^2(n+\nu)^2}\right), \quad N(n+\nu) \gg 1, \quad j=1,2.$$

Умножим обе части (12) на  $e^{in\psi}$  и проинтегрируем по  $\psi$  с добавлением дополнительного условия при  $\psi = \pi$ :

$$\sum_{n=-\infty}^{+\infty} i(n+\nu) z_n \cdot e^{i(n+\nu)\psi} = 0, \quad \pi\alpha/l < |\psi| \leq \pi, \quad (14)$$

$$\sum_{n=-\infty}^{+\infty} (-1)^n \cdot z_n = 0, \quad (\psi = \pi). \quad (15)$$

Введем в рассмотрение функцию

$$F(\psi) = i \sum_{n=-\infty}^{+\infty} N(n+\nu) z_n e^{i(n+\nu)\psi}, \quad \psi \in [-\pi, \pi]. \quad (16)$$

Поскольку представление (16) является разложением функции  $-i \cdot e^{-i\nu\psi} F(\psi)$  в ряд Фурье, то

$$z_n = \frac{1}{2\pi Ni(n+\nu)} \int_{-\pi}^{\pi} F(\psi) e^{-i\nu\psi} \cdot e^{-in\psi} d\psi, \quad n+\nu \neq 0. \quad (17)$$

Для  $n + \nu = 0$ , а это возможно при  $n = 0$  и  $\nu = 0$ ,  $z_0$  находится из (15). В соответствии с (14)

$$F(\psi) = 0, \quad \alpha\pi/l < |\psi| \leq \pi$$

и тогда из (17)

$$z_n = \frac{1}{2\pi Ni(n+\nu)} \int_S F(\psi) \cdot e^{-i\nu\psi} \cdot e^{-in\psi} d\psi, \quad S: |\psi| < \delta, \quad \delta = \alpha\pi/l. \quad (18)$$

Принимая во внимание, что  $\frac{\pi}{\sin \pi\nu} e^{-i\nu\beta} = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \frac{(-1)^n}{n+\nu} e^{in\beta}$ , из (15) и (18) имеем

$$z_0 = - \sum_{n \neq 0} (-1)^n z_n = - \frac{1}{2\pi i} \int_S F(\beta) e^{-i\nu\beta} \left( \sum_{n \neq 0} (-1)^n \frac{e^{-in\beta}}{N(n+\nu)} \right) d\beta = - \frac{1}{2\pi i N} \int_S F(\beta) \left( \frac{\pi}{\sin \pi\nu} - \frac{1}{\nu} e^{-i\nu\beta} \right) d\beta$$

Получим сингулярное интегральное уравнение (СИУ) для определения неизвестной функции  $F(\psi)$  из уравнения (11) подстановкой в него представлений для  $z_n$  (18), (19):

$$\frac{1}{\pi} \zeta^2 \int_S \frac{F(\beta) e^{-i\nu\beta}}{\beta - \psi} d\beta + \frac{1}{\pi} \int_S \bar{K}_{m\tau}(\beta - \psi) F(\beta) e^{-i\nu\beta} d\beta = \xi \cdot \bar{g}(\psi), \quad \psi \in S, \quad (20)$$

где

$$\begin{aligned} \bar{K}_{m\tau}(\theta) = & \zeta^2 \cdot \left( \frac{1}{2} \operatorname{ctg} \frac{\theta}{2} - \frac{1}{\theta} \right) + \frac{1}{2iN} \left( \zeta^2 \cdot A_\tau^\nu - \zeta^2 \cdot \frac{1}{A_\tau^\nu} \right) \cdot \left( \frac{1}{\nu} - \frac{\pi}{\sin \pi\nu} e^{i\nu\theta} \right) + \\ & + \frac{1}{2i} \zeta^2 \cdot \left[ \sum_{n \neq 0} \frac{1}{N^2(n+\nu)^2} \cdot \frac{|n|}{n} \cdot e^{-in\theta} - \sum_{n \neq 0} \frac{1}{N^2(n+\nu)^2} \cdot \frac{|n|}{n} \cdot \varepsilon_n^{(1)} \cdot e^{-in\theta} \right] + \frac{1}{2i} \zeta^2 \cdot \sum_{n \neq 0} \frac{|n|}{n} \cdot \varepsilon_n^{(2)} \cdot e^{-in\theta}, \\ & A_\tau^\nu = \frac{1}{N(n+\nu)} \cdot \frac{|n|}{n} \cdot (1 - \varepsilon_n) \Big|_{n=0}. \end{aligned}$$

Полученное СИУ (20) с ядром Коши и гладкой функцией  $\bar{K}_{m\tau}(\theta)$  может быть численно решено путем дискретизации и использования гауссовых квадратур.

### 3. Четвертое краевое условие на лентах

Рассмотрим задачу дифракции волн на периодической решетке из лент, на которых задано четвертое краевое условие. Искомый потенциал  $w(\vec{r})$  удовлетворяет уравнению Гельмгольца всюду вне лент и источника, краевому условию

$$\left( \zeta_1 \frac{\partial w}{\partial n} + \zeta_2 \frac{\partial w}{\partial \zeta} \right)_{\Sigma} = 0, \quad \zeta_1 \cdot \zeta_2 \neq 0, \quad (21)$$

условию ограниченности энергии и принципу предельного поглощения. В условии (22)  $\frac{\partial w}{\partial n}$  и

$\frac{\partial w}{\partial \zeta}$  — нормальная и тангенциальная производные соответственно,

$$\zeta_1 = \zeta_1(r, \varphi), \quad \zeta_2 = \zeta_2(r, \varphi), \quad \vec{n} = \vec{e}_g, \quad \vec{\zeta} = \nu_r \vec{e}_r + \mu_\varphi \vec{e}_\varphi. \quad (22)$$

Учитывая (22), запишем (21) в виде

$$\left( \zeta_2 r \nu_r \frac{\partial w}{\partial r} + \zeta_1 \frac{\partial w}{\partial g} + \zeta_2 \mu_\varphi \frac{\partial w}{\partial \varphi} \right)_{\Sigma} = 0. \quad (23)$$

Полагая  $\nu_r = 0$  из (23) получаем

$$\left( \zeta_1 \frac{\partial w}{\partial \vartheta} + \zeta_2 \mu_\varphi \frac{\partial w}{\partial \varphi} \right) \Big|_{\Sigma} = 0. \quad (24)$$

Для условия (24) возможны случаи:

1.  $\zeta_1 = \chi_1 = const, \zeta_2 \mu_\varphi = \chi_2 = const, \mu_\varphi(r, \varphi) \neq 0;$
2.  $\zeta_1 = \chi_1 \cdot \kappa(r, \varphi), \chi_1 = const,$   
 $\zeta_2 \mu_\varphi = \chi_2 \cdot \kappa(r, \varphi), \chi_2 = const, \kappa(r, \varphi) \neq 0;$
3.  $\zeta_1 = \chi_1 \cdot \mu_\varphi(r, \varphi), \chi_1 = const, \zeta_2 = \chi_2 = const,$

в каждом из которых оно преобразуется к виду

$$\chi_1 \frac{\partial w}{\partial \vartheta} + \chi_2 \frac{\partial w}{\partial \varphi} = 0, \vartheta = \pi/2, r \in (0, +\infty), \varphi \in L, \quad (25)$$

где  $\chi_1$  и  $\chi_2$  – постоянные величины. При сделанных допущениях исходное краевое условие (21) свелось к (25), которое в дальнейшем и будем рассматривать. Первичное поле такое, как и в случае третьего краевого условия на лентах. Потенциал  $w_1$ , соответствующий вторичному полю, ищем в виде (8):

$$w_1 = \frac{2}{\pi^2} \int_0^{+\infty} \tau \operatorname{sh} \pi \tau \sum_{m=-\infty}^{+\infty} b_{m\tau} V_{m\tau}^{(1)} \cdot \frac{K_{i\tau}(qr)}{\sqrt{r}} d\tau,$$

$$b_{m\tau} = -a_{m\tau} P_{-1/2+i\tau}^m(\cos \vartheta_0), \vartheta_0 < \pi/2,$$

$$V_{m\tau}^{(1)} = \begin{cases} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \hat{x}_{m,n+m_0}(\tau) \frac{P_{-1/2+i\tau}^{m+nN}(\cos \vartheta)}{P_{-1/2+i\tau}^{m+nN}(0)} \cdot e^{i(nN+m)\varphi}, 0 < \vartheta < \pi/2, \\ \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \hat{y}_{m,n+m_0}(\tau) \frac{P_{-1/2+i\tau}^{m+nN}(-\cos \vartheta)}{P_{-1/2+i\tau}^{m+nN}(0)} \cdot e^{i(nN+m)\varphi}, \pi/2 < \vartheta < \pi. \end{cases} \quad (26)$$

В результате использования граничного условия

$$\left[ \chi_1 \frac{\partial w_1}{\partial \vartheta} + \chi_2 \frac{\partial w_1}{\partial \varphi} \right] \Big|_{\vartheta=\frac{\pi}{2}+0} = \left[ \chi_1 \frac{\partial w_1}{\partial \vartheta} + \chi_2 \frac{\partial w_1}{\partial \varphi} \right] \Big|_{\vartheta=\frac{\pi}{2}-0} = - \left[ \chi_1 \frac{\partial w_1}{\partial \vartheta} + \chi_2 \frac{\partial w_1}{\partial \varphi} \right] \Big|_{\vartheta=\frac{\pi}{2}} = f(\varphi), \varphi \in L$$

и условия сопряжения в щелях

$$w_1 \Big|_{\vartheta=\frac{\pi}{2}+0} = w_1 \Big|_{\vartheta=\frac{\pi}{2}-0}, \varphi \in CL$$

приходим к системе уравнений

$$\chi_1^2 \sum_{n=-\infty}^{+\infty} N(n+\nu) \cdot \frac{|n|}{n} (1 - \varepsilon^{(2)}_n) \hat{z}_n e^{in\psi} -$$

$$\chi_1^2 \sum_{n=-\infty}^{+\infty} N(n+\nu) \cdot \frac{|n|}{n} (1 - \varepsilon^{(2)}_n) \hat{z}_n e^{in\psi} - \chi_2^2 \sum_{n=-\infty}^{+\infty} N(n+\nu) \cdot \frac{|n|}{n} (1 - \varepsilon^{(2)}_n) \hat{z}_n e^{in\psi} = \chi_1 \cdot \hat{f}(\psi),$$

$$|\psi| < \delta, \quad (27)$$

$$\sum_{n=-\infty}^{+\infty} iN(n+\nu) \hat{z}_n \cdot e^{i(n+\nu)\psi} = 0, \quad \delta < |\psi| \leq \pi, \quad (28)$$

$$\sum_{n=-\infty}^{+\infty} (-1)^n \cdot \hat{z}_n = 0, \quad (\psi = \pi), \quad (29)$$

$$\hat{z}_n = (-1)^n \cdot (\hat{y}_{m,n} - \hat{x}_{m,n}),$$

где  $\hat{f}$  – трансформанта функции  $f$ . После введения функции

$$\Phi(\psi) = i \sum_{n=-\infty}^{+\infty} N(n+\nu) \hat{z}_n e^{i(n+\nu)\psi}, \psi \in [-\pi, \pi]$$

и использования алгоритма (17)-(20) получаем СИУ:

$$\frac{\chi_1^2 + \chi_2^2}{\pi} \int_S \frac{\Phi(\beta) e^{-i\nu\beta}}{\beta - \psi} d\beta + \frac{1}{\pi} \int_S Q_{m\tau}(\beta - \psi) \Phi(\beta) e^{-i\nu\beta} d\beta = \chi_2 \cdot \hat{f}(\psi), \psi \in S, \quad (30)$$

где

$$\begin{aligned} Q_{m\tau}(\theta) = & (\chi_1^2 + \chi_2^2) \cdot \left( \frac{1}{2} \operatorname{ctg} \frac{\theta}{2} - \frac{1}{\theta} \right) + \frac{1}{2i} \left( \frac{1}{NA_{m\tau}^\nu} \cdot \chi_1^2 + N^2 \nu^2 A_{m\tau}^\nu \chi_2^2 \right) \cdot \left( \frac{\pi}{\sin \pi \nu} \cdot e^{i\nu\theta} - \frac{1}{\nu} \right) + \\ & + \frac{1}{2i} (\chi_1^2 + \chi_2^2) \sum_{n \neq 0} \frac{1}{N^2(n+\nu)^2} \frac{|n|}{n} \cdot e^{-in\theta} + \frac{\chi_1^2}{2i} \sum_{n \neq 0} \frac{|n|}{n} \cdot \left( \varepsilon^{(2)}_{m,n} - \frac{1}{N^2(n+\nu)^2} \right) e^{-in\theta} + \\ & + \frac{\chi_2^2}{2i} \sum_{n \neq 0} \frac{|n|}{n} \cdot \left( \varepsilon^{(1)}_{m,n} - \frac{1}{N^2(n+\nu)^2} \right) e^{-in\theta}. \end{aligned}$$

СИУ (30) имеет ядро Коши, причем  $Q_{m\tau}(\theta)$  – гладкая функция.

Таким образом, использование вышеописанного подхода позволяет свести третью и четвертую краевые задачи для уравнения Гельмгольца к сингулярному интегральному уравнению первого рода с ядром Коши. Однозначная разрешимость СИУ (20) и (30) следует из их эквивалентности парным сумматорным уравнениям (11),(12) и (27),(28) соответственно, а последние - исходной краевой задаче. Численное решение сингулярных интегральных уравнений может быть получено путем их дискретизации и применения гауссовых квадратур.

**Список литературы:** 1. Агранович З.С., Марченко В.А., Шестопалов В.П. Дифракция электромагнитных волн на плоских металлических решетках //ЖТФ.1962.Т.32, № 4. С.381-394. 2. Шестопалов В.П., Литвиненко Л.Н., Масалов С.А., Сологуб В.Г. Дифракция волн на решетках. Харьков. Изд-во Харьк. ун-та. 1973. 287с. 3. Вайнштейн Л.А. К электродинамической теории решеток. // В сб. "Электроника больших мощностей". Изд-во АН СССР. 1963. С.26-56. 4. Uchida T., Noda T., Matsuda T. Spectral domain analysis of electromagnetic wave scattering by an infinite plane metallic grating" // IEEE Trans. Antennas and Propagat. Vol.AP-35. 1987. P. 46-52. 5. Zinenko T.L., Nosich A.I., Okuno Y. Plane wave scattering and absorption by resistive-strip and dielectric-strip periodic gratings// IEEE Trans. Antennas and Propagat. Vol.46. 1998. P.1498-1505. 6. Гандель Ю.В. Метод парных и интегральных уравнений в задачах дифракции на ограниченных решетках// Электромагнитные явления. Харьков. 1998. Т.1, №12. С.220-232. 7. Дорошенко В.А., Ремаева О.А. Интегральные уравнения в задаче возбуждения конуса с продольной щелью // Радиотехника. Харьков. 2000. Вып.113. С. 64-69.

Харьковский государственный технический университет радиозлектроники

Поступила в редколлегию 3.04.2001

## О НЕОДНОРОДНОСТИ ПОЛЯРИЗАЦИОННОЙ СТРУКТУРЫ ВЕКТОРНЫХ СИГНАЛОВ

Ранее получены необходимые и достаточные условия существования ортогональной поляризационной неоднородности боковых зеркальных гармоник векторного сигнала, полученных посредством амплитудной модуляции [1]. При невыполнении этих условий гармоники будут иметь некоторые неизвестные поляризации. В связи с этим была поставлена задача определить наличие и вид взаимосвязи между параметрами поляризации боковых зеркальных гармоник.

Если зеркальным гармоникам линейно поляризованного сигнала поставить в соответствие их комплексные амплитуды, то поляризацию каждой гармоники микроволнового сигнала можно выразить комплексным параметром – фазором по линейно поляризованному базису  $\dot{p} = j\dot{U}_{kly}/\dot{U}_{klx}$ , где  $k$  – номер сигнала,  $l$  – номер гармоники в сигнале, считая слева направо. Фазоры боковых зеркальных гармоник при этом будут равны

$$\begin{aligned}\dot{p}_{11} &= V_{11}e^{j(\Delta\varphi_{10} + \pi/2 - \Delta\Phi_1)} = V_{11}e^{j\zeta_{11}}, \\ \dot{p}_{13} &= V_{11}e^{j(\Delta\varphi_{10} + \pi/2 + \Delta\Phi_1)} = V_{11}e^{j\zeta_{13}},\end{aligned}$$

где  $V_{11} = m_{1y}U_{10y}/m_{1x}U_{10x}$ ;  $\Delta\varphi = \varphi_{10y} - \varphi_{10x}$ ;  $\Delta\Phi_1 = \Phi_{1y} - \Phi_{1x}$ ;  $U_{10x,y}$ ,  $\varphi_{10x,y}$  – амплитуды и начальные фазы несущих колебаний в  $x$  и  $y$  – базисах;  $\Phi_{1x,y}$  – начальные фазы модулирующих колебаний в  $x$  – и  $y$  – базисах;  $m_{1x,y}$  – коэффициенты модуляции.

Учитывая связь фазора  $\dot{p}$  с фазором по кругополяризованному базису  $\dot{q}$ , а также связь последнего с геометрическими параметрами поляризации волны [2], получим выражение

$$\dot{p}_{11} = \frac{\sqrt{r_{11}^2 + (1 - r_{11}^2)^2 \sin^2 \beta_{11} \cos^2 \beta_{11}}}{1 - \sin^2 \beta_{11} (1 - r_{11}^2)} e^{j \arctg \frac{(1 - r_{11}^2) \sin 2\beta_{11}}{2r_{11}}},$$

где  $r_{11}, \beta_{11}$  – геометрические параметры поляризации левой боковой векторной зеркальной гармоники  $\vec{E}_{11}$  микроволнового сигнала, в формировании поляризации которой принимают участие базисные линейно поляризованные векторные гармоники  $\vec{U}_{11x}$  и  $\vec{U}_{11y}$  [3]:

$$\begin{aligned}\vec{U}_{11x} &= \vec{x}^0 U_{11x} \cos[(\omega_0 - \Omega_1)t + (\varphi_{10x} - \Phi_{1x})], \\ \vec{U}_{11y} &= \vec{y}^0 U_{11y} \cos[(\omega_0 - \Omega_1)t + (\varphi_{10y} - \Phi_{1y})].\end{aligned}$$

Тогда угол  $\Psi_{11}$  между гармоникой  $\vec{E}_{11}$  и единичным вектором  $\vec{x}^0$  в TEM – плоскости волны будет определяться выражением

$$\Psi_{11} = \arctg \frac{U_{11y} \cos(\omega t + \Psi_y)}{U_{11x} \cos(\omega t + \Psi_x)},$$

где  $\omega = \omega_0 - \Omega_1$ ;  $\Psi_y = \varphi_{10y} - \Phi_{1y}$ ;  $\Psi_x = \varphi_{10x} - \Phi_{1x}$ .

Положительные углы отсчитываются от единичного вектора  $\vec{x}^0$  в сторону единичного вектора  $\vec{y}^0$ , если смотреть вслед уходящей по направлению единичного вектора  $\vec{z}^0$  волне. Пусть  $\Psi_y = \Psi_x + \Delta\Psi$  и  $|\Delta\Psi| \neq \pi$ .

$$\text{Тогда } \Psi_{11} = \text{arctg} \left\{ \frac{U_{11y}}{U_{11x}} [\cos \Delta\Psi - \sin \Delta\Psi \cdot \text{tg}(\omega t + \Psi_x)] \right\}.$$

Определим направление вращения векторной гармоники. Возьмем производную от данной функции по времени:

$$(\Psi_{11})'_t = \frac{U_{11y}/U_{11x}(-\sin \Delta\Psi) \cdot \omega / \cos^2(\omega t + \Psi_x)}{1 + U_{11y}^2/U_{11x}^2 \cdot [\cos \Delta\Psi - \sin \Delta\Psi \text{tg}(\omega t + \Psi_x)]^2}.$$

Знак производной определяется знаком сомножителя  $-\sin \Delta\Psi$ . Если функция  $\Psi_{11}$  все время возрастает, то  $\Psi'_t > 0$ , т.е. гармоника  $\mathbf{E}_{11}$ , имеющая коэффициент эллиптичности  $r_{11}$ , вращается по часовой стрелке.

Запишем фазор  $\rho_{13}$  правой зеркальной гармоники

$$\dot{\rho}_{13} = V_{11} e^{j\zeta_{13}} = \frac{\sqrt{r_{11}^2 + (1-r_{11}^2)^2 \sin^2 \beta_{11} \cos^2 \beta_{11}}}{1 - \sin^2 \beta_{11} (1-r_{11}^2)} e^{j \left( \text{arctg} \frac{(1-r_{11}^2) \sin 2\beta_{11}}{2r_{11}} + 2\Delta\Phi_1 \right)}.$$

Используя связь фазоров  $\rho_{13}$  и  $\dot{q}_{13}$ , определим фазор  $\dot{q}_{13}$  правой зеркальной гармоники,

$$\dot{q}_{13} = \frac{\sqrt{(1-V_{11}^2)^2 + 4V_{11}^2 \sin^2 \zeta_{13}}}{(1+V_{11})^2 - 2V_{11}(1-\cos \zeta_{13})} e^{-j \left( \text{arctg} \frac{2V_{11} \sin \zeta_{13}}{1-V_{11}^2} + kl\pi \right)},$$

где  $k = \text{sign}(\sin \zeta_{13})$ ;  $l = \text{sign}[\text{sign}(V_{11} - 1) - 1] + 1$ .

Геометрические параметры поляризации правой зеркальной гармоники при этом будут равны

$$r_{13} = \frac{1 + V_{11}^2 - \sqrt{(1 + V_{11}^2)^2 - 4V_{11}^2 \cos^2 \zeta_{13}}}{2V_{11} \cos \zeta_{13}},$$

$$2\beta_{13} = \text{arctg} \frac{2V_{11} \sin \zeta_{13}}{1 - V_{11}^2} + kl\pi,$$

$$\zeta_{13} = \text{arctg} \frac{(1-r_{11}^2) \sin 2\beta_{11}}{2r_{11}} + 2\Delta\Phi_1,$$

$$\Delta\Phi_1 = \Delta\Phi_{10} + \frac{\pi}{2} - \zeta_{11}.$$

Определим условия, при которых угол  $2\beta_{k3}$  не имеет смысла. Для этого возьмем производную от  $r_{k3}$  по  $V_{k1}$ :

$$(r_{k3})'_{V_{k1}} = (1 - V_{k1})^2 \frac{(1 - V_{k1}^2) - \sqrt{(1 + V_{k1}^2)^2 - 4V_{k1}^2 \cos^2 \zeta_{k3}}}{2V_{k1}^2 \cos \zeta_{k3} \sqrt{(1 + V_{k1}^2)^2 - 4V_{k1}^2 \cos^2 \zeta_{k3}}}.$$

Производная равна нулю при  $V_{k1} = 1$  или  $\zeta_{k3} = \pi/2$ , т.к.

$$\lim_{\zeta_{k3} \rightarrow \pi/2} \frac{(1 + V_{k1}^2) - \sqrt{(1 + V_{k1}^2)^2 - 4V_{k1}^2 \cos^2 \zeta_{k3}}}{\cos \zeta_{k3} \sqrt{(1 + V_{k1}^2)^2 - 4V_{k1}^2 \cos^2 \zeta_{k3}}} = \lim_{\zeta_{k3} \rightarrow \pi/2} \frac{4V_{k1}^2 \cos \zeta_{k3}}{(1 + V_{k1}^2)^2} = 0.$$

Знак производной положителен при  $V_{k1} < 1$  и отрицателен при  $V_{k1} > 1$ , т.е. при  $V_{k1} = 1$  будет максимум функции  $r_{k3}$ , равный

$$\frac{1 - \sin \zeta_{k3}}{\cos \zeta_{k2}} \leq 1.$$

Таким образом,  $r_{k3} = 1$  при  $V_{k1} = 1$  и  $\zeta_{k3} = 0$  ( $\sin \zeta_{k3} = 0$ ), т.е. правая боковая зеркальная гармоника имеет круговую поляризацию, и  $\beta_{k3}$  не имеет смысла.

Анализ уравнения для  $2\beta_{k3}$  показывает, что

$$2\beta_{k3} = \begin{cases} a) \quad \arctg \frac{2V_{k1} \sin \zeta_{k3}}{1 - V_{k1}^2} - \pi, & \begin{array}{l} \text{если } V_{k1} > 1 \text{ и } \sin \zeta_{k3} < 0 \\ \text{или } V_{k1} = 1 \text{ и } \sin \zeta_{k3} < 0 \end{array} \\ b) \quad \arctg \frac{2V_{k1} \sin \zeta_{k3}}{1 - V_{k1}^2}, & \begin{array}{l} \text{если } V_{k1} < 1 \text{ и } \sin \zeta_{k3} > 0 \\ \text{или } V_{k1} < 1 \text{ и } \sin \zeta_{k3} < 0 \\ \text{или } V_{k1} = 0 \text{ и } \sin \zeta_{k3} = 0 \\ \text{или } V_{k1} = 1 \text{ и } \sin \zeta_{k3} = 1 \end{array} \\ c) \quad \arctg \frac{2V_{k1} \sin \zeta_{k3}}{1 - V_{k1}^2} + \pi, & \begin{array}{l} \text{если } V_{k1} > 1 \text{ и } \sin \zeta_{k3} > 0 \\ \text{или } V_{k1} > 1 \text{ и } \sin \zeta_{k3} = 0 \end{array} \\ d) \quad \text{не имеет смысла}, & \text{если } V_{kl} = 1 \text{ и } \sin \zeta_{k3} = 0 \end{cases}$$

Таким образом формируется микроволновый сигнал с функционально связанными геометрическими параметрами поляризации боковых зеркальных гармоник.

**Список литературы:** 1. Горобец Н.Н., Чеботарев В.И., Чекалин Г.М. Формирование состояния поляризации спектральных гармоник // Вісник Харк. ун-ту. № 427. Радіофізика та електроніка. Вип.1'99. С. 168-172. 2. Proceedings of I.R.E. V.39. №5. Pp. 533-556. 3. Канарейкин Д.Б., Павлов Н.Ф., Потехин В.А. Поляризация радиолокационных сигналов. М.: Сов.радио, 1966.

Харьковский национальный университет  
им. В. Н. Каразина

Поступила в редколлегию 3.04.2001

## СТРУКТУРА ОБОБЩЕННОЙ МАТРИЦЫ МЮЛЛЕРА С УЧЕТОМ ИЗОТРОПНОЙ ДЕПОЛЯРИЗАЦИИ

### Введение

Поляризационные свойства объекта в случае его линейного взаимодействия с электромагнитным излучением (частота зондирующего излучения при этом взаимодействии с объектом не изменяется, и свойства объекта считаются неизменными за время взаимодействия) могут быть полностью описаны с использованием матрицы  $4 \times 4$  с действительными элементами – матрицу Мюллера [1-3]. Для различных классов объектов матрицы Мюллера характеризуются в общем случае различным числом независимых элементов [2]. Матрица Мюллера детерминированного класса характеризуется семью независимыми элементами (параметрами или степенями свободы) и может быть получена из соответствующей матрицы Джонса размером  $2 \times 2$  с комплексными элементами, которая описывает преобразование ортогональных компонент электрического вектора излучения, записанного в виде вектора Джонса (Максвелла) [3,4]. Эта матрица называется "чистой" (pure), детерминированная матрица Мюллера или матрица Мюллера-Джонса.

Наличие всего семи независимых элементов предполагает существование определенных соотношений, связывающих элементы матрицы Мюллера-Джонса или, как говорят, существование определенной симметрии внутренней структуры матрицы Мюллера-Джонса [2,3]. Изучение этого вопроса имеет достаточно продолжительную историю и обширную библиографию [4-7]. В завершённом виде исследование симметрии структуры обобщенной матрицы Мюллера детерминированного класса объектов приведено в [8], где представлены все возможные простые (не выше 2-го порядка) соотношения, связывающие элементы матрицы Мюллера-Джонса.

Совместное использование степени поляризации и величины разупорядоченности (величина квадрата интенсивности деполаризованной части излучения) для характеристики деполаризующих свойств изучаемого объекта позволяет построить обобщенные матрицы Мюллера для ряда новых поляризационных классов объектов, учитывающих изотропную деполаризацию [9].

Основная цель настоящей статьи – изучение внутренней структуры обобщенных матриц Мюллера данных классов объектов и рассмотрение эволюции симметрии структуры обобщенной детерминированной матрицы Мюллера, являющейся следствием привлечения к рассмотрению изотропной деполаризации.

### Новые поляризационные классы объектов

Как указывалось выше, матрица Мюллера-Джонса в общем случае содержит семь независимых элементов. Эта матрица не описывает явлений, связанных с деполаризацией. Анализ явлений деполаризации предполагает рассмотрение такой характеристики, как степень поляризации электромагнитного излучения после его взаимодействия с исследуемым объектом. В [9] было предложено рассматривать одновременно две характеристики выходного излучения: степень поляризации и степень разупорядоченности – квадрат интенсивности деполаризованной компоненты выходного излучения. Эти характеристики представляют полное совместное описание, относительное и абсолютное, деполаризации излучения.

Используя матричный формализм Мюллера, электромагнитное излучение может быть полностью описано, группируя четыре параметра Стокса в вектор-столбец – вектор Стокса. Компоненты вектора Стокса могут быть записаны следующим образом:

$$\begin{aligned} S_1 &= \langle E_x^2 \rangle + \langle E_y^2 \rangle = I; \\ S_2 &= \langle E_x^2 \rangle - \langle E_y^2 \rangle = I \cos(2 \cdot \theta) \cos(2 \cdot \varepsilon); \\ S_3 &= 2 \cdot \langle E_x E_y \cos(\Delta) \rangle = I \sin(2 \cdot \theta) \cos(2 \cdot \varepsilon); \\ S_4 &= 2 \cdot \langle E_x E_y \sin(\Delta) \rangle = I \sin(2 \cdot \varepsilon), \end{aligned} \quad (1)$$

где  $E_x$ ,  $E_y$  – ортогональные компоненты электрического вектора  $E$  электромагнитного излучения, которое распространяется вдоль оси  $z$ ;  $\Delta$  – фазовый сдвиг между вышеупомянутыми компонентами;

$\langle \dots \rangle$  – определяет статистическое усреднение за время измерения (или среднее по ансамблю, так как мы предполагаем, что электромагнитное излучение будет стационарным и эргодическим);  $\theta, \varepsilon$  – соответственно, азимут и величина эллиптичности эллипса поляризации в плоскости колебания вектора  $E$ .

Из выражения (1) можно видеть, что  $S_1$  – это полная интенсивность электромагнитного излучения. Другие три параметра Стокса описывают вид поляризации излучения.

Величина степени поляризации определяется следующим образом:

$$p = \frac{\sqrt{S_2^2 + S_3^2 + S_4^2}}{S_1}. \quad (2)$$

Согласно выражению (2) возможные значения величины степени поляризации могут лежать в диапазоне от 0 (полностью деполаризованное излучение) до 1 (полностью поляризованное излучение). Как можно видеть, степень поляризации характеризует отношение интенсивности полностью поляризованного излучения к полной интенсивности излучения. Отметим, что в пространстве Стокса  $(S_2, S_3, S_4)$  [1] состояние поляризации квазимонохроматического излучения представляется точкой с полярными координатами  $(p, (\pi/2) - 2 \cdot \varepsilon, 2 \cdot \theta)$ . Таким образом, все точки, представляющие полностью поляризованное излучение, образуют в пространстве Стокса сферу радиуса  $p = 1$ . Соответственно, начало координат  $p = 0$  – точка, представляющая полностью деполаризованное излучение. Все точки, образующие шар единичного радиуса (без поверхности и точки начала координат), представляют частично поляризованное излучение.

Соответственно, значение степени разупорядоченности (randomness) имеет вид:

$$R = I^2 - Q^2 - U^2 - V^2. \quad (3)$$

Согласно выражению (3) возможные значения величины степени разупорядоченности могут лежать в диапазоне от 0 (полностью поляризованное излучение) до 1 (полностью деполаризованное излучение).

Обобщенная структура объекта с учетом изотропной деполаризации представляется следующим образом – трехкомпонентная модель, включающая изотропный деполаризатор с некоторым параметром ( $p_1$ ) деполаризации, обобщенный детерминированный объект (слой) и второй деполаризатор с параметром деполаризации ( $p_2$ ). Этот класс объектов имеет следующую обобщенную матрицу Мюллера, которая имеет 9 независимых элементов [1]:

$$\begin{bmatrix} \frac{1}{2} \cdot (E_1 + E_2 + E_3 + E_4) & \frac{1}{2} \cdot (E_1 - E_2 - E_3 + E_4) \cdot p_1 & (F_{13} + F_{42}) \cdot p_1 & (-G_{32} - G_{42}) \cdot p_1 \\ \frac{1}{2} \cdot (E_1 - E_2 + E_3 - E_4) \cdot p_2 & \frac{1}{2} \cdot (E_1 + E_2 - E_3 - E_4) \cdot p_1 \cdot p_2 & (F_{13} - F_{42}) \cdot p_1 \cdot p_2 & (-G_{32} + G_{42}) \cdot p_1 \cdot p_2 \\ (F_{14} + F_{32}) \cdot p_2 & (F_{14} - F_{32}) \cdot p_1 \cdot p_2 & (F_{12} + F_{34}) \cdot p_1 \cdot p_2 & (G_{12} - G_{34}) \cdot p_1 \cdot p_2 \\ (G_{14} + G_{32}) \cdot p_2 & (G_{14} - G_{32}) \cdot p_1 \cdot p_2 & (G_{12} + G_{34}) \cdot p_1 \cdot p_2 & (F_{12} - F_{34}) \cdot p_1 \cdot p_2 \end{bmatrix}, \quad (4)$$

$$F_{ij} = F_{ji} = \operatorname{Re}(T_i \cdot T_j^*) = \operatorname{Re}(T_j \cdot T_i^*), \quad G_{ij} = G_{ji} = \operatorname{Im}(T_j \cdot T_i^*) = -\operatorname{Im}(T_i \cdot T_j^*),$$

$$E = T_i T_j^* = |T_i|^2, \quad i, j = \overline{1, 4},$$

где  $T_i, T_j$  – это элементы матрицы Джонса, соответствующие матрице Мюллера детерминированного слоя;  $p_1, p_2$  – параметры деполаризации.

Исследование симметрии структуры данной матрицы Мюллера и является предметом настоящей работы.

### Симметрия обобщенной матрицы Мюллера с учетом изотропной деполаризации

Для получения соотношений, связывающих элементы обобщенной матрицы Мюллера (4), удобно, как показывает анализ, использовать следующий метод. Выполняя формальное домножение соот-

ветствующих элементов обобщенной матрицы Мюллера (4) таким образом, что в результате получается матрица следующего вида:

$$N = \begin{bmatrix} M_{11} \cdot p_1 \cdot p_2 & M_{12} \cdot p_1 & M_{13} \cdot p_1 & M_{14} \cdot p_1 \\ M_{21} \cdot p_2 & M_{22} & M_{23} & M_{24} \\ M_{31} \cdot p_2 & M_{32} & M_{33} & M_{34} \\ M_{41} \cdot p_2 & M_{42} & M_{43} & M_{44} \end{bmatrix}, \quad (5)$$

которая, как можно видеть, будет, очевидно, принадлежать детерминированному классу. Это позволяет использовать все соотношения симметрии, приведенные в [8], для элементов матрицы (5).

Все соотношения, связывающие элементы матрицы Мюллера (4), опирающиеся на соответствующие соотношения для детерминированной матрицы Мюллера (5) [8], могут быть структурированы в зависимости от того, как в них входят параметры деполяризации,  $p_1, p_2$ .

Анализ показывает, что имеют место следующие комбинации параметров деполяризации:  $p_1^2; p_2^2; p_1 \cdot p_2; p_2/p_1$ , что приводит к существованию 4 подсистем.

Первая из этих систем устанавливает связь между элементами столбцов матрицы и соответствует комбинации  $p_1^2$ :

$$\begin{aligned} \frac{M_{12} \cdot M_{22} + M_{13} \cdot M_{23} + M_{14} \cdot M_{24}}{M_{11} \cdot M_{21}} &= \frac{M_{12} \cdot M_{32} + M_{13} \cdot M_{33} + M_{14} \cdot M_{34}}{M_{11} \cdot M_{31}} = \\ &= \frac{M_{12} \cdot M_{42} + M_{13} \cdot M_{43} + M_{14} \cdot M_{44}}{M_{11} \cdot M_{41}} = \frac{M_{22} \cdot M_{32} + M_{23} \cdot M_{33} + M_{24} \cdot M_{34}}{M_{21} \cdot M_{31}} = \\ &= \frac{M_{22} \cdot M_{42} + M_{23} \cdot M_{43} + M_{24} \cdot M_{44}}{M_{21} \cdot M_{41}} = \frac{M_{32} \cdot M_{42} + M_{33} \cdot M_{43} + M_{34} \cdot M_{44}}{M_{31} \cdot M_{41}}. \end{aligned} \quad (6)$$

Вторая подсистема устанавливает связь между элементами строк матрицы и соответствует комбинации  $p_2^2$ :

$$\begin{aligned} \frac{M_{21} \cdot M_{22} + M_{31} \cdot M_{32} + M_{41} \cdot M_{42}}{M_{11} \cdot M_{12}} &= \frac{M_{21} \cdot M_{23} + M_{31} \cdot M_{33} + M_{41} \cdot M_{43}}{M_{11} \cdot M_{13}} = \\ &= \frac{M_{21} \cdot M_{24} + M_{31} \cdot M_{34} + M_{41} \cdot M_{44}}{M_{11} \cdot M_{14}} = \frac{M_{22} \cdot M_{23} + M_{32} \cdot M_{33} + M_{42} \cdot M_{43}}{M_{12} \cdot M_{13}} = \\ &= \frac{M_{22} \cdot M_{24} + M_{32} \cdot M_{34} + M_{42} \cdot M_{44}}{M_{12} \cdot M_{14}} = \frac{M_{23} \cdot M_{24} + M_{33} \cdot M_{34} + M_{43} \cdot M_{44}}{M_{13} \cdot M_{14}}. \end{aligned} \quad (7)$$

Третья подсистема устанавливает связь с использованием элемента матрицы  $M_{11}$ , который представляет собой коэффициент передачи неполяризованного излучения, и соответствует комбинации  $p_1 \cdot p_2$ :

$$\begin{aligned} \frac{M_{33} \cdot M_{44} - M_{34} \cdot M_{43}}{M_{11} \cdot M_{22} - M_{12} \cdot M_{21}} &= \frac{M_{34} \cdot M_{42} - M_{32} \cdot M_{44}}{M_{11} \cdot M_{23} - M_{13} \cdot M_{21}} = \frac{M_{32} \cdot M_{43} - M_{33} \cdot M_{42}}{M_{11} \cdot M_{24} - M_{14} \cdot M_{21}} = \\ &= \frac{M_{24} \cdot M_{43} - M_{23} \cdot M_{44}}{M_{11} \cdot M_{32} - M_{12} \cdot M_{31}} = \frac{M_{22} \cdot M_{44} - M_{24} \cdot M_{42}}{M_{11} \cdot M_{33} - M_{13} \cdot M_{31}} = \frac{M_{23} \cdot M_{42} - M_{22} \cdot M_{43}}{M_{11} \cdot M_{34} - M_{14} \cdot M_{31}} = \\ &= \frac{M_{23} \cdot M_{34} - M_{24} \cdot M_{33}}{M_{11} \cdot M_{42} - M_{12} \cdot M_{41}} = \frac{M_{24} \cdot M_{32} - M_{22} \cdot M_{34}}{M_{11} \cdot M_{43} - M_{13} \cdot M_{41}} = \frac{M_{22} \cdot M_{33} - M_{23} \cdot M_{32}}{M_{11} \cdot M_{44} - M_{14} \cdot M_{41}}. \end{aligned} \quad (8)$$

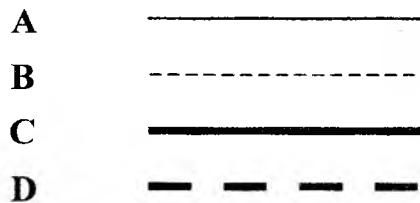
Четвертая подсистема соответствует комбинации  $p_2/p_1$ :

$$\begin{aligned}
& \frac{M_{34} \cdot M_{41} - M_{31} \cdot M_{44}}{M_{12} \cdot M_{23} - M_{13} \cdot M_{22}} = \frac{M_{31} \cdot M_{43} - M_{33} \cdot M_{41}}{M_{12} \cdot M_{24} - M_{14} \cdot M_{22}} = \frac{M_{32} \cdot M_{41} - M_{31} \cdot M_{42}}{M_{13} \cdot M_{24} - M_{14} \cdot M_{23}} = \\
& = \frac{M_{21} \cdot M_{44} - M_{24} \cdot M_{41}}{M_{12} \cdot M_{33} - M_{13} \cdot M_{32}} = \frac{M_{23} \cdot M_{41} - M_{21} \cdot M_{43}}{M_{12} \cdot M_{34} - M_{14} \cdot M_{32}} = \frac{M_{21} \cdot M_{42} - M_{22} \cdot M_{41}}{M_{13} \cdot M_{34} - M_{14} \cdot M_{33}} = \\
& = \frac{M_{24} \cdot M_{31} - M_{21} \cdot M_{34}}{M_{12} \cdot M_{43} - M_{13} \cdot M_{42}} = \frac{M_{21} \cdot M_{33} - M_{23} \cdot M_{31}}{M_{12} \cdot M_{44} - M_{14} \cdot M_{42}} = \frac{M_{22} \cdot M_{31} - M_{21} \cdot M_{32}}{M_{13} \cdot M_{44} - M_{14} \cdot M_{43}}.
\end{aligned} \quad (9)$$

Если все приведенные выражения (6) – (9) представить в символьном виде:

$$\frac{A - B}{C - D}$$

и изобразить графически входящие в это выражения величины следующим образом:



все полученные выражения могут быть компактно и наглядно представлены в виде пиктограммы (см. рис.).

Отметим, что первая и вторая подсистемы являются результатом эволюции симметрии структуры обобщенной детерминированной матрицы Мюллера, представленной на части (а) пиктограммы [8]. Соответственно третья и четвертая части являются частями (б) пиктограммы [8].

В качестве примера рассмотрим каким образом изменяется условие, справедливость которого доказана для детерминированного класса объектов [5], в результате привлечения к рассмотрению изотропной деполяризации:

$$tr(N^T \cdot N) = \sum_{i,j=1}^4 N_{ij}^2 = 4 \cdot N_{11}^2 \quad (10)$$

Отметим, что приведенное равенство выполняется и для матрицы  $N$  вида (5).

Перепишем выражение (10) следующим образом:

$$4 \cdot N_{11}^2 = S_9 + N_{11}^2 + N_{12}^2 + N_{13}^2 + N_{14}^2 + N_{21}^2 + N_{31}^2 + N_{41}^2 \quad (11)$$

Здесь использовано обозначение:  $S_9 = \sum_{i,j=2}^4 N_{ij}^2$ .

Учитывая также выражение [8]:

$$N_{12}^2 + N_{13}^2 + N_{14}^2 = N_{21}^2 + N_{31}^2 + N_{41}^2 \quad (12)$$

имеем:

$$3 \cdot N_{11}^2 = S_9 + 2 \cdot (N_{12}^2 + N_{13}^2 + N_{14}^2). \quad (13)$$

Далее учитывая, что детерминант обобщенной детерминированной матрицы Мюллера может быть найден следующим образом (в этом можно непосредственно убедиться путем прямого вычисления величины детерминанта матрицы (4) при  $p_1 = p_2 = 1$ ):

$$Det(N) = (N_{11}^2 - N_{12}^2 - N_{13}^2 - N_{14}^2)^2 \quad (14)$$

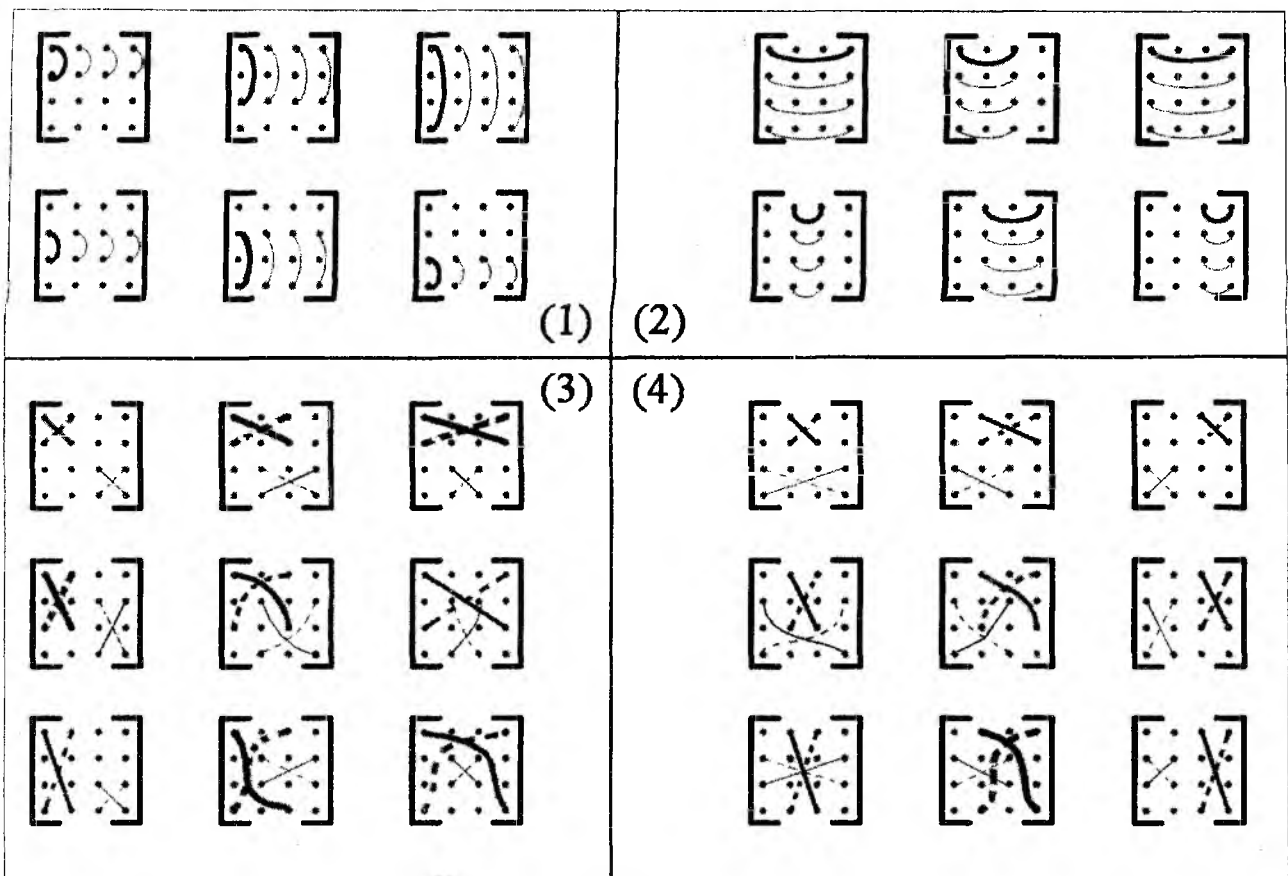


Рис.

Вводя параметр  $D$  следующего вида:

$$D = \frac{\sqrt{N_{12}^2 + N_{13}^2 + N_{14}^2}}{N_{11}}, \quad (15)$$

для детерминанта  $Det(N)$  имеем:

$$Det(N) = N_{11}^4 \cdot (1 - D^2)^2. \quad (16)$$

Группируя (14) – (16), окончательно получаем:

$$N_{12}^2 + N_{13}^2 + N_{14}^2 = \sqrt{Det(N)} - N_{11}^2. \quad (17)$$

Перейдем к явным выражениям для элементов матрицы  $N$  через параметры деполаризации и элементы матрицы  $M$ :

$$\begin{aligned} N_{11} &= M_{11} \cdot p_1 \cdot p_2; \\ N_{12}^2 + N_{13}^2 + N_{14}^2 &= (M_{12}^2 + M_{13}^2 + M_{14}^2) \cdot p_1^2; \\ N_{21}^2 + N_{31}^2 + N_{41}^2 &= (M_{21}^2 + M_{31}^2 + M_{41}^2) \cdot p_2^2. \end{aligned}$$

Обращаясь к матрице Мюллера (5) можно видеть, что величина  $S_9$  не изменяется при переход от матрицы  $M$  (4) к матрице  $N$  (5). Из этого вытекает, что выражение (13) принимает вид:

$$3 \cdot M_{11}^2 \cdot p_1^2 \cdot p_2^2 = S_9 + (p_1^2 + p_2^2) \cdot (M_{12}^2 + M_{13}^2 + M_{14}^2). \quad (18)$$

С учетом (17) окончательно имеем вид равенства (10) для обобщенной матрицы Мюллера (4):

$$3 \cdot M_{11}^2 = \frac{1}{p_1^2} \cdot \frac{1}{p_2^2} S_9 + 2 \cdot M_{11}^2 \cdot (1 - D^2), \quad (19)$$

или, выражая все входящие в (19) параметры через элементы обобщенной матрицы Мюллера (5), имеем:

$$M_{11}^2 = \frac{1}{p_1^2} \cdot \frac{1}{p_2^2} \cdot \sum_{i,j=2}^4 M_{ij}^2 \cdot \left( \frac{(M_{21}^2 + M_{31}^2 + M_{41}^2)}{p_1^2} + \frac{(M_{12}^2 + M_{13}^2 + M_{14}^2)}{p_2^2} \right). \quad (20)$$

Кроме того, из выражения (12) следует:

$$\frac{M_{12}^2 + M_{13}^2 + M_{14}^2}{M_{21}^2 + M_{31}^2 + M_{41}^2} = \frac{p_2^2}{p_1^2}. \quad (21)$$

Таким образом, выражения (20) и (21) могут быть использованы для нахождения величин параметров деполяризации  $p_1, p_2$ .

### Заключение

Исследована симметрия структуры обобщенной матрицы Мюллера с учетом изотропной деполяризации. В качестве отправной точки были взяты соотношения, связывающие элементы обобщенной детерминированной матрицы Мюллера и, тем самым, определяющие симметрию ее структуры. Последние были получены в [8].

Получены все соотношения, связывающие элементы обобщенной матрицы Мюллера с учетом изотропной деполяризации, и представлены в виде пиктограммы, которая "визуализирует" структуру матриц данного класса.

Соотношения (6) – (9) следует рассматривать как аналитические критерии принадлежности исследуемого объекта к поляризованному классу объектов, деполяризующие и анизотропные свойства которых описываются обобщенной матрицей Мюллера вида (5).

Как одно из важнейших следствий проведенного в настоящей статье анализа структуры обобщенной матрицы Мюллера (5) необходимо отметить следующее обстоятельство. Дело в том, что на основе соотношений (6) – (9) может быть построен метод выделения шумовой части, или, как ее еще называют [1], матрицы несовершенств, из исходных экспериментальных матриц Мюллера данного класса. Существование последней обусловлено наличием измерительных погрешностей и значительным образом усложняет анализ экспериментальных матриц Мюллера и решение на их основе обратной задачи поляриметрии [1,11].

**Список литературы:** 1. Аззам Р.А., Башара Н. Эллипсометрия и поляризованный свет. М.: Мир, 1981. 640с. 2. Bohren C.F., Huffman D.R. Absorption and scattering of light by small particles. New York: Wiley, 1983. 480 p. 3. Gerrard A., J.M. Burch. Introduction to matrix methods in optics. Ed. John Wiley and Sons, 1975. 380 p. 4. Abhyankar K.D., Fyfat A.L. Relationships between the elements of the phase matrix for scattering// J.Math.Phys, 1969. Vol.10. P. 1935–1938. 5. Fry E.S., Kattawar G.W. Relationships between elements of the Stokes matrix// Appl.Opt. 1981. Vol.20. P. 2811–2814. 6. Bakarar R. Bilinear constraints between elements of the 4x4 Mueller-Jones transfer matrix of polarization theory// Opt.Comm. 1981. Vol.38. P. 159–191. 7. Hovenier J.W., van de Hulst H.C., van der Mee C.V.M. Conditions for the elements of the scattering matrix// Astron.Astrophys. 1986. Vol.157. P.301–310. 8. Hovenier J.W. Structure of a general pure Mueller matrix// Applied Optics. 1994. Vol.33. №36. P.8318–8324. 9. Савенков С.Н., Юштин К.Э. Новые поляризационные классы объектов с учетом изотропной деполяризации// Радиотехника. 2000, Вып. 116. С. 3–11. 10. Савенков С.Н., Юштин К.Э. Some peculiarities of the correspondence between experimental deterministic Mueller and Jones matrices// Укр. фіз. Журн., 2000, т. 45, № 2. С. 159–163. 11. Cloude S.R., Pottier E. Concept of polarization entropy in optical scattering// Opt.Engineering. 1995. Vol.34.№6. P. 1599–1610.

Киевский национальный университет  
им. Т.Г.Шевченко

Поступила в редколлегию 24.05.2001

## ОЦЕНКА ПОГРЕШНОСТИ РЕШЕНИЯ ЗАДАЧИ ВЕКТОРНОЙ ОПТИМИЗАЦИИ ПАРАМЕТРОВ ЭЛЕКТРОННЫХ СХЕМ

При оптимальном проектировании электронных схем, особенно с использованием векторного критерия качества, естественным является желание разработчика знать вид поверхности отклика каждого из критериев в допустимой области. Обладая этой информацией, разработчик может сделать задачу оптимизации более корректной и подобрать наиболее приемлемый для данного случая алгоритм оптимизации, что в конечном счете сказывается на времени решения задачи и приближении полученного результата к желаемому.

Кроме указанного выше, на время и, в большей степени, на точность решения задачи оптимизации влияет выбор вида нормировки отдельных критериев и определения параметров нормирования.

В практике оптимального проектирования встречается довольно много подходов к нормированию критериев качества. Одним из наиболее часто применяемых подходов является следующий.

Пусть задача оптимального проектирования ставится таким образом: найти вектор параметров  $X^0 = \{x_i^0, i = 1, 2, \dots, n\}$ , при котором критерии качества  $f_j$  принимают максимальные значения. Очевидно, что в данном случае сталкиваются с понятием компромисса при принятии решения. Компромиссным в оптимальном смысле будем считать решение  $X^0$ , приводящее к минимизации потерь по каждому из критериев. Потери критерия можно оценить по следующей формуле

$$\tilde{f}_j = \frac{f_j - f_j'}{f_j' - f_j''}, j = 1, 2, \dots, m, \quad (1)$$

где  $f_j$  – текущее значение критерия;  $f_j'$  – лучшее значение критерия в допустимой замкнутой области  $\Omega \subset X^n$ ;  $f_j''$  – худшее значение критерия в этой же области. Таким образом мы пронормировали критерии. Очевидно, что нормированные критерии качества теперь будут изменяться в допустимой области от 0 до 1.

После выбора вида нормировки становится ясно, что время на решение задачи векторной оптимизации будет включать в себя еще и время на поиск экстремумов каждого из критериев, что может быть гораздо более трудоёмким, нежели непосредственно поиск компромиссного решения.

Использование в формуле (1) оценочных значений экстремумов взамен точных позволяет снизить общие потери времени на нормировку функций. Оценки экстремумов можно получить несколькими путями.

1. Покрыть область допустимых значений равномерной сеткой и выбрать лучшие и худшие значения критериев в её узлах.
2. Вычислить значения критериев в  $k$  случайных точках пространства  $\Omega$  и выбрать среди них граничные.
3. Определить точно лучшие значения критериев, а в качестве худших выбрать худшие на множестве точек экстремумов остальных критериев.
4. Определить точно лучшие значения критериев, а худшие искать в процессе определения лучших.

В 1-м и во 2-м случаях стоит задача оценки необходимого количества точек для разрешения компромисса между трудоёмкостью и точностью решения задачи, в 3 и 4 случаях вопрос стоит лишь о точности нормировки. В любом случае разработчик должен отдавать себе отчет в том, что точность решения задачи в огромной степени зависит от точности нормирования критериев.

В данной работе авторы ставят перед собой цель исследовать зависимость решения векторной задачи оптимизации от оценки экстремальных значений критериев различными способами.

На рис. 1 изображена схема активного фильтра. Качественными характеристиками, достаточно полно описывающими работу фильтров, являются: отклонение от заданной резонансной частоты ( $\Delta f$ ), выходное напряжение ( $U_{\text{вых}}$ ) и входное сопротивление ( $R_{\text{вх}}$ ) на резонансной частоте

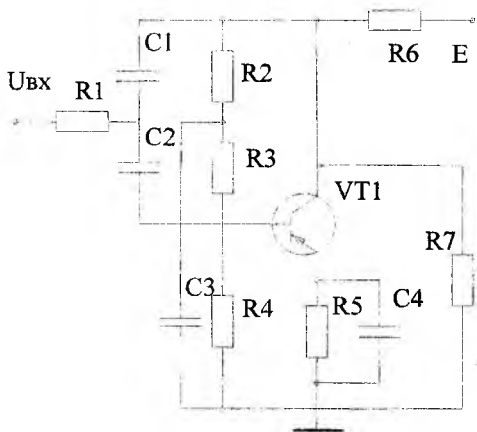


Рис. 1

$$R_{ex} = \frac{U_{ex}}{I_{ex}} \Big|_{f = f_{рез}} \quad (2)$$

Ограничимся при оптимизации данного устройства этими тремя критериями.

Допустим, что для достижения оптимального результата достаточно найти значения элементов R1 и C2. Поверхность отклика критериев приведена на рис. 2.

- существуют критерии с несколькими экстремумами в допустимой области. Эти экстремумы могут показывать как лучшие, так и худшие значения (в любом случае для нормировки необходимо искать и те и другие);

- для точного определения экстремумов необходимо применять методы глобального поиска, включающие метод Монте-Карло;

- в большинстве случаев экстремумы принадлежат границам допустимой области.

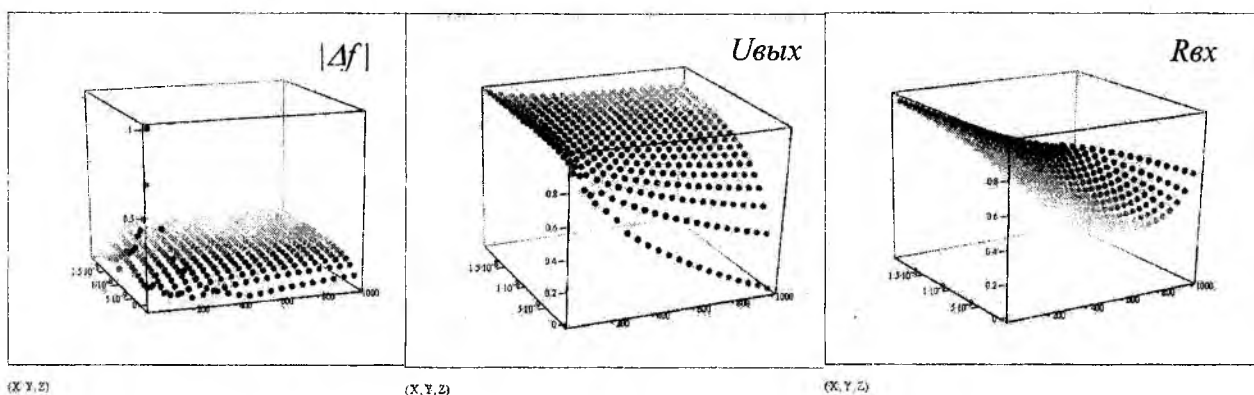


Рис. 2

Это позволяет предположить, что для определения приближений экстремальных значений функций лучше использовать равномерную сетку, покрывающую допустимую область. Остается выяснить, какой плотности должна быть эта сетка для получения необходимой точности приближения полученного решения от решения при точной нормировке.

Проанализировав форму критериев, можно сделать следующие выводы:

Исследования привели к результатам, сведенным в таблицу.

Таблица

Сетка		$\Delta f$ , Гц	$U_{вых}$ , В	$R_{вх}$ , кОм	$R1_{opt}$ , кОм	$C2_{opt}$ , мкФ
10x10	Max	323107,2	3,2	850,4	0,4092	5,64
	Min	548,2	0,1	6,5		
30x30	Max	323107,2	3,2	850,4	0,4100	5,6
	Min	79,4	0,1	6,3		
50x50	Max	323107,2	3,2	850,4	0,4100	5,6
	Min	65,3	0,1	6,4		
80x80	Max	323107,2	3,2	850,4	0,4100	5,6
	Min	10,6	0,1	6,3		
110x110	Max	323107,2	3,2	850,4	0,4100	5,6
	Min	10,6	0,1	6,3		

Здесь под оптимальными значениями R1 и C2 понимаются такие, в которых достигается наилучшее, с точки постановки задачи, решение. При поиске искомого решения точность была не хуже

$10^{-3}$ . Проанализировав таблицу, находим, что чрезмерное увеличение числа узлов сетки не приводит к существенному изменению координат решения многокритериальной задачи.

Проверим, принадлежит ли найденное решение области компромиссов. В работе [1] предложен способ определения принадлежности какой-либо точки области компромиссов.

Определим в полученной точке векторы-градиенты оптимизируемых функций, причем для этого не нужно делать дополнительных вычислений критериев, так как эту информацию можно взять из данных, полученных в процессе нахождения их экстремальных значений:

$$\nabla \Delta f = (-38889; -300), \nabla U_{вых} = (0,83; -0,086), \nabla R_{вх} = (555; 17,2). \quad (3)$$

Если построить векторную диаграмму полученных результатов, станет очевидным, что найденная точка принадлежит области компромиссов.

Оценим теперь точность найденного решения. В работе [2] предложен способ определения погрешности решения при неточной нормировке через оценки отдельных компонент аддитивной сверки критериев:

$$F(X) = \sum_j \lambda_j f_j(X), \quad (4)$$

где  $f_j$  – критерии качества;  $\lambda_j$  – весовые коэффициенты.

Введем следующие обозначения:

$$M_j = f_j^{луч} (X); m_j = f_j^{худ} (X); d_j = M_j - m_j. \quad (5)$$

Обозначим через  $G(X)$  функцию  $\sum_j \lambda_j \frac{f_j(X)}{d_j}$ , которая представляет собой сумму неточно нормированных критериев.

В области, граничащей с квазиоптимальной точкой, по имеющимся данным можно определить  $C_j$  такие, что  $|f_j(X)| \leq C_j$ .

В результате модуль вектора отклонения точки полученного решения от действительного вычисляется по формуле:

$$|X_0 - X_0^*| \leq |G''(X_0)^{-1}| * \left| \sum_j \lambda_j \varepsilon_j \frac{C_j}{M_j} \right|.$$

Весовые коэффициенты были определены с использованием результатов работы [3], основанной на специфических свойствах функции (2), а все остальные компоненты, необходимые для определения точности, вычислены по имеющимся данным о значениях критериев качества, полученным в результате поиска оценок их экстремальных значений. В результате получили, что точность определения компромиссного решения при таком способе неточной нормировки не превышает 0,045. Данная точность вполне приемлема при оптимизации электронных схем.

**Список литературы:** 1. Куник Е.Г., Храпцов В.Н. . Об алгоритмах выделения Паретто-оптимальных решений в задачах векторной оптимизации // АСУ и приборы автоматики. 1985. Вып. 74. С. 20-23. 2. Куник Е.Г. Оценка погрешности нахождения компромиссного решения многокритериальной задачи при неточной нормировке критериев // Радиотехн. летательных аппар.: Темат. сб. науч. трудов. Харьков: ХАИ, 1987. С.113-118. 3. Куник Е.Г., Довнар А.И. Алгоритм решения минимаксных задач оптимизации электронных схем с помощью аддитивных сверток // Автоматизация проектирования в электронике. 1984. № 30. С.14-19.

Харьковский государственный технический университет радиотехники

Поступила в редколлегию 10.07.2001

## О СГЛАЖИВАНИИ ВЫХОДНЫХ ПАРАМЕТРОВ НЕСТАЦИОНАРНЫХ МОДЕЛЕЙ

Одним из существенных недостатков метода крупных частиц является сильная зашумленность выходных параметров, связанная с тем, что число макрочастиц в модели (обычно порядка нескольких тысяч) намного меньше реального количества электронов в приборе ( $10^{11} \dots 10^{13}$ ). Соответственно возрастают флуктуации токов и прочих зависящих от них величин (например, выходной мощности). Это явление существует и в реальности – так называемый дробовый шум. Однако при моделировании оно проявляется особенно сильно. Именно поэтому до последнего времени считалось, что метод крупных частиц непригоден для исследования флуктуаций в электронных приборах. Зашумленность выходных параметров ухудшает также точность результатов, поскольку не позволяет установить истинные значения рассчитываемых величин. Недавно появились работы, в которых снижение модельных шумов достигается путем увеличения числа макрочастиц до нескольких сот тысяч [1]. К сожалению, для большинства случаев это неоправданно с точки зрения временных затрат.

Обычно зашумленность выходных данных уменьшают другим способом – сглаживанием того или иного параметра посредством его усреднения на некотором достаточно большом временном интервале. Корректность такого подхода очевидна только тогда, когда сам параметр не изменяется во времени, т.е. в стационарном режиме. Для нестационарной модели этот способ вносит систематическую погрешность, увеличивающуюся с удлинением интервала усреднения (вследствие запаздывания среднего значения параметра при переходном процессе).

Выходом из положения может быть использование усложненных методов сглаживания, таких как регрессионная модель или аппроксимация полиномами по методу наименьших квадратов [2]. В общем случае выбор конкретной модели зависит от того, как изменяется во времени анализируемая величина. Например, на начальных стадиях переходного процесса, когда взаимодействие электронов с волной может быть описано линейной теорией, выходная мощность нарастает по экспоненциальному закону [3]. Однако для большинства выходных параметров СВЧ-прибора достаточно использовать линейную регрессионную модель. Она имеет вид:

$$f(t) = a_0 + a_1 t, \quad (1)$$

где  $a_0$  и  $a_1$  – коэффициенты линейной регрессии, вычисляемые из известных значений дискретной сглаживаемой функции  $f_l = f(t_l)$  в нескольких (минимум двух) точках.

Если отсчитывать время от текущего момента, известные значения функции  $f_0, f_{-1}, f_{-2}, \dots, f_{-L+1}$  соответствуют моментам  $t_0 = 0, t_{-1} = -\Delta t, t_{-2} = -2\Delta t, \dots, t_{-L+1} = (-L+1)\Delta t$ , где  $\Delta t$  – размер временного шага модели,  $L$  – количество значений функции на интервале сглаживания, т.е. размер временной выборки (рис. 1).

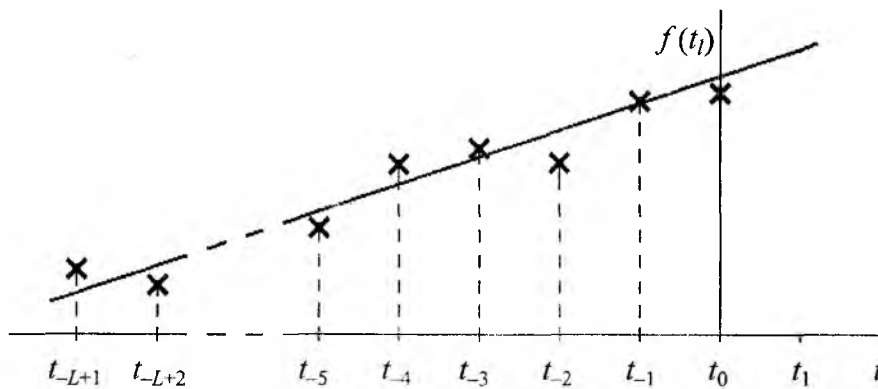


Рис. 1

Воспользуемся выражениями для коэффициентов линейной регрессии из работы [4]. Переопределим в них индексы так, чтобы они соответствовали принятой нами нумерации временных отсчетов ( $l = 0, -1, -2, \dots, -L+1$ ). Получаем:

$$a_0 = \frac{\Delta t^2 \sum_{l=0}^{-L+1} f_l \sum_{l=0}^{-L+1} l^2 - \Delta t^2 \sum_{l=0}^{-L+1} l \sum_{l=0}^{-L+1} l f_l}{L \Delta t^2 \sum_{l=0}^{-L+1} l^2 - \Delta t^2 \left( \sum_{l=0}^{-L+1} l \right)^2},$$

$$a_1 \Delta t = \frac{L \Delta t^2 \sum_{l=0}^{-L+1} l f_l - \Delta t^2 \sum_{l=0}^{-L+1} l \sum_{l=0}^{-L+1} f_l}{L \Delta t^2 \sum_{l=0}^{-L+1} l^2 - \Delta t^2 \left( \sum_{l=0}^{-L+1} l \right)^2}.$$

Согласно [2] формулы для сумм арифметических прогрессий имеют вид:

$$\sum_{l=0}^{-L+1} l = -\frac{L(L-1)}{2},$$

$$\sum_{l=0}^{-L+1} l^2 = \frac{L(L-1)(2L-1)}{6}.$$

Тогда окончательные выражения для коэффициентов линейной регрессии запишутся следующим образом:

$$a_0 = 2L \frac{\left[ (2L^2 - 3L + 1) \sum_{l=0}^{-L+1} f_l + (3L - 3) \sum_{l=0}^{-L+1} l f_l \right]}{L^2 (L^2 - 1)},$$

$$a_1 \Delta t = 6L \frac{\left[ (L - 1) \sum_{l=0}^{-L+1} f_l + 2 \sum_{l=0}^{-L+1} l f_l \right]}{L^2 (L^2 - 1)}.$$

Из формулы (1) следует, что сглаженное значение функции  $f$  на момент  $t_0$  равно  $a_0$ , экстраполированное на шаг вперед  $-a_0 + a_1 \Delta t$  и т.д. Экстраполяция токов модуляторов используется, например, для расчета приложенных к прибору напряжений на следующем временном шаге (как разностей между ЭДС модуляторов и падениями напряжений на их внутренних сопротивлениях). Аналогично экстраполяция параметров выходных сигналов необходима при моделировании отраженных волн.

Типовой размер временной выборки в реальных моделях составляет 16...256 шагов. Это соответствует 1...16 периодам ВЧ-колебания. Рис. 2 и 3 демонстрируют положение прямой линейной регрессии па гистограммах временных зависимостей тока модулятора и мощности выходного сигнала, полученных на фронте импульса 25-сантиметрового амплитрона средней мощности. Длина выборки равна 256 временным шагам, период сигнала - 32 шагам пульсации анодного тока (наведенного) вызваны периодическим прохождением спич через пространство дрейфа, что сопровождается их расфокусировкой. Видно, что за восемь периодов сигнала значения выходных параметров увеличиваются в несколько раз, поэтому использование обычного усреднения на выборке такой длины в нестационарном режиме является совершенно некорректным. В этом нетрудно убедиться, сравнивая полученные с помощью линейной регрессии величины тока модулятора и выходной мощности моде линуемого прибора на временном шаге № 1376 (рис. 4) с усредненными по предыдущим восьми периодам сигнала значениями приведенными в правом верхнем углу рис. 2 и 3 соответственно.

Описанную методику можно использовать не только для исследования переходных процессов в СВЧ-приборах, но и при нестационарном моделировании установившихся режимов так называемым спектральным методом. Например, если фаза квазигармонического выходного (сигнала содержит линейно зависящий от времени тренд (рис. 5), то выходная частота прибора отличается от базовой (фигури-

рующей в уравнениях модели) на постоянную величину, равную производной от фазы по времени. В случае достаточно узкополосных сигналов определение частоты путем дифференцирования выражения (1) для фазы может оказаться более точным, чем непосредственное гармоническое разложение коротких зашумленных временных выборок комплексной амплитуды.

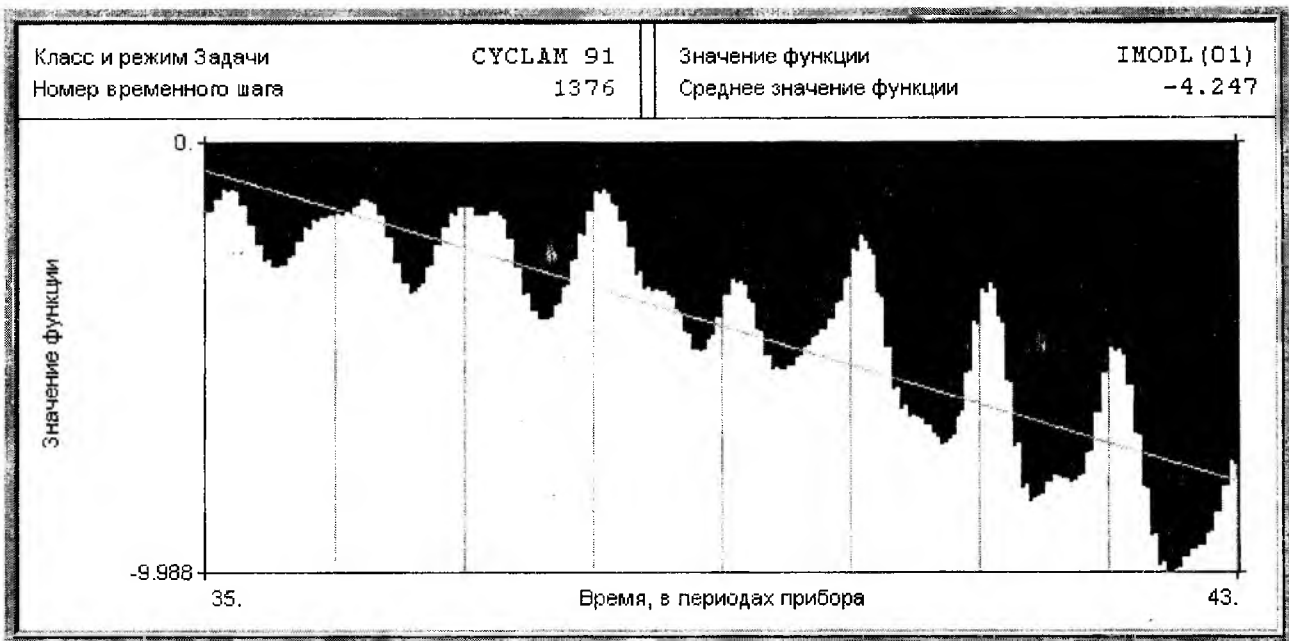


Рис. 2

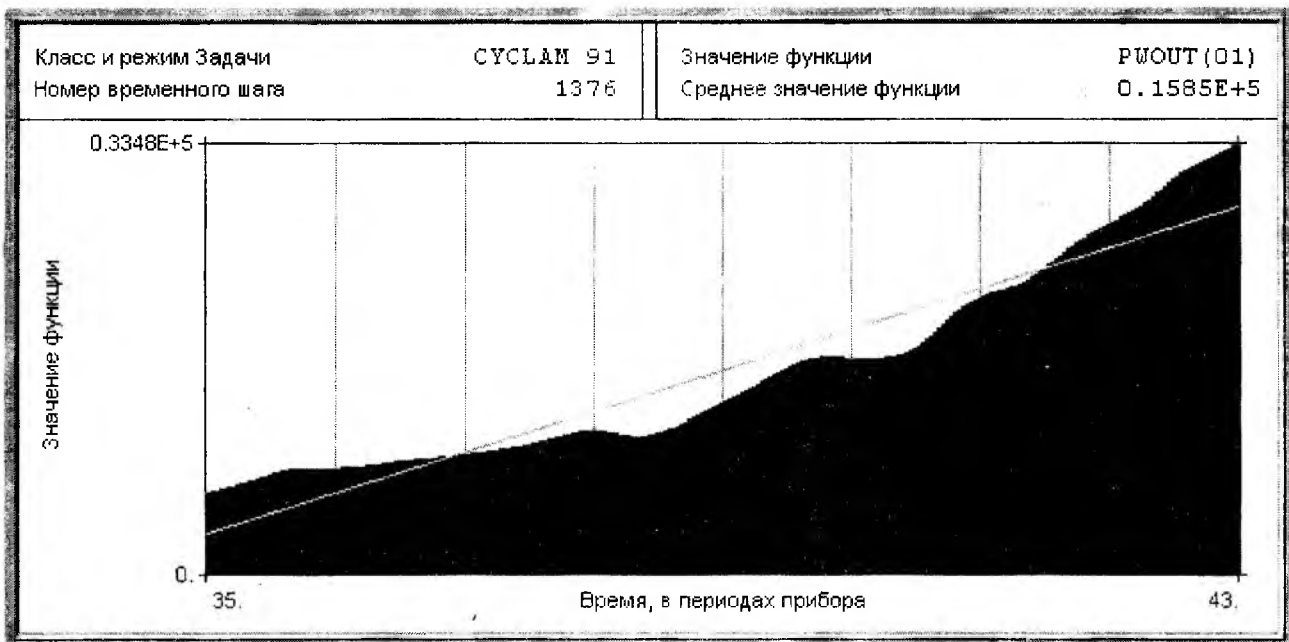


Рис. 3

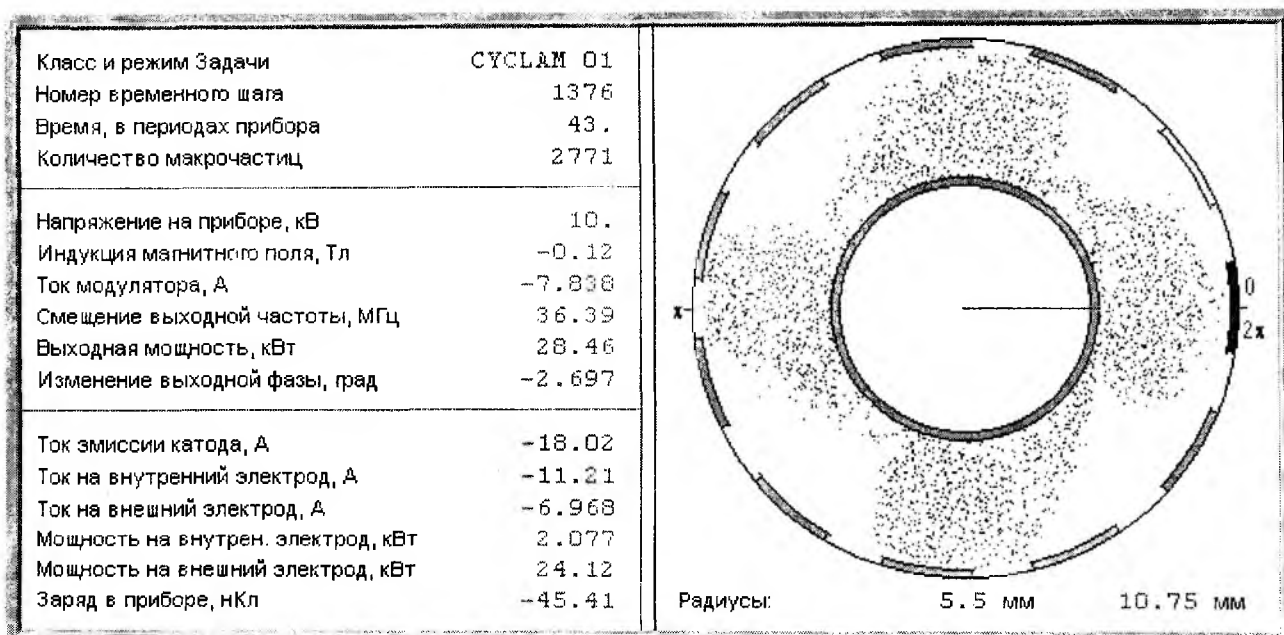


Рис. 4

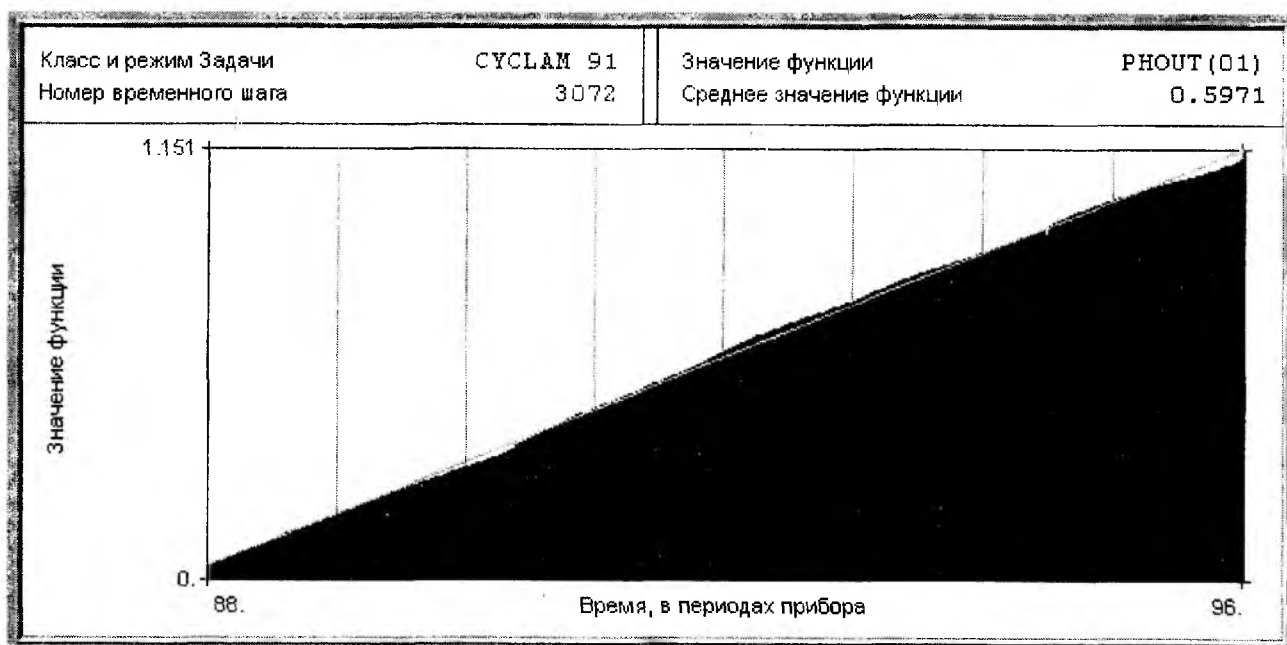


Рис. 5

**Список литературы:** 1. David P. Chernin. Computer Simulations of Low noise States in a high-Power Crossed-Field Amplifier // IEEE Transactions on electron Devices. 1996. Vol. 43, No. II. P. 2004 - 2010. 2. Корн Г, Корн Т. Справочник по математике для научных работников и инженеров. М.: Наука, 1984. 832 с. 3. Электроника ламп обратной волной / Под ред. В.И. Шевчика, Д.И. Трубецкого. Саратов: Изд-во СГУ, 1975. 195 с. 4. Плис А.И. Сливина Н.А. Лабораторный практикум по высшей математике. М.: Высш. школа, 1983. 208 с.

Харьковский государственный технический университет радиотехники

Поступила в редколлегию 15.03.2001

## АНАЛИЗ ЗАКОНОМЕРНОСТЕЙ ПАРАМЕТРИЧЕСКОГО ЗОННОГО ВЗАИМОДЕЙСТВИЯ В КОЛЕБАТЕЛЬНЫХ СИСТЕМАХ

Параметрические взаимодействия в зонах неустойчивости решения уравнения Матье (параметрическое зонное взаимодействие) наблюдаются в радио- и электронных, квантовых, оптических и других колебательных системах. Интенсивность взаимодействий определяет как состояние колебательных систем и качественную устойчивость, так и стабильность их свойств. Кроме того, взаимодействия определяют структурную организацию и характер существования колебательных систем различной природы.

В последние годы большое внимание уделяется резонансным взаимодействиям в квантовой электронике [1, 2], в оптике и радиофизике [3, 4], в биологических системах [5]. В этих работах остался нерешенным вопрос взаимодействия колебательных систем в высших зонах неустойчивости, в том числе с интегральной модуляцией динамического параметра активной среды (вещества) [6]. В работах [7...9] и других, исчерпывающую библиографию которых привести трудно, рассмотрены вопросы возникновения неупорядоченных движений (хаотических колебаний) в детерминированной системе. Кроме того, могут наблюдаться периодические последовательности Фейгенбаума, неустойчивости Бенара, реакции Белоусова-Жаботинского, переходы «устойчивость-хаос, неустойчивость-хаос...» и другие процессы. Однако в этих работах не были рассмотрены эти процессы с точки зрения параметрических взаимодействий в зонах неустойчивости.

Целью настоящей работы является установление закономерностей взаимодействия колебательных систем в зонах неустойчивости с внешним воздействием (накачкой).

В параметрической зонной (пазонной) электромеханической аналогии вводят заряд  $q$ , потокосцепления  $2V'_0$ , токи  $i$ , напряжения  $u$  и соответствующие им координаты  $x$ , импульсы  $p$ , скорости  $v$ , силы  $f$ . Для электродинамической аналогии – электрические  $\bar{D}$  и магнитные  $\bar{B}$  индукции, а также плотности тока  $\bar{j}$  и напряжения  $\bar{u}$ . Поскольку динамические параметры элементов и свойства среды реальных систем зависят от соответствующих координат (зависимых переменных), а координаты зависят от времени, то с учетом физических явлений и размерностей физических величин для электрических, механических и электродинамических переменных, динамических параметров элементов и свойств среды вводим произведения двух функций – зависимой переменной и динамического параметра в виде:

$$\begin{aligned}
 q &= C \frac{d\psi}{dt} + \psi \frac{dC}{dt}, & \psi &= L \frac{dq}{dt} + q \frac{dL}{dt}, & i &= C \frac{du}{dt} + u \frac{dC}{dt}, \\
 u &= L \frac{di}{dt} + i \frac{dL}{dt}, & x &= n \frac{dp}{dt} + p \frac{dn}{dt}, & p &= m \frac{dx}{dt} + x \frac{dm}{dt}, \\
 v &= n \frac{df}{dt} + f \frac{dv}{dt}, & f &= m \frac{dv}{dt} + v \frac{dm}{dt}, & \bar{D} &= \varepsilon \frac{d\bar{B}}{dt} + \bar{B} \frac{d\varepsilon}{dt}, \\
 \bar{B} &= \mu \frac{d\bar{D}}{dt} + \bar{D} \frac{d\mu}{dt}, & \bar{j} &= \varepsilon \frac{d\bar{E}}{dt} + \bar{E} \frac{d\varepsilon}{dt}, & \bar{u} &= \mu \frac{d\bar{H}}{dt} + \bar{H} \frac{d\mu}{dt},
 \end{aligned} \tag{1}$$

где  $C$  и  $L$ ;  $n$  и  $m$ ;  $\varepsilon$  и  $\mu$  – соответственно динамические параметры структурных элементов и свойства среды электрических, механических и электродинамических систем.

Анализ введенных функций показывает, что соответствующие произведения зависимости переменных и динамических свойств систем от времени приводят к квантованию и локализации последних, появлению дополнительных обменных импульсов («порций» пазонов) и новых взаимосвязей, которые обуславливают закономерности соответствующих процессов. Следует отметить, что функции (1) пригодны при исследовании нелинейных и нестационарных процессов, в том числе и неоднородных (периодических) сред (структур). Кроме того, они демонстрируют связи непрерывных физических величин и процессов с дискретными.

Проведенный анализ, систематизация и обобщение процессов и закономерностей взаимодействий в микро- и макросистемах различной природы [6, 10...13] показывают, что их существование и развитие возможно только в колебательной диссипативной системе, структура которой должна содержать два энергоемких (реактивных) элемента, локализирующих противоположные (полярные) взаимопереходящие виды энергии, и третий элемент – диссипативный (проводимость, трение). При этом существенную роль играет интегральная модуляция динамических параметров энергоемких элементов [6], которая обуславливает энергодинамические взаимодействия и взаимопереходы системы из одного состояния в другое.

При исследовании сложных электродинамических процессов в распределенных системах предлагается применять лестничную электрическую схему последовательно соединенных элементарных объемов  $\Delta v = \Delta x \Delta y \Delta z$ . Элементарные объемы представляются в виде 3-х мерных параметрических зонных осцилляторов на основе параметрической зонной системы ( $PZ_n S$ ) [6, 10...13].  $PZ_n S$  содержит первичные параметры: сопротивления  $Z(r)$ , включающие нелинейные динамические индуктивности  $L$ , резисторы  $R_n$  и инверсные линейные емкости  $1/C$ , а также проводимости  $Y(F)$ , включающие линейные динамические емкости  $C$ , проводимости  $G$  и инверсные линейные индуктивности  $1/L$ , где  $r(x, y, z)$ . Схема замещения (эквивалентная схема) Г-образного звена  $PZ_n S$  по координате  $x$  приведена на рис. 1. При построении математической модели энергодинамического баланса полных (колебательных) энергий и мощностей использованы законы сохранения, электромагнитной индукции и полного тока с учетом введенных зависимостей (1). Для звена по координате  $x$  с погонными параметрами  $Z_x (R, L, 1/C)$  и  $Y_x (G, C)$  после соответствующих преобразований симметричных телеграфных уравнений, для электрической  $E_\varepsilon$  и механической  $E_M$  энергий и баланса электрической мощности  $P_x$ , получаем:

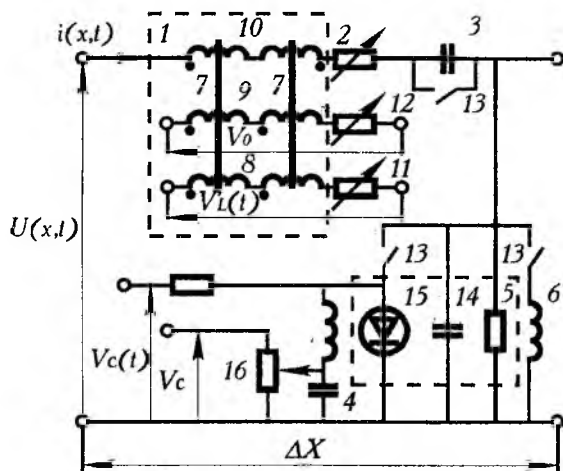


Рис. 1

$$E_\varepsilon = L_0 I^2 + C_0 U^2 + iq \frac{dL}{dt} + u\psi \frac{dC}{dt}, \quad E_M = m_0 V^2 + n_0 F^2 + vx \frac{dm}{dt} + f_p \frac{dn}{dt},$$

$$P_x = P_n + P_\varepsilon + P_{об}, \quad P_{об} = P_{ов} + P_{см}, \quad P_x = -\frac{\partial(ui)}{\partial x}, \quad P_n = \frac{1}{2}(I^2 R + U^2 G), \quad (2)$$

$$P_\varepsilon = \frac{1}{2}(i \frac{1}{C} \int idt + u\Gamma \int udt), \quad P_{ов} = \frac{1}{2}(\psi \frac{\partial i}{\partial t} + q \frac{\partial u}{\partial t}), \quad P_{см} = \frac{1}{2}(i^2 \frac{\partial L}{\partial t} + u^2 \frac{\partial C}{\partial t}),$$

где  $E_\varepsilon$  и  $E_M$  – соответственно энергия электрической и механической системы;  $L_0, C_0, m_0, n_0$  – статические структурные элементы;  $P_n$  – мощность активных потерь, обусловленных резисторами  $R$  и проводимостями  $G$ ;  $P_\varepsilon$  – мощность, связанная с внутренней энергией в инверсных реактивностях  $1/C$  и  $\Gamma$ ;  $P_{об}$  – полная обменная мощность;  $P_{ов}$  – обменная внутренняя мощность, генерируемая системой за счет изменения  $i$  и  $u$ ;  $P_{см}$  – сторонняя мощность, затрачиваемая накачкой при модуляции параметров  $L$  и  $C$ ;  $iq \frac{dL}{dt}, u\psi \frac{dC}{dt}, vx \frac{dm}{dt}, f_p \frac{dn}{dt}$  – соответственно обменные импульсы («порции», пазоны) электрической и механической энергий при изменении (модуляции) динамических параметров;  $\psi \frac{\partial i}{\partial t}, q \frac{\partial u}{\partial t}, i^2 \frac{\partial L}{\partial t}, u^2 \frac{\partial C}{\partial t}$  – обменные импульсы («порции», пазоны) электрической мощности.

Нелинейная индуктивность 1 пазонного звена (рис. 1) содержит два магнитных сердечника 7 с обмотками 8 накачки ( $w_m$ ) и подмагничивания 9 ( $w_0$ ), соединенные последовательно и согласно, а также резонансные ( $w$ ) обмотки 10, соединенные последовательно и встречно. Модулируется индук-

тивность  $I$  полем накачки, в котором последовательно с обмотками  $\delta$  ( $w_m$ ) включены резисторы (активные потери)  $11$  ( $R_m$ ), а контур подключен к выходу генератора накачки ( $v_L(t)$ ) (не показан). Контур подмагничивания содержит резисторы (активные потери)  $12$  ( $R_o$ ) и подключен к источнику подмагничивания  $V_o$  (не показан).

Последовательно с индуктивностью  $1$  включены переменный резистор  $2$  ( $R_1$ ) и линейный переменный конденсатор  $3$  ( $C$ ). Последний может отключаться выключателем  $13$ . Конденсатор  $4$  с нелинейной емкостью содержит линейный переменный конденсатор  $14$  ( $C$ ) и параметрический диод  $15$ , причем последний может отключаться выключателем  $13$ . Управляется параметрический диод сигналом с выхода генератора  $v_c(t)$  (не показан) и источником смещения  $V_c$  (не показан). Нелинейная емкость  $4$  зашунтирована переменными резисторами (проводимостями)  $5$  ( $G$ ) и линейной индуктивностью  $6$  ( $L'$ ), которые можно отключать выключателем  $13$ .

Рабочие токи нелинейных индуктивностей  $1$  задаются источником подмагничивания, а нелинейных емкостей  $4$  – источником смещения (регулировкой резистора  $16$ ). Частоты генераторов  $v_L(t)$  и  $v_c(t)$  управляются (синхронизируются) задающим (общим) генератором. В дальнейшем под накачкой (генератор накачки) понимается интенсивность энергии на выходе соответствующего усилителя мощности, причем, частоту и фазу сигнала накачки можно изменять одновременно (задающим генератором) или раздельно (генераторами  $v_L(t)$  и  $v_c(t)$ ).

Полученные соотношения (1) и (2) для соответствующих произведений переменных и параметров, энергий и мощностей включают статические параметры ( $L_0, C_0, m_0, n_0$ ) и амплитудные значения координат ( $I, U, V, F$ ), а также – динамические параметры элементов и сред, мгновенные координаты, обуславливающие интенсивность взаимосвязей. В общем случае (без учета активных потерь), произведение амплитудных и (или) мгновенных переменных на соответствующие им статические и (или) динамические параметры структурных энергоемких элементов говорит о том, что построенные пазоны (пазонные «квазичастицы»), импульсы, импульсы энергии и мощности обуславливают многообразие аналогов квазичастиц и обменных импульсов – динамических процессов взаимодействия в слабо-, сильно-, и существенно нелинейных системах различной природы.

Эти многообразия пазонных «квазичастиц», обменных импульсов, энергодинамических связей и взаимодействий хорошо согласуются с квантовой механикой, которая вводит как многообразие частиц, так и многообразие импульсов и сил, обеспечивающих взаимодействия, структуру и свойства квантовых систем. Кроме того, в  $PZ_n S$  наблюдаются процессы возбуждения, генерирования и гашения колебаний, которые являются аналогами элементарных квантовых актов поглощения, излучения и диссипации [10...13]. Эти процессы и обуславливают взаимодействия классических и квантовых колебательных систем с внешними воздействиями. Как видно из соотношений (1) и (2) существенную роль при взаимодействии играют скорость изменения координат, динамических параметров (пространственные и временные производные) и их знаки, которые обуславливают вложения энергии накачки в систему или отбор из нее. С другой стороны, знаки соответствующих производных можно связать с образованием разнополярных квазичастиц и импульсов [13]. Это позволяет с помощью метода размерностей, построенных соотношений (1) и введенной квантовопазонной системы аналогий [13] моделировать закономерности взаимодействий в квантовых (атомных) системах и приборах элементарных частиц с соответствующими частицами или (квантами).

Кроме того, соотношения (1) могут, в какой-то мере, ответить на вопрос о предсказании широкого спектра элементарных частиц (квантов) соответствующих энергий, импульсов и полей. Такой подход позволяет уяснить квантово-волновой дуализм света, спонтанные и виртуальные процессы, взаимосвязи элементарных частиц и взаимопереходы элементарных частиц, в том числе синтез и деление. Энергодинамические зависимости (1) и (2) позволяют определить предельные экстремальные возможности систем, необходимую оптимальную энергию накачки и управления, оценку интенсивности (степень) взаимодействия систем с накачкой, в том числе многофонные процессы в сложных многоуровневых системах [6, 13]. Энергетические процессы определяют и динамику колебательных процессов в слабых, сильных и сверхсильных полях накачки, что тесно связано с соответствующими устойчивыми, хаотическими и неустойчивыми решениями нелинейного уравнения Матье, Хилла и  $PZ$ -уравнениями [6, 10...13]. В работе при анализе энергодинамических процессов в индуктивной системе, нелинейная связь напряженности магнитного поля  $H$  с магнитной индукцией  $B$  аппроксимируется гиперболическим синусом  $H = \alpha sh \beta B$ , где  $\alpha$  и  $\beta$  – коэффициенты аппроксимации.

Для определения  $\alpha$  и  $\beta$ , а также выражений динамических параметров и их производных, воспользуемся индуктивностью, содержащей магнитный сердечник с обмоткой  $w$ , сечением  $s$  и средней длиной магнитного поля в сердечнике  $l$ . Индуктивность подключается к генератору синусоидального напряжения  $u = U_m \sin(\omega t + \varphi)$ , где  $\omega$  – частота накачки,  $\varphi = n \frac{\pi}{2}$  ( $n=0, 1, 2, \dots$ ) – начальная фаза. Тогда на основе законов Кирхгофа и полного тока, пренебрегая индуктивностью рассеяния, вихревыми токами и активными потерями обмотки, ток в контуре  $i$ , динамическая индуктивность  $L_\tau$  и скорость ее изменения  $L'_\tau$  можно определить выражениями (при  $\varphi = 0$ ):

$$L_\tau = \frac{L_0}{ch(B_m \sin \omega t)}, \quad L_0 = \frac{w^2 s}{\alpha \beta l}, \quad B_m = \frac{\beta U_m}{s w \omega}, \quad L'_\tau = -\frac{L_0 B_m \cos \tau sh(B_m \sin \omega t)}{ch^2(B_m \sin \omega t)}. \quad (3)$$

При этом стационарность  $PZ_n K$  обусловлена нелинейностью системы и активными потерями (собственными и внешними). В работе [12] установлена закономерность взаимодействия слабых, сильных и сверхсильных полей накачки с колебательными системами. В зонах Матье, соответствующих слабым полям, когда глубина модуляции  $m$  параметра меньше единицы ( $m \ll 1$ ), сильным и сверхсильным полям, что уже связано с уравнениями Хилла и  $PZ_n$  уравнениями [6, 10...13], выполняется условие  $m \Rightarrow 1$ . В свою очередь  $PZ_n$ -резонанс определяет спектры  $PZ_n K$  с неограниченно возрастающими амплитудами в соответствующих зонах неустойчивости. Устойчивые и неустойчивые зоны представляются соответствующей диаграммой постоянных параметров системы в плоскости  $(m, \xi)$ , где  $\xi = \left(\frac{2\omega_k}{n\omega}\right)^2$  – расстройка контура,  $n=1, 2, 3, \dots$  – номер зоны неустойчивости. Следует отметить, что теория уравнения Матье хорошо срабатывает только при выполнении условия  $m \ll 1$ . Согласно этой теории зоны неустойчивости стягиваются к нулю, в то время как амплитуда  $PZ_n K$  стремится к нулю. Значения частот  $PZ_n K$ , к которым стягиваются зоны неустойчивости, называются критическими, а их отношения к частоте накачки соотносятся как целые числа ( $n=1, 2, 3, \dots$ ).

Изучение вероятностных свойств хаотических колебаний способствует пониманию физических закономерностей возбуждения, генерации и гашения колебаний в широком классе колебательных систем различной природы в сильных и сверхсильных полях накачки. Статические характеристики хаотических колебаний существенно зависят от случайных процессов, свойств нелинейностей, формы, интенсивности и частоты накачки. Хаотические колебания могут быть периодически нестационарными, периоды колебаний существенно зависят от внутренней структуры и состояния реактивной нелинейности, а также от активных потерь в системе. При этом описание процессов в системе сводится (в основном) к дифференциальным уравнениям Лоренца, Ван-дер-Поля или Дуффинга. Все известные работы, связанные с исследованиями нерегулярных процессов в детерминированных системах, обычно связывают с фазовыми портретами или численными (упрощенными) решениями соответствующих уравнений. При этом не учитываются в явном виде воздействия накачки, в том числе и процессы в зонах Матье.

Анализ процессов в системах различной природы показывает, что подобные закономерности явлений наблюдаются в термодинамических, биологических и квантовых системах [1...5]. Как было сказано выше, свойства зон динамической неустойчивости Матье в плоскости  $(m, \xi)$  при  $m \ll 1$  хорошо изучены, и соответствующая теория уравнения Матье достаточна полна. С другой стороны, аналитические исследования проблемы решения нелинейного уравнения Матье ( $m < 1$  – среднее поле накачки), уравнения Хилла и  $PZ$ -уравнений ( $m \Rightarrow 1$  – сильные и сверхсильные поля накачки) находятся в стадии развития. Основные трудности их аналитических исследований связаны с многообразием нелинейных процессов и со свойствами нелинейных дифференциальных уравнений с периодическими коэффициентами.

Поэтому для широкого круга задач представляет как теоретический, так и практический интерес, предложенный комбинированный метод, сочетающий аналитические и экспериментальные исследования закономерностей взаимодействия в зонах эволюции МХЧ, т. е. в слабых, сильных и сверхсильных полях накачки. Исходными предпосылками при построении модели элемента  $\Gamma$ -образного звена,

включающего только сосредоточенные параметры (элемент звена не содержит пространственных координат и соответствующих производных), являются законы Кирхгофа, полного тока и нелинейные материальные уравнения  $B(H)$ . Две последние зависимости при однозначной характеристике аппроксимируются в виде:

$$2w_n i_{I,II} = \alpha l H_{I,II}, \quad H_{I,II} = \alpha sh \beta B_{I,II}, \quad (4)$$

где  $H_I$  и  $H_{II}$ ,  $B_I$  и  $B_{II}$  – соответственно напряженности магнитного поля и магнитные индукции в первом и втором сердечниках.

Электрическая модель элемента Г-образного звена содержит в контуре накачки обмотки 8 ( $w_m$ ) и резистор 11 ( $R_m$ ), в параллельном резонансном контуре – обмотки 10 ( $w$ ), резистор 2 ( $R_n$ ) и конденсатор 14 ( $C$ ) при замкнутом ключе 13, в цепи подмагничивания – обмотки 9 ( $w$ ) и резистор 12 ( $R_0$ ).

С учетом принятых выше аппроксимаций  $B(H)$ , ограничений, соотношений (4) и выполнения в реальных системах условия  $R_0 \gg R_n$  ( $R_n \neq 0$ ), после соответствующих преобразований получим систему  $PZ$ -уравнений, описывающую закономерности взаимодействий в контурах накачки и резонансном:

$$\begin{cases} \frac{dv}{d\tau} + \delta_1 f_1(v, u) = 2B_m \cos(\tau + \varphi), \\ \frac{d^2 u}{d\tau^2} + 2\delta_2 \frac{d}{d\tau} f_2(u, v) + 2\delta_0 \frac{du}{d\tau} + \xi f_2(2u, v) = 2V_0', \end{cases} \quad (5)$$

где  $f_1(v, u) = sh \frac{v}{2} ch \frac{u}{2}$ ;  $f_2(u, v) = sh \frac{u}{2} ch \frac{v}{2}$ ;  $\delta_1 = \frac{R_m}{\omega L_m}$ ;  $L_m = \frac{sw_m^2}{\alpha \beta l}$ ;  $2B_m = \frac{\beta U_m}{sw_m \omega}$ ;  $\delta_2 = \frac{R_n}{\omega L_n}$ ;

$\tau = \omega t$ ;  $\delta_0 = \frac{1}{\omega RC}$ ;  $u = \beta(B_I - B_{II})$ ;  $v = \beta(B_I + B_{II})$ ;  $\xi = \frac{4\omega_n^2}{\omega^2}$ ;  $2V_0' = \frac{\beta V_0}{\omega c R_0}$ ;  $L_n = \frac{sw_n^2}{\alpha \beta l}$ ;

$\omega_n = \frac{1}{L_n C}$ .

Аналитическое решение построенной  $PZ$ -модели в таком виде вызывает большие трудности, поэтому воспользуемся упрощениями, реально реализуемыми при малых потерях. В контуре накачки  $R_m \Rightarrow 0$  принимаем  $\delta_1 = 0$ , магнитная индукция в сердечниках будет изменяться согласно первому уравнению системы (5) по синусоидальному закону:  $B_{I,II} = 2B_m \sin \tau$ . При этом исключаем также источник подмагничивания ( $V_0 = 0$ ). Путем выбора величин интенсивностей колебаний в контурах накачки и резонансном, позволяющих ограничиться двумя членами разложения гиперболических функций в степенные ряды и в ряды Фурье от периодических аргументов, коэффициентами которого являются модифицированные функции Бесселя второго порядка:

$$shx = x + \frac{x^3}{3!} + 0(x^5), \quad chx = 1 + \frac{x^2}{2!} + 0(x^4). \quad (6)$$

$$sh(x_m \sin \tau) = 2I_1(x_m) \sin \tau, \quad ch(x_m \sin \tau) = I_0(x_m) - 2I_2(x_m) \cos 2\tau. \quad (7)$$

При отсутствии внешних воздействий ( $V_0' = 0, \delta_0 = 0$ ), равномерном движении с постоянной скоростью в резонансном контуре ( $dv/d\tau = 0$ ), с учетом (6) во втором уравнении системы (5), получим аналог уравнения Ван-дер-Поля с накачкой (знаки определяются выбором знаков коэффициентов):

$$\ddot{u} + 2\delta_2 \dot{u} \left(1 + \frac{u^2}{2}\right) \left(1 + \frac{v^2}{2}\right) + \xi \left(\frac{u}{2} + \frac{u^3}{3!}\right) \left(1 + \frac{v^2}{2}\right) = 0.$$

При малых потерях в резонансном контуре ( $\delta_2 = 0$ ), подставив (7) в уравнение (5), получим аналог уравнения Дуффинга с накачкой:

$$\ddot{u} + 2\delta_0 \dot{u} + \xi \left(\frac{u}{2!} + \frac{u^3}{3!}\right) \left(1 + \frac{v^2}{2!}\right) = 2V_0'.$$

С учетом принятых выше ограничений в колебательной системе, допущения (7) и малых потерь в резонансном контуре ( $R_n = 0$ ), после соответствующих преобразований второе уравнение системы (5) принимает вид нелинейного уравнения Матье с учетом внешних (шунтирующих, вносимых) потерь  $R_0$ :

$$\dot{u} + 2\delta_0 \dot{u} + (p^2 - \varepsilon \cos 2\tau)u = kEu^3, \quad p^2 = \frac{1}{2} \left( \frac{\omega_n}{\omega} \right)^2 I_0(B_m), \quad \varepsilon = \left( \frac{2\omega_n}{\omega} \right)^2 I_2(B_m), \quad (8)$$

где  $k$ -коэффициент, характеризующий степень нелинейности системы.

Аналитические зоны неустойчивости нелинейного уравнения (8) в плоскости  $(p, \varepsilon)$  при условии  $\left| p - \frac{n}{2} \right| < \varepsilon, n=1, 2, 3, \dots$  – номер зоны неустойчивости, исследованы в работе [14] в окрестности критических точек  $(1/2, 0), (1, 0), (3/2, 0), \dots$  При этом решение уравнения (8) ищется в виде:

$$u = a(\tau) \cos(p\tau - \varphi(\tau)) + \varepsilon u_1 + \varepsilon^2 u_2 + \dots \varepsilon^n u_n, \quad (9)$$

где  $a(\tau)$  и  $\varphi(\tau)$  – медленно меняющиеся функции времени.

Подставляя это решение в уравнение (8), после громоздких и сложных преобразований [14] получим условие, определяющее границы зон неустойчивости во втором приближении вблизи резонанса  $p=1/2$  ( $n=1$ ) для стационарных колебаний:

$$1 - 2p - \varepsilon^2 \left( -\frac{3}{4} + \frac{5N^2}{12} \right) + 2\delta_0^2 + \varepsilon N = \left| \varepsilon - \frac{\varepsilon^2 N}{3} \right| \sqrt{1 - \frac{4\delta_0^2(1 + \varepsilon N)^2}{\left( \varepsilon + \frac{q\varepsilon^2 N}{6} \right)^2}}, \quad (10)$$

где  $N = \frac{3ka_0^2}{2}$ ;  $a_0$  – амплитуда стационарных колебаний на границе.

Для определения границ второй зоны неустойчивости ( $n=2$ ) следует рассматривать резонанс вблизи резонансной частоты  $p=1$ , тогда после соответствующих преобразований имеем:

$$\left[ 2(1 - P) + \frac{N}{2} \varepsilon + \delta_0^2 + \left( \frac{1}{6} + \frac{zN^2}{qG} \right) \varepsilon^2 \right] = \frac{1}{4} \sqrt{\varepsilon^4 - \left[ 4\delta_0 \left( 2 + \frac{N\varepsilon}{2} \right) \right]^2} \quad (11)$$

На рис. 2 приведены результаты аналитических и экспериментальных исследований зон эволюции МХЧ соответственно для первой ( $n=1, p=1/2$ ) и второй зон ( $n=2, p=1$ ). Границы зон возбуждения колебаний для линейной системы ( $k=0$ ) обозначены квадратной штриховкой. Для мягкого режима нелинейной системы ( $k>0$ ) границы зоны возбуждения поворачиваются вправо относительно критических частот  $p_{1/2}$  и  $p_1$  (вертикальная штриховка зон). Для жесткого режима ( $k<0$ ) зоны поворачиваются влево (горизонтальная штриховка зон) и углы поворота зон тем больше, чем больше по модулю степень нелинейности коэффициента  $k$  и амплитуда начальных колебаний  $\alpha_0$ . Пунктиром (рис. 2) приведены зоны динамической неустойчивости с учетом нелинейности и затухания для трех характерных коэффициентов амплитуды стационарных колебаний, равных  $\alpha_m = -1, 0, 1$ . Учет только затухания ( $\alpha_m = 0$ ) ограничивает зоны неустойчивости при малых коэффициентах снизу, т. е. зоны не стягиваются к соответствующей  $p_{1/2}$  или  $p_1$ . Чем больше затухание, тем больше смещение зон возбуждения для первой зоны в сторону меньших критических частот, для второй – в сторону больших.

Таким образом, изменяя активные потери, интенсивность внешних и внутренних сил, можно создавать различные режимы в пазонной системе. Характерны два режима: при коэффициенте глубины модуляции  $m_n = m_1$  (рис. 2) наблюдаются скачки при переходах через следующие зоны эволюции «устойчивость-хаос-неустойчивость-хаос-устойчивость-...»; при  $m_n = m_2$  или  $m_3$  возможны плавные переходы из одной зоны неустойчивости в другую. Следует отметить, что «чистых» зон эволюции, как таковых, нет. Так, в зонах устойчивости наряду с аттракторами возможны стационарные периодические колебания, в зонах неустойчивости (аналоги странных аттракторов) – стационарные, нестационарные и случайные движения, в переходных зонах – стационарный и динамический хаос, скачки и другие виды колебаний.

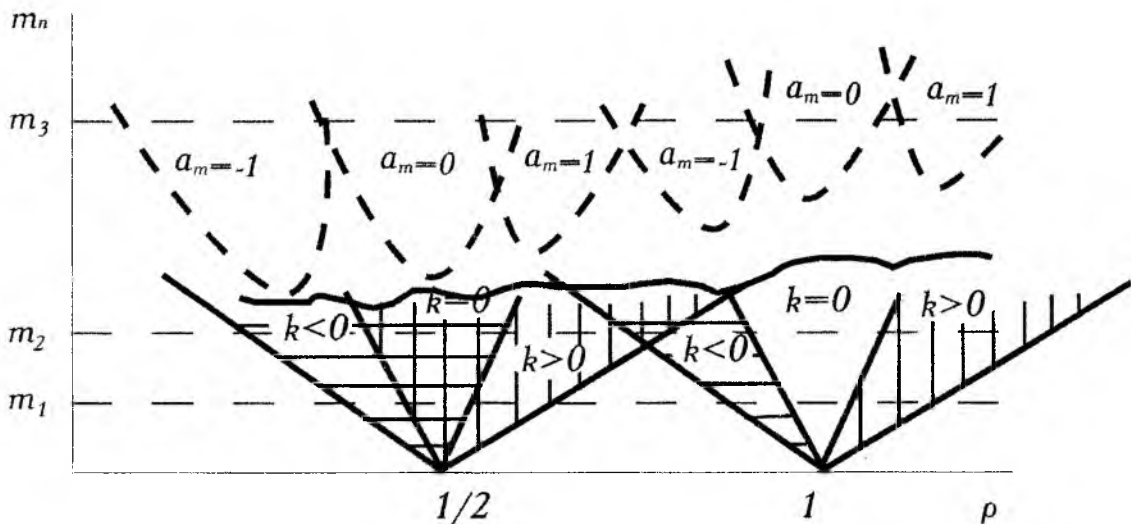


Рис. 2

Теоретические и экспериментальные исследования рассмотренных зон эволюции МХЧ показывают, что для устойчивых зон характерно не только отсутствие движений (невозможность колебаний), но при определенных условиях наблюдаются периодические и случайные движения. Устойчивые зоны в режиме запрета движений (большие потери, слабая интенсивность взаимодействующих сил и т. п.) можно сравнить с запрещенными энергетическими зонами квантовых систем. Зоны возбуждения (неустойчивые) можно трактовать как разрешенные энергетические зоны квантовых систем.

Тогда нерегулярные зоны (зоны хаоса) можно сравнить с уровнями перехода частиц с одного энергетического уровня на другой, а пазонную функцию – как виртуальное состояние частицы, которая может занять один из соседних энергетических уровней в потенциальной яме. В этих зонах происходит переход активных элементов (среды) из одного энергетического состояния в другое, что изменяет исходную структуру системы. Эти переходы можно использовать для моделирования инверсии населенностей, фазовых переходов в средах с различной формой движения материи.

Полученные результаты позволяют сделать следующие выводы:

1) полученные положения (квантование координат, динамических параметров и их произведения) представляют собой соответствующие разнополярные импульсы, импульсы энергий и мощностей) создают предпосылки для формирования физических представлений о механизме взаимодействия излучения с веществом, который удобно интерпретировать в терминах  $PZ$ -динамики [6, 10...13]. Построенной  $PZ$ -моделью можно моделировать элементарную (фундаментальную) частицу элементарным объемом-осциллятором, который в определенных условиях обладает механическими, электрическими и магнитными свойствами, непрерывно вибрирующий и вращающийся вокруг своей оси. Движение объема-осциллятора осуществляется за счет внешних сил, связи с другими объемами-осцилляторами осуществляется благодаря интегральной модуляции [6] энергоемкого динамического параметра. Чем интенсивнее амплитуда накачки и  $PZ_n K$ , тем сильнее связи между объемами-осцилляторами (квазичастицами). Определенный ансамбль связанных объемов-осцилляторов образуют соответствующие квазичастицы, ансамбль которых образуют субчастицы и т.д.;

2) разложение сомножителей функций связи и её производных в степенные ряды (с соответствующими ограничениями членов ряда) позволяют получить нелинейные и существенно нелинейные дифференциальные уравнения с переменными коэффициентами и явной накачкой, которые после соответствующих приближений и преобразований будут аналогами уравнений Лоренца, Льенара, Релея и др. При малых амплитудах накачки и  $PZ_n K$   $PZ$ -модель распадается на два несвязанных линейных дифференциальных уравнения, что соответствует двум изолированным контурам. Следовательно,  $PZ$ -модель является общей для определенного класса связанных (несвязанных) нелинейных (линейных) уравнений с переменными коэффициентами с явной и неявной накачкой. Это позволяет описывать с единых позиций качественное и количественное состояние  $PZ_n S$  и построить единую теорию для аналогов известных (классических) нелинейных и существенно нелинейных дифференциальных уравнений, описывающих в том числе определенный класс нерегулярных колебаний в детерминированных системах различной природы. Предложенный комбинированный метод исследования позволяет более точно, тонко и глубоко изучать многообразие закономерностей взаимодействия колебательных систем с накачкой. Комбинированный метод

колебательных систем с накачкой. Комбинированный метод позволяет открыть новые закономерности взаимодействий, которые обнаружить аналитически очень трудно или вообще не возможно;

3) установлена закономерность параметрических зонных взаимодействий колебательных систем различной природы с сильными и сверхсильными полями накачки, заключающаяся в том, что в зонах МХЧ изменение полей накачки приводит одновременно к интегральной модуляции динамического параметра элементов и смещению критических частот зон динамической неустойчивости. При последовательном дискретном увеличении интенсивности и с каждым дискретным шагом при непрерывном изменении частоты поля накачки в системе без потерь происходит последовательный переход состояния колебательной системы от зоны «устойчивость-хаос-неустойчивость-хаос-устойчивость-хаос-неустойчивость-хаос-устойчивость...» к последовательности «хаос-неустойчивость-хаос...» и к непрерывной зоне динамической неустойчивости. В нелинейных и существенно нелинейных системах наблюдается как целочисленное, так и иррациональное соотношение между критическими частотами зон динамической неустойчивости и частотами поля накачки, а непрерывное увеличение потерь в системе приводит к ограничению и превращению зон хаотических и динамических неустойчивостей в особые точки с координатами значений глубины интегральной модуляции и частоты соответствующей зоны динамической неустойчивости.

**Список литературы:** 1. Акулин В.Н., Карпов И.В. Интенсивные резонансные взаимодействия в квантовой электронике. М.: Наука, 1987. 312 с. 2. Одулов С.Г. и др. Лазеры на динамических решетках. М.: Наука, 1990. 272 с. 3. Во Хонг Ань. Теория параметрического воздействия электромагнитного излучения большой мощности на твердое тело. М.: Наука, 1985. 200 с. 4. Сухоруков А.П. Нелинейные волновые взаимодействия в оптике и радиофизике. М.: Наука, 1988. 232 с. 5. Петросян В.И. и др. Физика взаимодействия миллиметровых волн с объектами различной природы // Радиотехника. М.: Наука, 1996. Вып. №9. С. 20-31. 6. Чередников П.И. Некоторые свойства явлений аномальной модуляции динамических параметров вещества. // Радиотехника. 1999. Вып. 112. С. 162-167. 7. Неймар Б.И., Ланда П.С. Стохастические и хаотические колебания. М.: Наука, 1987. 424 с. 8. Анищенко В.С. Источники колебаний в простых системах. М.: Наука, 1990. 312 с. 9. Мун Ф. Хаотические колебания. Пер с англ. М.: Мир, 1990. 312 с. 10. А.С. №1216822 СССР, МКИ Н03К 3/13. Способ преобразования сигналов. // П.И. Чередников (СССР). Оpubл. 07.03.86. Бюл. № 3. 11. А.С. №1529254 СССР, МКИ 606 G 7/48. Устройство для моделирования динамических объектов. / П.И. Чередников (СССР). Оpubл. 15.12.89. Бюл. №46. 12. Патент №1681322 СССР. МКИ Н 03 К 3/53. Способ моделирования эволюции материи / П.И. Чередников (СССР). Оpubл. 30.09.91. Бюл. №36. 13. Патент №1776354 СССР. МКИ G09 В 23/06. Способ моделирования эволюции квантовой системы и устройство для его осуществления. // П.И. Чередников (СССР). Оpubл. 15.11.92., Бюл. № 42. 14. Зуев Н.Г., Титаренко А.М., Чередников П.И. К вопросу о границах зон параметрической неустойчивости // Радиотехника. Вып.92. 1990. С. 87-92.

*Харьковский государственный технический университет радиотехники*

*Поступила в редколлегию 14.01.2001*

### УЛУЧШЕНИЕ МЕТРОЛОГИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК СВЧ РЕЗОНАТОРНЫХ ИЗМЕРИТЕЛЕЙ ВЛАЖНОСТИ СЫПУЧИХ МАТЕРИАЛОВ

При оценке влажности сыпучих материалов с помощью СВЧ средств основными факторами, ухудшающими метрологические показатели, являются флуктуации плотности, размеров, формы и положения пробы материала относительно первичного измерительного преобразователя [1]. Эти и другие факторы с подобным влиянием на результаты оценок принято называть мешающими.

Повысить точность можно путем исключения указанных флуктуаций или применением дополнительных измерений их влияния, основанных на аналогичных или иных физических принципах. В обоих случаях это приводит к усложнению измерителя и процедуры измерения.

Представляют интерес методы измерения, в которых информация о влажности не зависит от мешающих факторов и извлекается только из измерений на СВЧ.

Плотностно-независимые измерения влажности в [2,3] реализованы путем измерений двух параметров электромагнитной волны методом свободного пространства. При этом контролируется ослабление и сдвиг фазы электромагнитной волны, прошедшей через слой исследуемого материала [2] или два сдвига фазы на двух различных частотах для одного и того же образца [3].

Установки, реализующие методы свободного пространства, громоздкие и нормально работают только в стационарных лабораторных условиях. Для проведения измерений требуется значительное количество материала в виде плоскопараллельной пластины или кюветы с материалом. Трудно избавиться от влияния специфических для методов свободного пространства мешающих факторов – дифракции на краях образца, взаимного влияния различных частей установки вследствие переотражений.

Резонаторные методы [4] более консервативны к факторам внешней геометрии и, на наш взгляд, позволяют более целенаправленно реализовать оценку влажности, инвариантную также к структуре образца (включая плотность пробы и геометрию частиц для сыпучих материалов).

Рассмотрим вначале некоторые теоретические предпосылки.

Фундаментальными выходными сигналами резонаторных измерительных преобразователей (РИП) являются изменение их добротности и резонансной частоты. Производными от них могут быть изменение коэффициента передачи мощности через РИП на какой-либо частоте, фазовый сдвиг прошедших через РИП СВЧ колебаний и т.п.

Из общих представлений о факторах, определяющих добротность резонатора и его резонансную частоту, следует, что

$$\frac{\Delta Q}{Q} = 1 - \left( 1 + \frac{\Delta f}{f_0} \right) \left( 1 + \frac{\Delta w}{w_{30}} \right) \left( 1 + \frac{\Delta P}{P_c} + \frac{P_{\text{ОБР}}}{P_c} \right)^{-1},$$

где  $\frac{\Delta f}{f_0}$  – относительное изменение резонансной частоты РИП, вызванное влиянием объекта (влаж-

ность образца);  $\frac{\Delta w}{w_{30}}$ ;  $\frac{\Delta P_c}{P_c}$  – соответственно изменение запасаемой энергии электромагнитного

поля; изменение мощности собственных потерь в стенках РИП и на излучение;  $P_{\text{ОБР}}$  – мощность потерь в объекте.

В грубом приближении можно считать, что

$$\frac{\Delta f}{f_0} \ll 1; \quad \frac{\Delta w}{w_{30}} \ll 1; \quad \frac{\Delta P_c}{P_c} \ll \frac{P_{\text{ОБР}}}{P_c}. \quad (1)$$

Тогда

$$\frac{\Delta Q}{Q} \approx 1 - \frac{1}{1 + \frac{P_{\text{ОБР}}}{P_c}}.$$

Если  $\frac{P_{\text{ОБР}}}{P_{\text{С}}} \ll 1$ , то  $\frac{\Delta Q}{Q} \approx \frac{P_{\text{ОБР}}}{P_{\text{С}}} = Q_0 \frac{P_{\text{ОБР}}}{2\pi f_0 W_{30}}$ ,  $\frac{P_{\text{ОБР}}}{W_{30}}$  можно представить в таком прибли-

жении в виде:

$$\frac{P_{\text{ОБР}}}{W_{30}} = \frac{\int_{v_{\text{обр}}} \epsilon_{\text{ОБР}} \epsilon_0 2\pi f_0 \text{tg} \delta_{\text{ОБР}} E^2 dv}{\int_{v_{\text{рез}}} \epsilon_0 \epsilon_v E^2 dv} = \epsilon_{\text{обр}} 2\pi f_0 \text{tg} \delta_{\text{ОБР}} \eta, \quad (2)$$

где  $\eta = \frac{\int_{v_{\text{обр}}} E^2 dv}{\int_{v_{\text{рез}}} E^2 dv}$  – коэффициент заполнения электромагнитного поля резонатора образцом.

Нетрудно заметить, что

$$\frac{\Delta f}{f_0} \approx (\epsilon_{\text{ОБР}} - 1) \eta. \quad (3)$$

Следовательно, в таком приближении комбинированный сигнал измерительной информации в виде

$$(\Delta Q/Q)(\Delta f/f_0)^{-1} = \frac{\epsilon_{\text{ОБР}}}{(\epsilon_{\text{ОБР}} - 1)} Q_0 \text{tg} \delta_{\text{ОБР}} \quad (4)$$

инвариантен к изменению положения образца в поле резонатора и изменению структуры самого образца а также его эффективной диэлектрической проницаемости в пределах соответствия требованиям (1) использованного приближения.

На практике удобнее измерять не  $\Delta Q/Q$ , а соответствующее этой величине изменение коэффициента передачи РИП. Нетрудно показать, что

$$\sqrt{\frac{P_0}{P_1}} - 1 = \frac{1}{1 + 2\xi_0} \frac{\Delta Q}{Q}, \quad (5)$$

где  $P_0$  – мощность на выходе РИП в отсутствии образца;  $P_1$  – мощность на выходе РИП при наличии образца;  $\xi_0$  – коэффициент связи РИП с внешним трактом.

В результате можно утверждать, что построенный по этому принципу измеритель влажности будет иметь градуировку, которая не зависит от геометрии образца, его положения в поле резонатора, а также от структуры, влияющей на  $\epsilon_{\text{ОБР}}$ .

Градуировка будет определяться только зависимостью  $\text{tg} \delta_{\text{ОБР}}$  от влажности объекта.

Заметим, что требование (1) и формул (2 и 3) хорошо выполняются в условиях малого возмущения поля резонатора объектом и согласованного влияния объекта на потери мощности в резонаторе и на накопление энергии в нем. Последнее обстоятельство имеет место только в закрытых резонансных объемах. Для так называемых апертурных РИП [4] потери СВЧ мощности в объекте будут входить в потери на излучение, а изменение запасаемой энергии будет связано с перераспределением поля в резонаторе образцом, расположенным в излучательной апертуре.

По причине возможного невыполнения условия (1) и идентичного  $\eta$  в формулах (2) и (3) инвариантность комбинированного сигнала (4) будет неабсолютной. Поэтому в каждом конкретном случае необходим более строгий подход в постановке электродинамической задачи оценки влияния мешающих факторов.

Рассмотрим результаты экспериментальных исследований.

Достижение условия малого возмущения для образцов материала с различными диэлектрическими параметрами, в том числе и с различными значениями влагосодержания, требует создания РИП, в которых возможно производить плавное изменение уровня включения образца в поле резонатора.

Удобным для этой цели является преобразователь, состоящий непосредственно из резонатора, в котором запасается основная часть энергии, и измерительной секции, представляющей собой запердельный волновод для рабочей частоты и соединенный с резонатором через апертуру. При погружении образца в измерительную секцию по мере приближения его к апертуре происходит плавное увеличение уровня включения. Такой РИП является удобным и с метрологической точки зрения, поскольку отсутствуют потери на излучение через измерительную секцию, а также отсутствует воздействие атмосферных факторов (влажности воздуха) на резонатор, если апертуру заполнить радиопрозрачным негигроскопичным материалом.

В работе были рассчитаны и изготовлены такие РИП (рис. 1) с коаксиальным резонатором 1 и цилиндрической измерительной секцией 2, соединенные через кольцевую апертуру, в 3-см и 7-см диапазонах длин волн. Резонаторы имели два элемента связи с волноводным трактом и включались при измерениях на проход.

Экспериментальные исследования описанных РИП проводились с использованием панорамных измерителей КСВН и ослабления P2-61 и P2-56.

В 3-см диапазоне проводились измерения с фторопластом, деревом, ватой. Стержни из фторопласта и дерева (сосна) имели диаметр, равный внутреннему диаметру (10мм) измерительной секции. Контролировались изменения резонансной частоты  $\Delta f/f_0$  и мощности  $\Delta P/P_0$  на выходе резонатора на резонансной частоте при погружении стержней в измерительную секцию. Результаты измерений приведены на рис. 2. Точки на графиках для отдельных материалов соответствуют различным положениям образцов в измерительной секции.

Как видно из представленных графиков, погружение пробы материала в измерительную секцию приводит к одновременному повышению величин  $\Delta P/P_0$  и  $\Delta f/f_0$ . При малых возмущениях зависимость между этими величинами близка к линейной. Для сосны (линия 1) изменение  $\Delta P/P_0$  при изменении  $\Delta f/f_0$  происходит круче, чем для фторопласта (линия 2). Следовательно, в области возмущений, где  $\Delta P/P_0$  не превышает 0,2, можно производить измерения влажности, независимые от положения образца в измерительной секции.

Используя этот РИП, были проведены измерения с ватой при изменении ее плотности и влажности  $W$ . Результаты измерений для двух значений влажности (5 и 10 %), представленные на рис. 3, показали, что при изменении плотности ваты с определенной влажностью, происходит одновременное изменение  $\Delta P/P_0$  и  $\Delta f/f_0$ . При этом в области малых возмущений взаимосвязь между этими величинами близка к линейной. Следовательно, в этой области параметр  $(\Delta P/P_0)(\Delta f/f_0)^{-1}$  может использоваться для независимого от плотности контроля влагосодержания. Увеличение влажности приводит к повышению величины этого параметра.

В 7-см диапазоне проводились измерения с зерном пшеницы при изменении ее влажности от 5 до 20 %. Контрольные измерения влажности зерна производились стандартным методом высушивания. Измерения на СВЧ производились с использованием описанного ранее РИП и цилиндрического фторопластового контейнера для зерна. Контейнер с зерном погружался в измерительную секцию, которая имела диаметр 20 мм. На рис.4 приведена зависимость величины  $(\Delta P/P_0)(\Delta f/f_0)^{-1}$  от влажности. Как видно, между этими величинами существует хорошая корреляция.

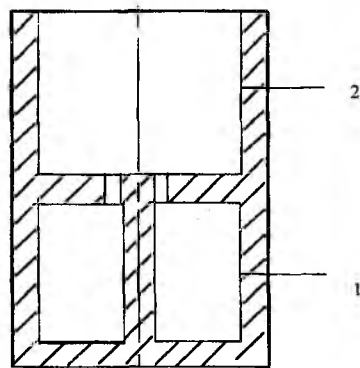


Рис. 1

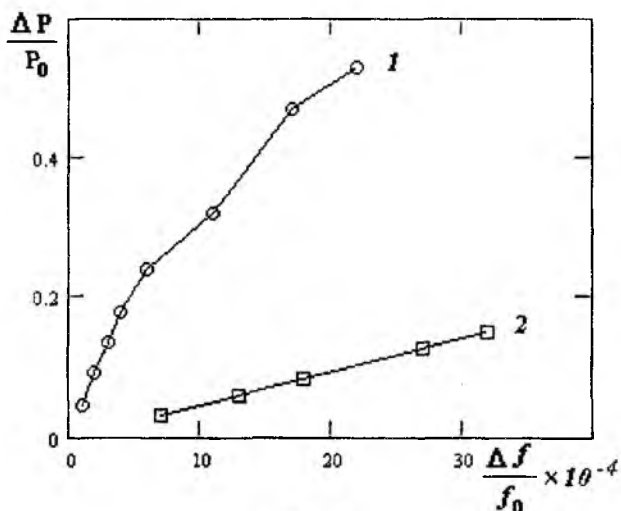


Рис. 2

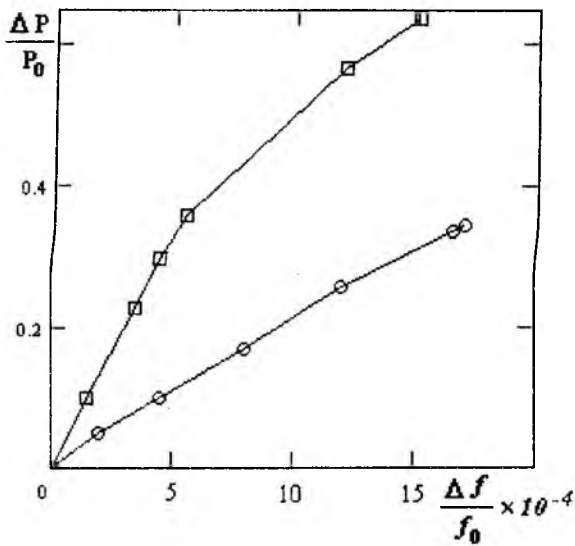


Рис. 3

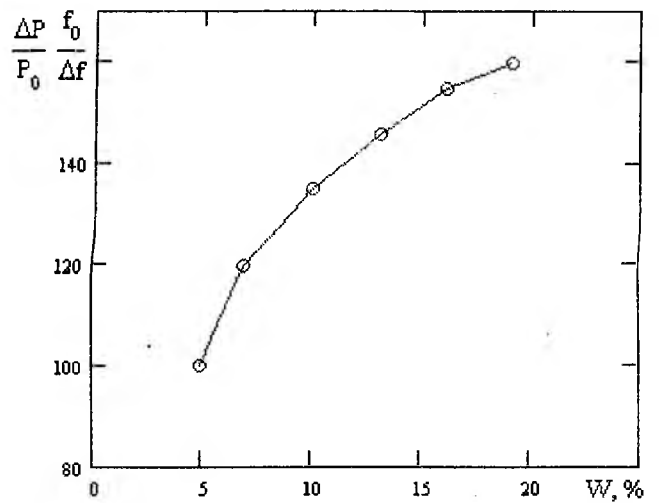


Рис. 4

На основании представленных результатов можно сделать вывод, что в области малых возмущений РИП возможны измерения влажности независимые от плотности и положения образца исследуемого материала относительно РИП. О влажности следует судить по отношению изменения добротности к изменению резонансной частоты. Удобными для этих измерений являются РИП, содержащие непосредственно резонатор и измерительную секцию в виде запредельного волновода. При этом между резонатором и измерительной секцией существует электромагнитная связь.

**Список литературы:** 1. *Исматуллаев П.П.* Сверхвысокочастотная влагометрия // Измерения, контроль, автоматизация. 1989. 4(72). С. 22-31. 2. *S. Trabelsi, A.W. Krazsewski, S.O. Nelson.* New density-independent calibration function for microwave sensing of moisture content in particulate materials // IEEE Trans. Instrum. Meas. vol. 47. no. 3. pp.613-622. 1998. 3. *Y. Zhang, S. Okumura.* New density-independent moisture measurement using microwave phase shifts of two frequencies // IEEE Trans. Instrum. Meas. vol.48. no.6. pp.1208-1211. 1999. 4. *Панченко А.Ю., Гордиенко Ю.Е.* Приближение заданного поля в задачах определения характеристик резонансных СВЧ-датчиков апертурного типа // Радиотехника. 1998. Вып. 107. С. 93-103.

Харьковский государственный технический университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 21.01.2001

## ОЦЕНКА ПАРАМЕТРОВ АППАРАТУРЫ ДЛЯ АНАЛИЗА ОПТИЧЕСКОЙ ИНФОРМАЦИИ

Основными недостатками использования визуального анализа информации оператором в производственном технологическом процессе являются: низкая надежность, высокая трудоемкость, быстрая утомляемость, что приводит к расстройству органов зрения, низкой точности оценки характеристик объектов, снижению эффективности всего технологического процесса.

В связи с этим представляется перспективной разработка систем технического зрения (СТЗ) для замены зрительного анализатора человека и освобождение его от однообразной утомительной работы и как следствие повышения достоверности результатов такого анализа [1,2].

Эти системы технического зрения имеют структуру (рис. 1), состоящую из первичного преобразователя информации (телевизионной камеры), создающего видеосигнал, который может быть преобразован в телевизионное изображение на экране монитора для диалоговой работы оператора с аппаратурой [3]. Этот же сигнал одновременно преобразовывается в цифровую форму для обработки в ПЭВМ с целью выявления закономерностей (или их отклонения) в сигнале. Контроль результатов обработки видеозображения осуществляется на экране дисплея ЭВМ. Это позволяет выработать объективную измерительную оценку состояния объекта по изображению, находящемуся в поле зрения СТЗ.

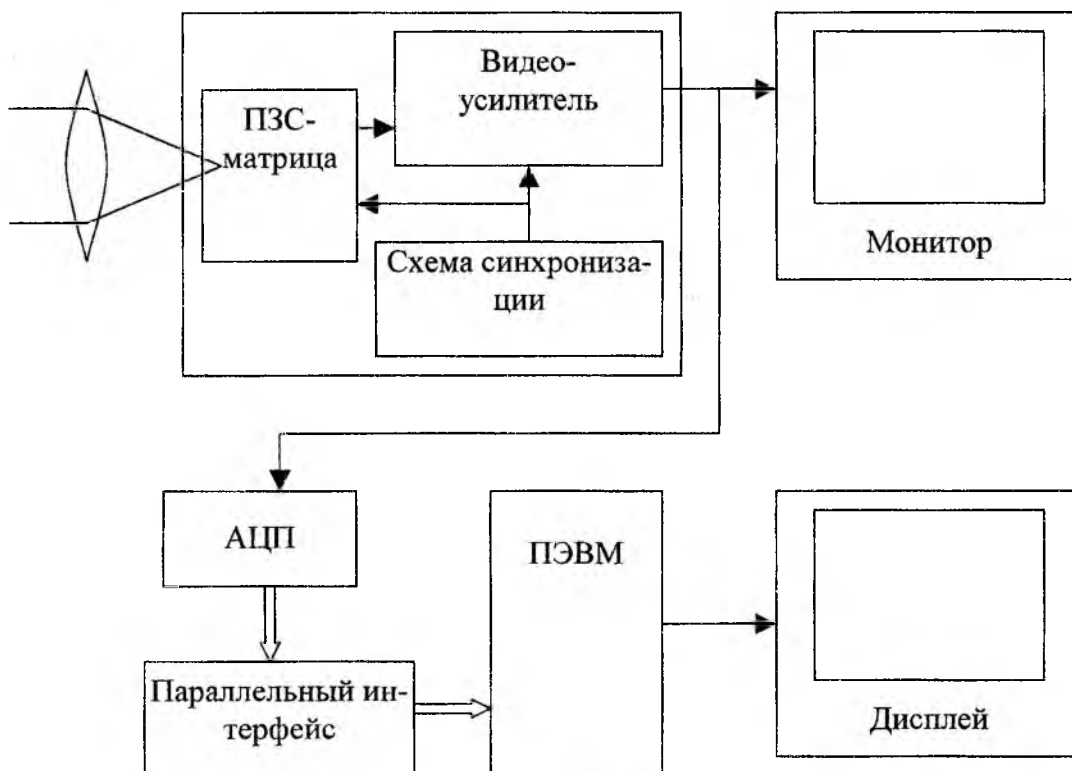


Рис 1

Измерение линейных размеров объектов в общем случае сводится к определению координат перепада яркости, при этом в общем сигнале, полученном с ПЗС, анализируются сигналы с соседних элементов при проекции перепада яркости на несколько элементов ПЗС.

Как в отечественных, так и в зарубежных телевизионных камерах на основе ПЗС используется вещательный телевизионный стандарт разложения изображения. Однако для решения ряда задач контроля размеров объектов может возникнуть необходимость применения камер, работающих в нестандартных режимах разложения изображения. К ним относится малокадровый режим, не требующий изменений в схеме управления [4].

Для решения задач контроля размеров необходимо провести оценку влияния характеристик и параметров ПЗС на точность определения координат. Основной характеристикой телевизионной камеры является разрешающая способность. Существуют две количественные оценки разрешающей способности - в телевизионных и в оптических линиях. В обоих случаях разрешающая способность определяется числом фоточувствительных элементов и размерами этих элементов как в вертикальном, так и в горизонтальном направлениях.

Разрешающая способность в оптических линиях по вертикали определяется как отношение

$$\xi_{\text{ол}} = (N_y / 2) / A_y, \quad (1)$$

где  $N_y$  – число элементов в столбце;  $A_y$  – вертикальный размер матрицы.

Разрешающая способность в оптических линиях по горизонтали

$$\xi_{\text{ол}} = (N_x / 2) / A_x, \quad (2)$$

где  $N_x$  – число элементов, содержащихся в секции накопления по горизонтали (в горизонтальной строке матрицы);  $A_x$  – линейный размер секции накопления по горизонтали (горизонтальный размер матрицы).

Разрешающая способность в телевизионных линиях по вертикали

$$\xi_{\text{тл}} = A_y / a_y, \quad (3)$$

где  $a_y$  – вертикальный размер элемента матрицы.

Разрешающая способность в телевизионных линиях по горизонтали :

$$\xi_{\text{тл}} = A_x / a_x, \quad (4)$$

где  $a_x$  – горизонтальный размер элемента матрицы.

Для ПЗС-матрицы К1200ЦМ7 [5] эти параметры имеют значение :

$$\xi_{\text{ол}} = (N_y / 2) / A_y = 144 / 5,184 = 27,7 \text{ (линий/мм)},$$

$$\xi_{\text{ол}} = (N_x / 2) / A_x = 180 / 6,840 = 26,3 \text{ (линий /мм)},$$

$$\xi_{\text{тл}} = A_y / a_y = 5,184 / (18 * 10^{-3}) = 288 \text{ (ТВ линий)},$$

$$\xi_{\text{тл}} = A_x / a_x = 6,840 / (19 * 10^{-3}) = 360 \text{ (ТВ линий)}.$$

Современные ПЗС-матрицы имеют разрешение до единиц тысяч ТВ линий по горизонтали и по вертикали. Для эффективной работы с такими телевизионными камерами нужны специализированные мониторы с высокой разрешающей способностью.

Полученные расчетные значения разрешающей способности ПЗС -матриц отражают максимально возможное разрешение при строгой фазировке пространственных частот и элементов матрицы.

Для оценки частотных свойств матрицы ПЗС используют частотно-контрастную характеристику (ЧКХ), отражающую зависимость амплитуды выходного сигнала от пространственной частоты (рис. 2). Принято частотные свойства ПЗС описывать с помощью апертурных характеристик. Существуют различные определения апертурных характеристик [5]. Под апертурной характеристикой следует понимать зависимость эффективности сбора в элементе ПЗС носителей заряда, образующихся в полупроводнике при проекции светового пятна бесконечно малого размера, от местоположения этого пятна. Результаты расчета апертурной характеристики показывают, что ее форма в значительной степени зависит от длины волны излучения и режима работы ПЗС.

Ухудшение ЧКХ с ростом пространственных частот (рис.2) связано с диффузией носителей заряда в чувствительных элементах фотоприемника, что приводит к увеличению ширины апертурной характеристики. И поэтому при наличии в изображении мелких деталей необходимо учитывать в процедуре вычисления координат перепада уменьшение контраста в выходном сигнале. Уменьшение контраста с ростом пространственной частоты происходит тем быстрее, чем больше длина световой волны. Изменение формы апертурной характеристики проявляется в виде ее расширения из-за частичного накопления носителей, образующихся под соседним элементом ПЗС [5].

Чтобы улучшить апертурную характеристику и связанную с ней АЧХ необходимо провести ограничение спектральной характеристики освещающего светового потока. Спектральная характеристика (рис.3) позволяет получить представление об изменении чувствительности матрицы, связанной со спектром светового потока, воздействующего на ПЗС.

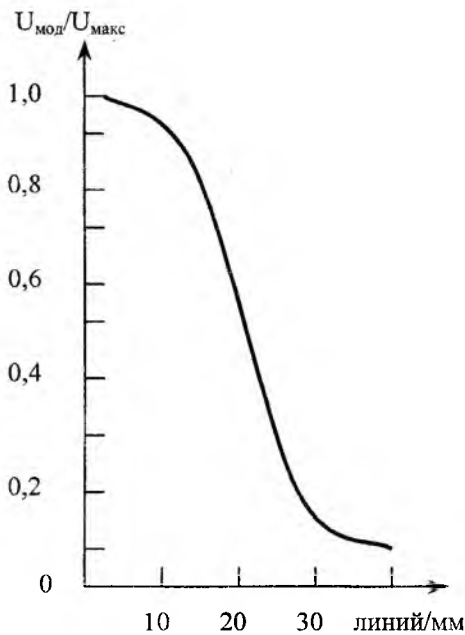


Рис. 2

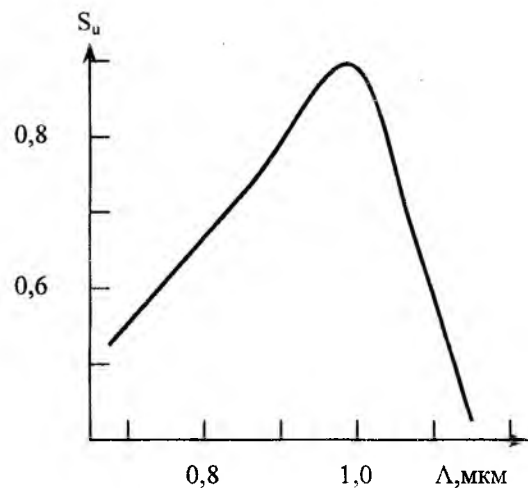


Рис. 3

Кроме того, точность определения перепада яркости тесно связана с динамическим диапазоном сигнала, считываемого с матрицы ПЗС. Нижнее значение динамического диапазона определяется помехой, а верхнее значение ограничено переполнением носителями заряда потенциальной ямы, которое приводит к заплыву изображения (блюминг).

Расчет пропускной способности канала связи (на рис. 1 – это Параллельный интерфейс) связан с режимом стандартной телевизионной развертки. Для этого режима:  $F_b = 50$  Гц – частота вертикальной развертки (количество полукадров в секунду),  $F_c = 15625$  Гц – частота горизонтальной развертки (количество строк в секунду),  $N_y = (625 / 2) - 25 = 287,5$  – количество элементов разложения по вертикали в одном полукадре (количество строк в одном полукадре),  $N_x = 2 * N_y * \Phi_3 = 287 * (4/3) = 765$  – количество элементов разложения по горизонтали (количество пикселей в строке), ( $\Phi_3 = 4/3$  – формат экрана – отношение горизонтального и вертикального размеров экрана). Частота горизонтальной дискретизации

$$F_x = N_x / \tau_c, \quad (5)$$

где  $\tau_c = 52$  мкс – длительность активной части строки;

$$F_x = 765 / (52 * 10^{-6}) = 14,7 \text{ (МГц)} .$$

Частота горизонтальной дискретизации ( $F_x = 14,7$  МГц) определяет быстродействие аналого-цифрового преобразователя – АЦП (см. рис. 1). Современные АЦП преобразовывают аналоговые сигналы с частотой дискретизации до 20 МГц и более. Поэтому преобразование стандартного телевизионного сигнала не вызывает затруднений.

Для монохромного полутонового режима с 256-ю градациями серого пропускная способность параллельного интерфейса должна быть не менее 14,7 Мбайт/сек. Эта скорость превышает максимальную скорость передачи информации для параллельного интерфейса на основе шины ISA (равную 8 Мбайт/сек). Максимальная скорость передачи информации для параллельного интерфейса на основе шины PCI-32 равна 132 Мбайт/сек, что вполне достаточно для ввода в ПЭВМ стандартного дискретизированного монохромного телевизионного сигнала. Пропускная способность канала связи для ввода в ПЭВМ цветного дискретизированного изображения должна быть не менее  $14,7 * 3 = 44,1$  Мбайт/сек.

Важным параметром системы технического зрения является объем памяти для хранения видеоинформации, воспринимаемой оптическим сенсором за одну секунду. Количество информации в одном полукадре равно (для монохромного режима)

$$I_1 = N_x * N_y = 765 * 287 = 219555 \text{ (байт)} .$$

Для цветного изображения количество информации в одном полукадре будет в три раза больше.

Объем информации, воспринимаемой видеосенсором за одну секунду, в 50 раз больше объема информации в одном полукадре, и для монохромного режима равен

$$I = F_b * I_1 = 50 * 219555 = 11 \text{ (Мбайт/сек)}.$$

Полученный результат примерно на 30% меньше значения пропускной способности параллельного интерфейса (14,7 Мбайт/сек) или частоты горизонтальной дискретизации (14,7 МГц). Это объясняется тем, что во время обратного хода по строкам и обратного хода по кадру информация от видеосенсора не поступает. В эти промежутки времени в ПЭВМ через параллельный интерфейс передается служебная информация и сигналы синхронизации.

Если не применять алгоритмы сжатия видеоинформации, то оцифрованный монохромный сигнал за одну минуту займет объем памяти, равный 660 Мбайт, т.е. объем одного CD-ROMа. Современные алгоритмы сжатия информации позволяют уменьшить в десятки раз объем занимаемой памяти с допустимыми потерями качества изображения.

В системах технического зрения обычно применяют видеокамеры с разрешением меньшим, чем в стандартных телевизионных камерах. Для ПЗС- матрицы K1200ЦМ7 [6] разрешение по вертикали и горизонтали в два раза меньше вещательного телевизионного стандарта :  $N_y = 288$  линий по вертикали и  $N_x = 360$  точек (пикселей) по горизонтали. Телевизионные камеры с ПЗС- матрицей (например, КТ-5) имеют стандартные временные параметры развертки. Применение этих оптических датчиков в СТЗ предпочтительно, потому что для визуального контроля наблюдаемого изображения можно использовать телевизионные мониторы со стандартными параметрами развертки.

Частота горизонтальной дискретизации выбирается по формуле (5):

$$F_x = 360 / (52 * 10^{-6}) = 7 \text{ МГц}.$$

Оба полукадра содержат одинаковую информацию - они считываются из одних и тех же ячеек ПЗС матрицы (потому что матрица имеет 288 линий по вертикали). Вводить в ПЭВМ и запоминать на магнитном диске можно каждый второй, каждый третий (или четвертый, пятый) полукадр в зависимости от скорости эволюции (изменения) параметров контролируемого изображения. Это позволяет экономить объем дисковой памяти.

Для монохромного режима объем информации одного полукадра составляет

$$I_1 = 360 * 288 = 103680 \text{ (байт)}.$$

При вводе в ПЭВМ в течении одной секунды только четных полукадров необходим объем дисковой памяти

$$I = 25 * I_1 = 2,592 \text{ (Мбайта/сек)}.$$

Такой метод разреженного ввода полукадров позволяет производить обработку информации в режиме реального времени, то есть в перерывах между передачами через параллельный интерфейс очередного полукадра. В результате обработки в режиме реального времени рассчитываются параметры объектов наблюдения, попавших в поле зрения оптического сенсора, и эволюции этих параметров во времени.

Для определения положения объекта можно воспользоваться известными методами [7]. Одним из простых и одновременно помехозащищенным является корреляционный метод, основанный на сравнении положения объекта с эталоном. Процесс сводится к нахождению максимума корреляционной функции.

Повышение разрешающей способности оптических датчиков СТЗ возможно за счет увеличения количества ячеек (пикселей) ПЗС-матрицы. Известны ПЗС-матрицы с разрешением:  $N_x = 1024$  точек (пикселей) по горизонтали и  $N_y = 1024$  линий разложения по вертикали.

Сканирование такой матрицы с частотой, стандартной телевизионной развертки, приведет к потере разрешающей способности по вертикали. Для сохранения разрешающей способности по вертикали – 1024 строки применяют параметры развертки, которые используются в компьютерных мониторах с высоким разрешением, или малокадровые стандарты разложения (частота кадров составляет от 10 до 30 Гц).

Основные недостатки малокадровых стандартов (связанные с утомляемостью зрения человека) не имеют существенного значения для систем технического зрения. Выбор частоты кадровой развертки в СТЗ определяется скоростью эволюций наблюдаемых объектов в поле зрения видеосенсора

и размерами этих объектов. В большинстве случаев допустимыми являются скорости сканирования ПЗС-матрицы – 20...25 кадров в секунду.

Оценим пропускную способность канала связи для режима прогрессивной (не чересстрочной) кадровой развертки с частотой  $F_b = 25$  Гц. Частота сканирования строк (с учетом 10% запаса на время обратного хода по кадрам) равна:

$$F_c = 1,1 * F_b * N_y = 1,1 * 25 * 1024 = 28,16 \text{ (кГц)}.$$

Частота горизонтальной дискретизации (с учетом 20% запаса на время обратного хода по строкам) равна:

$$F_x = 1,2 * F_c * N_x = 1,2 * 28,16 * 1024 = 34,6 \text{ (МГц)}.$$

Частота горизонтальной дискретизации  $F_x = 34,6$  МГц равна частоте работы АЦП и определяет максимальную пропускную способность канала связи (на рис. 1 – это параллельный интерфейс) – 34,6 Мбайт/сек для монохромного полутонового режима.

Для монохромного режима объем информации одного кадра составляет

$$I_1 = N_y * N_x = 1024 * 1024 = 1 \text{ (Мбайт)}.$$

Объем информации, воспринимаемой видеосенсором за одну секунду, в 25 раз больше объема информации в одном кадре и для монохромного режима он равен:

$$I = F_b * I_1 = 25 * 1 = 25 \text{ (Мбайт/сек)}.$$

При использовании системы технического зрения для наблюдения объектов с повышенной скоростью эволюции необходимо увеличивать частоту кадровой развертки  $F_b$ . При этом пропорционально увеличиваются все параметры системы (кроме  $I_1$ ):  $F_c, F_x, I$ .

**Список литературы:** 1. *Котлецов Б.Н.* Оптические методы получения контроля. Л.: Машиностроение, 1985. 240 с. 2. *Автоматизированная система оценки подвижности микробиологических объектов / Зубец М.В., Мегель Ю.Е., Путятин В.П., Рыбалка А.И.* // Вісник аграрної науки. 1993. № 6. С. 69-76. 3. *Лапухин В.А., Гурилев А.С.* Автоматизация визуального технологического контроля. Л.: Машиностроение, 1987. 287 с. 4. *Техническое зрение роботов / Под ред. А.Пью.* М.: Машиностроение, 1987. 320 с. 5. *Техническое зрение роботов / Под ред. Ю.Г. Якушенкова.* М.: Машиностроение, 1990. 272 с. 6. *Хромов Л.И., Лебедев Н.В., Цикулин А.К., Куликов В.Н.* Твердотельное телевидение. М.: Радио и связь, 1986. 206 с. 7. *Цифровая обработка телевизионных и компьютерных изображений / Под ред. Ю.Е.Зубарева, В.П.Дворковича.* М.: МЦНТИ, 1997. 212 с.

*Харьковский государственный технический университет сельского хозяйства*

*Поступила в редколлегию 19.03. 2001*

## ФИЗИЧЕСКИЕ ОСНОВЫ СОЗДАНИЯ ОПТИЧЕСКИХ ПРОЦЕССОРОВ ОБРАБОТКИ РАДИОСИГНАЛОВ

### Введение

Рост плотности и сложности сигналов, используемых в радиоэлектронных системах военного назначения, постоянно требуют совершенствования специальных информационно – измерительных систем обнаружения и распознавания их сигналов (далее СИИС). Современные требования по производительности СИИС для обнаружения и распознавания систем радиоэлектронной борьбы/поддержки составляют  $10^{10}$  оп/с, систем связи –  $2 \cdot 10^9$  оп/с, радиолокационных систем –  $5 \cdot 10^8$  оп/с, систем видовой разведки –  $10^9$  оп/с. Когерентная оптоэлектроника, как одно из направлений технического решения проблемы, включенная МО США в перечень 1990 г., состоящий из 20 критически важных технологий, считается высшей по приоритетности [1].

### 1. Общие положения

Широкие перспективы в решении данной проблемы открывает когерентная оптоэлектроника. Основными достоинствами когерентных оптических методов обработки данных являются: большая информационная емкость, многоканальность, высокое быстродействие.

Плоская когерентная электромагнитная волна в свободном пространстве в векторной форме может быть записана в виде уравнений [2]:

$$\vec{E} = E_0 \sin(\omega t - k l), \quad (1)$$

$$\vec{H} = H_0 \sin(\omega t - k l), \quad (2)$$

где  $\vec{E}$ ,  $\vec{H}$  – амплитуды колебаний векторов напряженности электрического и магнитного полей,  $l$  – радиус-вектор до точки наблюдения,  $\vec{k} = (2\pi/\lambda_0) \vec{n}$  – волновой вектор,  $\vec{n}$  – единичный вектор нормали к фронту волны,  $\lambda_0$  – длина волны. Совмещая направление  $\vec{n}$  с осью  $z$ , что эквивалентно заданию двух углов  $\alpha$  и  $\beta$  направления прихода волны, уравнения (1) и (2) в скалярной форме можно записать в виде

$$E(x,t) = E_x \sin(\omega t - kz - \varphi_x), \quad E(y,t) = E_y \sin(\omega t - kz - \varphi_y), \\ H(x,t) = -H_x \sin(\omega t - kz - \varphi_x), \quad H(y,t) = H_y \sin(\omega t - kz - \varphi_y).$$

Таким образом, плоская когерентная монохроматическая волна имеет независимые параметры:  $E_x$ ,  $E_y$ ,  $\varphi_x$ ,  $\varphi_y$ ,  $\omega$ ,  $\alpha$ ,  $\beta$  а также знак при  $H(x,t)$ . Следовательно, в зависимости от выбора системы координат и формы записи, когерентное электромагнитное поле волны может быть задано несколькими независимыми параметрами: амплитудой напряженности поля, частотой его изменения во времени, начальной фазой колебаний, видом поляризации (линейная, эллиптическая и т.д.), направлением вращения вектора поляризации, направлением распространения волны (от или к наблюдателю), азимутальным углом направления распространения  $\alpha$ , углом направления распространения в вертикальной плоскости  $\beta$ . В тоже время информационная емкость электрического сигнала, например, вида  $I = I_0 \sin(\omega t - \varphi_0)$ , по крайней мере в несколько раз меньше, так как информация может быть закодирована в нем только в три параметра: амплитуду, частоту и фазу.

Из обоснования большой информационной емкости когерентных оптических систем обработки данных следует и возможность многоканальной обработки. Так как оптическое изображение (оптический сигнал) зависит от нескольких переменных, зафиксировав одну из них в качестве независимой другую можно использовать в качестве параметра, например, определяющего номер канала. Так, при размере кадра фотошленки 36 мм и ширине дорожки одного канала, в котором записана информация 100 мкм, число обрабатываемых каналов будет 360.

Быстродействие систем оптической обработки данных в принципе определяется скоростью распространения электромагнитной волны (скоростью света). Так, операция двумерного преобразования Фурье реализуется сферической линзой в оптической системе за время, равное времени распространения света в оптической системе [3]. При длине системы в 30 см время обработки составит 1 нс. Практически это время будет значительно больше и определяется сегодня, в основном, быстродействием элементов ввода и вывода информации.

## 2. Когерентный оптический процессор

Рассмотрим систему оптических элементов, представленную на рис. 1, где Л – линза,  $\Pi_1$  и  $\Pi_2$  – плоскости в передней и задней фокальных плоскостях линзы,  $Z$  – фокусное расстояние линзы. Пусть набор их не имеет aberrаций, поглощения и отражения электромагнитной энергии, а также в плоскости  $\Pi_1$  линзы Л расположен носитель информации – амплитудный транспарант, простейшая реализация которого может быть в виде фотопластинки, пропускание которой  $T(x_1, y_1)$  – функция координат. Примером фазового транспаранта может служить акустооптический модулятор, в котором показатель преломления меняется во времени и в пространстве под действием акустической волны [4]. Коэффициент пропускания транспаранта в общем случае – комплексная величина [3]:

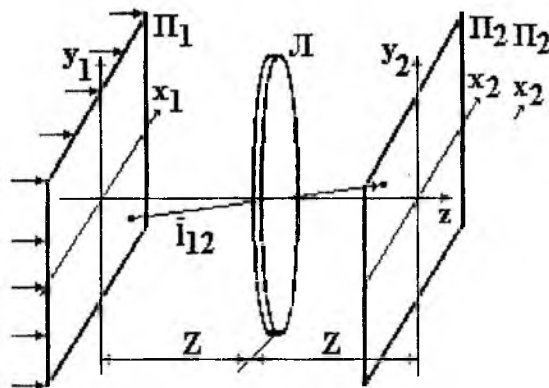


Рис. 1

$$T(x_1, y_1) = s(x_1, y_1) e^{j\varphi(x_1, y_1)}, \quad (3)$$

В плоскости  $\Pi_2$  ( $z=2Z$ ) линзы Л происходит наблюдение результирующего светового распределения. При распространении плоской когерентной монохроматической электромагнитной волны оптического диапазона (света) вида (1) в направлении  $z$  поле её на выходе транспаранта, можно представить в виде [5]:

$$\vec{E}_1(x_1, y_1, t) = \vec{E} T(x_1, y_1) = \vec{E}_0 s(x_1, y_1) e^{j[\omega t + \varphi(x_1, y_1)]}. \quad (4)$$

Если вплотную к транспаранту с функцией пропускания  $T(x_1, y_1)$  разместить другой с функцией пропускания  $G(x_1, y_1)$ , то на выходе такой композиции получим результат перемножения [5]:

$$\vec{E}_1(x_1, y_1) = \vec{E} T(x_1, y_1) G(x_1, y_1).$$

Для нахождения комплексной амплитуды поля на выходе оптической схемы (рис.1.) воспользуемся известным в оптике принципом Гюйгенса, согласно которому каждая точка волнового фронта излучает сферическую волну. Определяя результирующую напряженность поля излучения вторичных волн точки на плоскости  $\Pi_1$  в точке с координатами  $(x_2, y_2)$  на плоскости  $\Pi_2$ , в параксиальном приближении можно записать [3]:

$$\vec{E}_2(x_2, y_2) = A \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{e^{ikl_{12}}}{l_{12}} E_1(x_1, y_1) dx_1 dy_1, \quad (5)$$

где  $A$  – коэффициент пропорциональности;  $l_{12} = \sqrt{(x_2 - x_1)^2 + (y_2 - y_1)^2 + z^2}$  – расстояние между точками плоскостей  $\Pi_1$  и  $\Pi_2$ . Если  $l_{12} \gg x_2 - x_1, y_2 - y_1$ , то  $l_{12}$  в знаменателе (5) можно вынести за знак интегралов, т.е.

$$\vec{E}_2(x_2, y_2) = \frac{A}{l_{12}} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} e^{ikl_{12}} E_1(x_1, y_1) dx_1 dy_1. \quad (6)$$

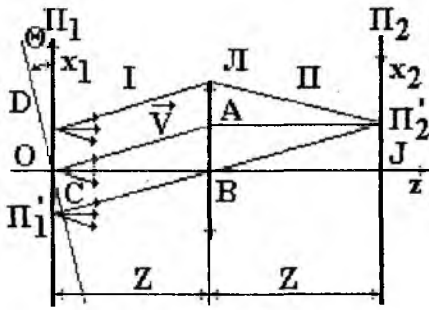


Рис. 2

Для нахождения расстояния  $l_{12}$  выразим его через  $x_2, y_2, x_1, y_1$ . Рассмотрим для упрощения представлений одномерный случай (рис. 2). Поскольку плоскость  $\Pi_2$  находится в фокальной плоскости линзы  $L$ , то в некоторую точку  $\Pi_2'$  собираются параллельные лучи, распространяющиеся в I области, в направлении вектора  $\vec{V}$ . Через начало координат системы  $x_1z$  проведем плоскость  $D$ , перпендикулярную направлению  $\vec{V}$ . Согласно геометри-

ческой оптике, оптическая длина пути между точкой  $\Pi_2'$  с координатой  $x_2$  и любой точкой на плоскости  $D$ , является постоянной величиной  $\chi$ . Найдем ее как сумму двух отрезков  $CB$  и  $B\Pi_2'$ :

$$\chi = \sqrt{Z^2 - x_1^2 \cos^2 \Theta} + \sqrt{Z^2 + x_2^2}, \quad \chi \approx Z \left(1 - \frac{1}{2} \frac{x_1^2 \cos^2 \Theta}{Z^2} + \dots\right) + Z \left(1 + \frac{1}{2} \frac{x_2^2}{Z^2} + \dots\right)$$

при  $x_1, x_2 \ll Z$ . Так как треугольники  $Ox_1B$  и  $B\Pi_2'J$  равны, то  $x_1 = x_2$ . Если  $\Theta \ll 1$ , то  $\chi \approx 2Z$  и не зависит от  $x_1$  и  $x_2$ , а расстояние  $l_{12}$  отличается от  $\chi$  на величину отрезка  $\Pi_1'C$ , которая зависит от положения точки на плоскости  $\Pi_1$ :  $\Pi_1'C = -x_1 \sin \Theta$ , где знак " - " учитывает направление оси  $x$ . Делая подстановку  $x_2 / Z = \sin \Theta$ , получим в окончательной форме:

$$l_{12} = \chi + \Pi_1'C = 2Z - x_1 x_2 / Z, \quad (7)$$

$$E_2(x_2) = \frac{A}{l_{12}} e^{j \frac{4\pi Z}{\lambda}} \int_{-\infty}^{\infty} e^{j \frac{2\pi x_2}{\lambda Z}} E_1(x_1) dx_1. \quad (8)$$

Введем обозначения

$$B = (A/l_{12}) e^{j \frac{4\pi Z}{\lambda}}, \quad \omega_{x_2} = (2\pi/\lambda Z) x_2. \quad (9)$$

Тогда

$$E_2(x_2) = B \int_{-\infty}^{\infty} E_1(x_1) e^{-j\omega_{x_2} x_1} dx_1. \quad (10)$$

Соотношения прямого и обратного преобразований Фурье для радиосигнала  $f(t)$  и его спектра запишем в виде [2,6]:

$$F(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} f(t) e^{-j\omega t} dt, \quad (11)$$

$$f(t) = (1/2\pi) \int_{-\infty}^{\infty} F(\omega) e^{j\omega t} d\omega. \quad (12)$$

Из сравнения (10) и (11) видна аналогия. Таким образом, функция  $E_2(x_2)$  является прямым преобразованием Фурье от функции  $E_1(x_1)$ , причем роль времени играет координата  $x_1$ , а роль частоты  $\omega$  - величина  $\omega_{x_2}$ , которую называют пространственной частотой, так как она является функцией координаты плоскости наблюдения  $x_2$ . Аналогичное выражение можно записать и для двумерного случая, когда  $E_1 = E_1(x_1, y_1)$ , полагая здесь и далее  $B=1$ :

$$\vec{E}_2(x_2, y_2) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} e^{-j(\omega_{x_2} x_1 + \omega_{y_2} y_1)} E_1(x_1, y_1) dx_1 dy_1. \quad (13)$$

Трактовка физического смысла (13) проводится в работах [2,3,7], тем не менее автор предлагает его в следующей интерпретации. При падении плоской монохроматической когерентной волны на транспарант с пропусканием ее в виде  $E_1(x_1, y_1)$  происходит дифракция света на транспаранте. Дифрагированное поле представляет собой суперпозицию плоских волн, распространяющихся во всех направлениях, причем интенсивность волны в каждом направлении определяется видом функции  $E_1(x_1, y_1)$ . Следовательно, в этом явлении уже заложены элементы прямого преобразования Фурье, причем, роль временных частот играют направления распространения плоских волн. Так как линза собирает все лучи, идущие в направлении  $(x_2/Z, y_2/Z)$  в точку с координатами  $(x_2, y_2)$ , то она ставит в соответствие каждой плоской волне точку на плоскости  $\Pi_2$ , откуда роль частоты спектров Фурье будут играть не направление распространения волны, а координаты в фокальной плоскости линзы  $\Pi_2$ , причем, комплексная амплитуда поля в этой точке соответствует амплитуде спектральной компоненты преобразования Фурье. В этом случае функцию  $E_2(x_2, y_2) = s(\omega_{x_2}, \omega_{y_2})$  можно назвать пространственным спектром сигнала  $E_1(x_1, y_1)$ , плоскость  $\Pi_2$  – спектральной, а плоскость  $\Pi_1$  – сигнальной плоскостями.

Описанное свойство линзы составляет основу большинства операций обработки радиосигналов, если изменению его можно поставить в соответствие изображение, т.е. представить в виде функции пропускания транспаранта по координатам  $x_1, y_1$ . Находя пространственный спектр изображения транспаранта, получим эквивалентный ему временной спектр радиосигнала.

Рассмотрим схему системы оптических элементов представленную на рис. 3. В такой системе сигнальная плоскость второй линзы является спектральной плоскостью первой. Найдем распределение поля  $E_3(x_3, y_3)$  в спектральной плоскости линзы  $\Pi_2$ , т.е. на плоскости  $\Pi_3$ :

$$E_3(x_3, y_3) = \int_{-\infty}^{\infty} E_2(x_2) e^{-j \frac{2\pi}{\lambda Z} x_3 x_2} dx_2 = \int_{-\infty}^{\infty} E_1(x_1) e^{-j \frac{2\pi}{\lambda Z} x_2 (x_1 + x_3)} dx_1 dx_2 =$$

$$= \int_{-\infty}^{\infty} E_1(x_1) dx_1 \lim_{D \rightarrow 0} \int_{-D/2}^{D/2} e^{-j \frac{2\pi}{\lambda Z} x_2 (x_1 + x_3)} dx_2 = \int_{-\infty}^{\infty} E_1(x_1) \delta(x_1 + x_3) dx_1 = E_1(-x_3)$$

где  $D$  – апертура линзы  $\Pi_2$ . Окончательно получим:

$$E_3(x_3) = E_1(-x_3) \text{ или } E_3(-x_3) = E_1(x_3). \quad (14)$$

Таким образом, в плоскости  $\Pi_3$  получилось перевернутое изображение сигнала транспаранта  $E_1(x_1, y_1)$ . Это распределение можно считать обратным преобразованием Фурье функции  $E_2(x_2, y_2)$  [2,3], если в плоскости  $\Pi_3$  оси координат расположены так, как показано на рис.3.

### 3. Спектральные и интегральные преобразования когерентного оптического процессора

Свойства КОП для обработки радиосигналов многогранны. Рассмотрим некоторые из них по интегрированию, фильтрации, вычислению функции свертки и корреляции радиосигналов.

Самое простое из перечисленных преобразований – вычисление интеграла от распределения поля в сигнальной плоскости. Пусть в (13)  $\omega_{x_2} = \omega_{y_2} = 0$ , что соответствует фокусу линзы. В этом случае

$$E_2(0,0) = \int_{-\infty}^{\infty} E_1(x_1, y_1) dx_1 dy_1. \quad (15)$$

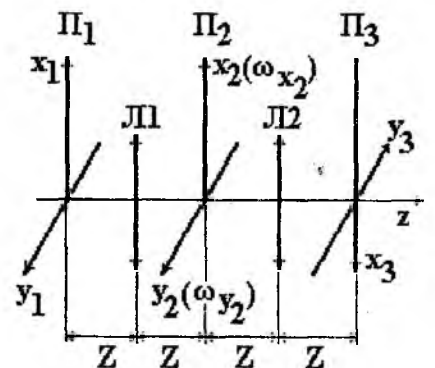


Рис. 3

Операция фильтрации спектральных составляющих оптическими методами реализуется довольно просто. Для этого в спектральной плоскости устанавливается другой транспарант – пространственный фильтр с пропусканием  $G(\omega_{x_2}, \omega_{y_2})$ , на который проектируется спектр сигнала  $s(\omega_{x_2}, \omega_{y_2})$ . На выходе имеем напряженность электромагнитного поля

$E_2'(x_2, y_2) = s(\omega_{x_2}, \omega_{y_2})G(\omega_{x_2}, \omega_{y_2})$ , распределение которого по пространственным частотам изменено в соответствии с характеристикой фильтра. Наиболее просто технически реализовать пространственные фильтры с прямоугольной амплитудной и постоянной фазовой характеристиками. Их роль могут выполнять прямоугольные отверстия или непрозрачные экраны, помещенные в плоскости  $\Pi_2$ , примеры которых приведены на рис. 4, где а) – фильтр верхних частот, б) – гребенчатый фильтр.

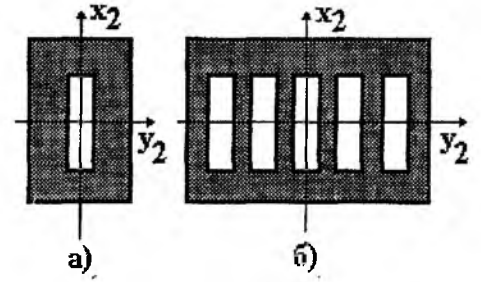


Рис. 4

Фильтры с постоянной амплитудной и прямоугольной фазовой характеристиками выполняются в виде прозрачных диэлектрических масок, напыленных на прозрачные подложки. Тонкая линза, помещенная в спектральной плоскости, будет играть роль фильтра с постоянной амплитудной и квадратичной фазовой характеристиками. Труднее сформировать фильтры со сложными комплексными частотными характеристиками, для создания которых сегодня применяются голографические и акустооптические методы [7].

Метод оптической пространственной фильтрации довольно эффективен при подавлении постоянной составляющей радиосигналов. Для этого в КОП применяется непрозрачный экран, помещаемый в точке с координатами  $\omega_x = 0, \omega_y = 0$ . Такая задача встречается при обработке биполярных сигналов, записанных на фотоносителе [8]. Для их записи сначала задается постоянное смещение, а потом на него накладывается сам сигнал. В процессе обработки при перемножении с другими сигналами это постоянное оптическое смещение, как правило, дает ложные составляющие, почему и используется пространственный фильтр.

Дифференцирование выражения для обратного преобразования Фурье дает:

$$s(x) = \frac{\partial}{\partial x} \int_{-\infty}^{\infty} s(\omega_x) e^{j\omega_x x} d\omega_x = \int_{-\infty}^{\infty} j\omega_x s(\omega_x) e^{j\omega_x x} dx. \quad (16)$$

Из выражения видно что операцию дифференцирования как частный случай пространственной фильтрации можно реализовать в спектральной плоскости, помещая в ней фильтр, частотная характеристика которого будет

$$G(\omega_x) = A(\omega_x) e^{j\psi(\omega_x)} = j\omega_x = \omega_x e^{j\frac{\pi}{2}}$$

(рис. 5, а). Так как постоянный фазовый сдвиг на  $\pi/2$  не существен, то он может быть отброшен, и фильтр задается только амплитудной характеристикой. Практически, такой фильтр реализуем путем применения экрана, прозрачность которого увеличивается от центра к краям, а в области отрицательных частот расположена полуволновая фазовая пластинка (рис. 5, б).

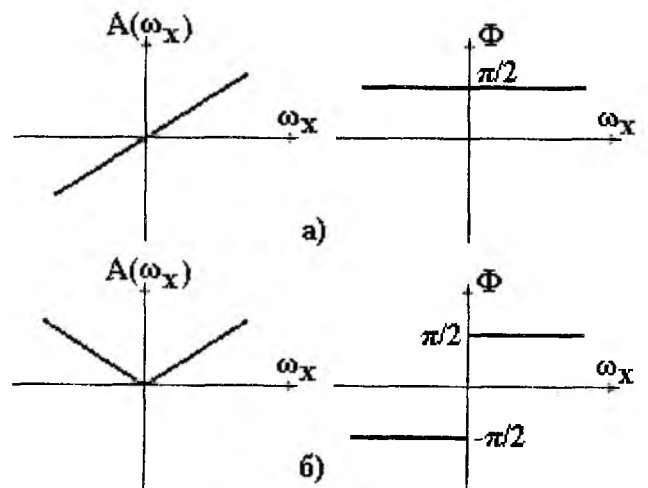


Рис. 5

**Вычисление функции свертки и корреляции.** Интеграл вида [6]:  $r(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} f_1(t) f_2(\tau - t) dt$  –

функция свертки, образующаяся при перемножении  $f_1(t)$  и обращенной во времени и смещенной на величину  $\tau$  функции  $f_2(t)$ . Соответственно функция корреляции:

$$\varphi(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} f_1 f_2^*(\tau + t) dt .$$

Для этих функций справедливы прямая теорема свертки:

$$\int_{-\infty}^{\infty} r(\tau) e^{j\omega t} d\tau = F_1(\omega) F_2(\omega), \quad (17)$$

$$\int_{-\infty}^{\infty} \varphi(\tau) e^{j\omega \tau} d\tau = F_1(\omega) F_2^*(\omega), \quad (18)$$

которые обосновывают вычисление функции свертки и корреляции, осуществляя операции над спектрами исходных функций  $f_1(t)$  и  $f_2(t)$ . Для реализации этих математических операций оптическим вычислительным устройством существует два способа.

Первый из них получил название преобразований в спектральной плоскости. Рассмотрим схему оптических элементов, представленную на рис. 3. Пусть в плоскости  $\Pi_1$  помещен транспарант с записанным на него сигналом  $E_1(x_1, y_1)$ , а в плоскости  $\Pi_2$  – пространственный фильтр с частотной характеристикой  $G(\omega_{x_2}, \omega_{y_2})$ . Тогда при освещении транспаранта плоской когерентной волной в плоскости  $\Pi_2$  образуется пространственный спектр сигнала  $s(\omega_{x_2}, \omega_{y_2})$ , который перемножается с характеристикой фильтра, т.е.  $s(\omega_{x_2}, \omega_{y_2}) G(\omega_{x_2}, \omega_{y_2})$ . Вследствие этого спектр сигнала преобразуется. Линза  $L_2$  выполняет обратное преобразование Фурье этого видоизмененного спектра

$$E_3(x_3, y_3) = \int_{-\infty}^{\infty} s(\omega_{x_2}, \omega_{y_2}) G(\omega_{x_2}, \omega_{y_2}) e^{-j(\omega_{x_2} x_3 + \omega_{y_2} y_3)} d\omega_{x_2} d\omega_{y_2}. \quad (19)$$

Однако согласно (17) Фурье - преобразование от произведения спектров двух сигналов дает функцию свертки этих сигналов. Поэтому  $E_3(x_3, y_3)$  будет являться двумерной функцией свертки двух сиг-

налов  $E_1(x_1, y_1)$  и  $h(x_1, y_1)$ , где  $h(x_1, y_1) = \int_{-\infty}^{\infty} G(\omega_{x_2}, \omega_{y_2}) e^{-j(\omega_{x_2} x_1 + \omega_{y_2} y_1)} d\omega_{x_2} d\omega_{y_2}$  – сигнал, соответствующий спектральной функции фильтра.

**Преобразования в спектральной плоскости.** Эту же функцию можно получить при перемножении самих сигналов в сигнальной плоскости. Для этого (рис. 6) надо изображение  $E_1(x_1, y_1)$ , находящееся в плоскости  $\Pi_1$ , спроектировать с помощью линзы  $L_1$  на перевернутое изображение  $h(-x_1, -y_1)$  в направлениях  $x$  и  $y$  в сторону их отрицательных значений. Так как линза  $L_1$ , проектирующая  $E_1(x_1, y_1)$  на  $h(-x_1, -y_1)$ , переворачивает изображение, надо в плоскости  $\Pi_1$  записать не  $E_1(x_1, y_1)$ , а  $E_1(-x_1, -y_1)$ . Тогда в плоскости  $\Pi_1'$  имеем:

$$E_1(x_1, y_1) h[(x_0 - x_1)(y_0 - y_1)],$$

где  $x_0, y_0$  – смещение сигнала  $h(-x_1, -y_1)$ . Линза  $L_2$  выполняет операцию преобразования Фурье, и в плоскости  $\Pi_2$  будет

$$E_2(\omega_{x_2}, \omega_{y_2}) = \int_{-\infty}^{\infty} E_1(x_1, y_1) h[(x_0 - x_1)(y_0 - y_1)] e^{-j(\omega_{x_2} x_1 + \omega_{y_2} y_1)} dx_1 dy_1. \quad (20)$$

Тогда в точке  $\omega_{x_2} = \omega_{y_2} = 0$  сигнал можно представить в виде:

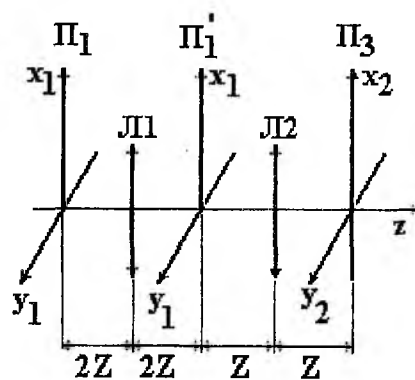


Рис. 6

$$E_2(x_0, y_0) = \int_{-\infty}^{\infty} E_1(x_1, y_1) h[(x_0 - x_1)(y_0 - y_1)] dx_1 dy_1, \quad (21)$$

который при изменении параметров  $x_0, y_0$  дает функцию свертки. Поскольку изменение параметров  $x_0, y_0$  связано с двумерным перемещением транспаранта  $h(-x_1, -y_1)$  во времени, то функция свертки будет представлять временную функцию, которая появляется на выходе фотоприёмного устройства, расположенного в точке  $\omega_{x_2} = \omega_{y_2} = 0$ .

Из рассмотрения методов получения функции свертки отметим, что преобразование в спектральной плоскости требует относительного перемещения сигналов и введения постоянной составляющей для записи биполярных сигналов. Это обстоятельство и то, что функция свертки появляется последовательно во времени, ограничивает возможности данного метода в случае применения фотопластинчатых транспарантов. При использовании акустооптических модуляторов большинство недостатков могут быть красиво технически устранены.

Вместе с тем преобразование в спектральной плоскости требует применения сложных комплексных фильтров  $G(\omega_{x_2}, \omega_{y_2})$ , изготовление и быстрая смена которых пока проблематичны.

#### 4. Согласованная фильтрация

Одной из основных задач практической обработки и распознавания радиосигналов является выделение слабого сигнала на фоне помех. В работе [9] показано, что этот процесс оптимален, если смесь сигнала  $s(t)$  и помехи  $m(t)$  подать на корреляционное устройство, на которое подан сопряженный сигнал  $s^*(t)$ . Тогда на выходе коррелятора будет отклик вида:

$$\varphi(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} s(t)s^*(t+\tau)dt + \int_{-\infty}^{\infty} m(t)s^*(t+\tau)dt. \text{ Данный отклик будет различим, когда в смеси присут-}$$

ствует сигнал  $\varphi(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} s(t)s^*(t+\tau)dt$  — функция автокорреляции сигнала. Если сигнал отсутствует,

то  $\varphi(\tau) = 0$ , так как сигнал и шум не коррелированы и  $\int_{-\infty}^{\infty} m(t)s^*(t+\tau)dt = 0$ . Описанный способ вы-

деления сигнала из шумов известен как корреляционная обработка или согласованная (оптимальная) фильтрация и позволяет выделять радиосигналы из шума при отношении сигнал/шум  $< 1$ .

Вопрос создания пространственных фильтров оптической системы пространственной фильтрации радиосигналов рассмотрим, исходя из следующих соображений. Пусть существует полезный сигнал  $s(x)$  и шум  $m(x)$ . Тогда сигнал на входном транспаранте можно представить как

$$f(x_1) = s(x_1) + m(x_1). \quad (23)$$

В спектральной плоскости  $f(x_1)$  будет состоять из спектров сигнала и шума

$$F(\omega_{x_2}) = s(\omega_{x_2}) + M(\omega_{x_2}). \quad (24)$$

При постановке в спектральной плоскости пространственного фильтра с характеристикой пропускания  $G(\omega_{x_2}) = s^*(\omega_{x_2})$ , оптимальной для белого шума, суммарный сигнал на выходе фильтра будет  $s(\omega_{x_2})s^*(\omega_{x_2}) + M(\omega_{x_2})s^*(\omega_{x_2})$ . Подвергнув этот спектр обратному преобразованию Фурье, в фокальной плоскости  $L_2$ , получим автокорреляционную функцию сигнала и корреляционную функцию сигнала и шума

$$E_3(x_3, y_3) = \int_{-\infty}^{\infty} s(x_1)s^*(x_1 - x_3)dx_1 + \int_{-\infty}^{\infty} m(x_1)s^*(x_1 - x_3)dx_1. \quad (25)$$

Поскольку сигнал и шум не коррелированы, то второе слагаемое будет пренебрежимо мало по сравнению с первым, и сигнал выделяется из шума. Отсюда следует, что выделение сигнала можно осуществить не только с помощью корреляционного устройства в сигнальной плоскости, но и с помощью специально созданного фильтра, расположенного в спектральной плоскости.

Как известно, при разработке радиотехнических систем согласованной фильтрации основной трудностью является создание комплексного оптимального фильтра. Проблема изготовления такого фильтра оптическими методами решается довольно просто. Воспользовавшись методами голографии в общих чертах, рассмотрим такой процесс. Оптическая система, представленная на рис. 7, в сигнальной плоскости кроме изображения сигнала  $s(x_1)$  имеет точечный источник когерентной опорной волны:

$$s_0(x_1) = s(x_1 + x_0). \quad (26)$$

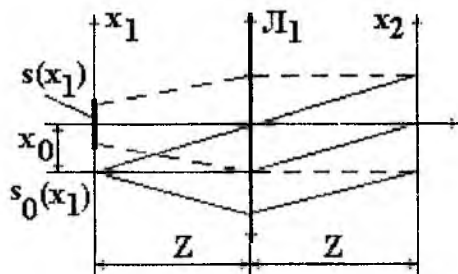


Рис. 7

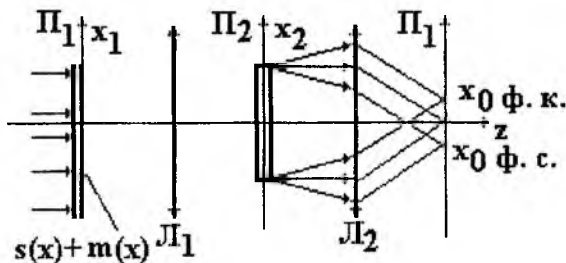


Рис 8

После линзы  $L_1$ , этот источник создает наклонный параллельный световой пучок. Таким образом в фокальной плоскости  $L_1$ , кроме спектра  $s(\omega)$ , имеем еще и спектр этого источника

$$E_2^0(\omega_{x_2}, \omega_{y_2}) = \int_{-\infty}^{\infty} e^{-j\omega_{x_2} x_1} s(x_1 + x_0) dx_1 = e^{j\omega_{x_2} x_0}, \quad (27)$$

что эквивалентно равномерной засветке всех пространственных частот и линейному изменению фазы вдоль оси  $\omega_{x_2}$ . В показателе экспоненты  $x_0$  определяет величину и направление отклонения опорной волны от оптической оси системы. Далее, в спектральной плоскости помещается фотопластинка, на которую спроектированы спектры этих изображений. Квадратичный характер фоторегистрирующего процесса [7] позволяет интенсивность сигнала на пленке выразить в виде:

$$I(\omega_{x_2}) = |s(\omega_{x_2}) + e^{j\omega_{x_2} x_0}|^2 = [1 + |s(\omega_{x_2})|^2 + s(\omega_{x_2}) e^{-j\omega_{x_2} x_0} + s^*(\omega_{x_2}) e^{j\omega_{x_2} x_0}]. \quad (28)$$

Засвеченная таким образом фотопленка проявляется и представляет голограмму спектра сигнала  $s(x_1)$ . При определенных режиме проявления и коэффициенте контрастности фотопленки её пропускание по напряженности поля будет пропорционально (28), которое в последнем члене содержит нужный сигнал  $s^*(\omega_{x_2})$ , умноженный на  $e^{j\omega_{x_2} x_0}$ . Помимо этого, как показывает (28), есть еще информация, описываемая другими членами, которая может оказаться помехой при выполнении операции согласованной фильтрации. Воспользовавшись схемой оптической системы, представленной на рис. 8, поместим голограмму в спектральную плоскость линзы  $L_1$ , а в сигнальной плоскости - изображение сигнала  $f(x) = s(x) + m(x)$ . При освещении входного транспаранта когерентным светом в плоскости  $\Pi_2$  имеем произведение:

$$R(\omega_{x_2}) = s(\omega_{x_2}) I(\omega_{x_2}) = F[1 + |s|^2] + F s^* e^{j\omega_{x_2} x_0} + F S e^{-j\omega_{x_2} x_0}. \quad (29)$$

После преобразований, сигнал на выходе фильтра расщепился на световых пучка. Пучок, описываемый первым членом  $F[1 + |s|^2]$ , распространяется в направлении оптической оси системы, и его ко-

ординатная зависимость близка к Фурье-образу сигнала  $f(x)$ . Второй пучок, описываемый компонентой  $Fs^* e^{j\omega_{x_2} x_0}$ , идет в том же направлении, в каком шел при записи голограммы. Третий член (29) вида  $FSe^{-j\omega_{x_2} x_0}$  описывает световой пучок, отклонившийся относительно оси  $z$  в противоположном направлении. При прохождении этих пучков через линзу  $L_2$  в её фокальной плоскости в результате обратного преобразования Фурье получим:

$$H(x_3) = \int_{-\infty}^{\infty} R(\omega_{x_2}) e^{-j\omega_{x_2} x_3} d\omega_{x_2} = \int_{-\infty}^{\infty} F(\omega_{x_2}) [1 + |s(\omega_{x_2})|^2] e^{-j\omega_{x_2} x_3} d\omega_{x_2} + \\ + \int_{-\infty}^{\infty} F(\omega_{x_2}) s^*(\omega_{x_2}) e^{-j\omega_{x_2} (x_0 - x_3)} d\omega_{x_2} + \int_{-\infty}^{\infty} F(\omega_{x_2}) s(\omega_{x_2}) e^{-j\omega_{x_2} (x_0 + x_3)} d\omega_{x_2}.$$

Так как спектральная плотность мощности шума  $|(\omega_{x_2})|^2$  величина практически постоянная, то  $H(x_3) \sim [1 + [1 + |s(\omega)|^2] f(x) + \varphi(x_3 - x_0) + r(x_3 + x_0)]$ , где  $\varphi(x_3 - x_0)$  – функция корреляции сигналов  $s(x)$  и  $f(x)$ , смещенная по оси  $x_3$  на величину  $x_0$ , а  $r(x_3 + x_0)$  – функция свертки этих же сигналов, смещенная в противоположную сторону на величину  $x_0$ . В окрестности точки  $x_3 = 0$  будет изображение  $f(x)$ , умноженное на  $[1 + |s(\omega)|^2]$ . Таким образом, сигнал  $Fs^* = (s + M)s$  дает функцию свертки сигнала и шума. В связи с тем, что сигналы спектров  $Fs^*$  и  $Fs$  будут пространственно разнесены, можно утверждать, что транспарант – голограмма интенсивности прошедшего света, подчиняющейся выражению (28), будет играть роль согласованного фильтра.

### Выводы

Когерентное электромагнитное поле световых волн как носитель информации, по многообразию параметров, по которым возможно её кодирование, значительно превосходит возможности электрических сигналов. Основными достоинствами оптических методов обработки являются большая информационная емкость, многоканальность, многофункциональность.

Преобразования Фурье, являющиеся основой распознавания радиосигналов, достигаемые в радиотехнических системах с большими временными затратами из-за громоздкости существующих алгоритмов, реализуются оптическим элементом – линзой когерентного оптического процессора в реальном масштабе времени за один такт КОП. Устройствами «визуализации» радиосигналов могут служить оптические транспаранты на основе фотослоев или наиболее перспективные – акустооптические модуляторы.

Простота реализации, реальный масштаб времени, малые энергозатратные и массогабаритные характеристики – несомненное достоинство когерентных оптических систем пространственно-частотной фильтрации радиосигналов, на основе которых возможны алгоритмы их выделения из шумов, интегрирования, дифференцирования, подавления постоянной составляющей и т.д.

Приведенный алгоритм сверхточных операций открывает широкий простор для создания в СИИС процессоров потоков данных, вплоть до реализации матричных, для решения систем уравнений линейной алгебры.

**Список литературы.** 1. *Онищенко Т.А.* Оптическая обработка информации. // Радиотехника. Состояние и тенденции развития. 1992. №3. С. 56-88. 2. *Литвиненко О.Н.* Основы радиооптики. Киев: Техніка, 1974. 3. *Гудмен Дж.* Введение в фурье-оптику. Под ред. Г.И. Косоурова. М.: Мир, 1970. 4. *Данилов В.В.* Акустооптический модулятор. // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 1999. Вып. 111. С.136-142. 5. *Акаев А.А.* Теоретические основы и методы расчета голографических систем хранения и преобразования цифровой информации. Автореф. дис. д-ра техн. наук. М.: МИФИ, 1980. 6. *Анго А.* Математика для электро- и радиоинженеров. Пер. с франц. Под ред. К.С. Шифрина. М.: Наука, 1965. 7. *Очин Е.Ф.* Вычислительные системы обработки изображений. Л.: Энергоатомиздат, 1989. 8. *Онищенко Т.А.* Оптическая обработка радиосигналов РЛС с синтезированием апертуры. // Радиотехника. Состояние и тенденции развития. 1990. №3. С. 40-51. 9. *Сороко Л.М.* Основы голографии и когерентной оптики. М.: Наука, 1971.

## ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ УСЛОВИЙ ПРОВЕДЕНИЯ ТЕПЛООВОГО НЕРАЗРУШАЮЩЕГО КОНТРОЛЯ НА ТОЧНОСТЬ ПОКАЗАНИЙ ИК-РАДИОМЕТРА

Важной и чрезвычайно сложной задачей является контроль теплообменных аппаратов в аэро- и космической технике. В настоящее время одним из перспективных методов, способных решить эту задачу, является метод теплового неразрушающего контроля.

Для решения поставленной задачи был разработан радиометр специального назначения ИИ – 30А, предназначенный для работы в составе теплового дефектоскопического комплекса ТДК-1 [1].

Особенностями указанных объектов контроля являются:

- малые пространства (необходимость работы внутри объекта);
- сложная геометрия объекта контроля;
- влияние температуры окружающей среды.

Прибор разработан по двублочной схеме и состоит из оптического и электронного блоков [1]. Так как приемный оптический блок (ПБ) определяет основные параметры и характеристики прибора, то он наиболее подвержен влиянию указанных факторов и является предметом исследований. Структурная схема приемного блока радиометра показана на рис. 1.

Приемный блок функционирует следующим образом. Поток излучения от объекта 1 фокусируется зеркальным сферическим объективом 3 на чувствительной площадке приемника 6. Поворотное зеркало 2 служит для поворота оптической оси объектива на  $90^\circ$ . В центре поворотного зеркала имеется прозрачное пятно, необходимое для работы устройства светового визирования. Устройство светового визирования состоит из собирающей линзы 4 и источника 5 (миниатюрной лампочки накаливания). При этом оптические оси визира и объектива совпадают: изображение нити накала лампочки совпадает с мгновенным полем зрения объектива 3 в плоскости установки объекта 1. Излучение от объекта прерывается диском модулятора 7, приводимого во вращение двигателем 8. Переменный сигнал  $U_{ПБ}$  приемника 6 усиливается предварительным усилителем 12 (ПУС 1). Для работы синхронного детектора в электронном блоке радиометра (ЭБ) в ПБ введен опорный оптический канал, в состав которого входят источник 9 и приемник 10. Сигнал опорного канала  $U_{Д}$  усиливается вторым предварительным усилителем 14 (ПУС 2). Для совпадения фазы сигналов в основном и опорном каналах приемник 10 установлен на специальной скобе, допускающей его юстировку. Для уменьшения влияния температуры окружающей среды на работу радиометра в ПБ введена система термокомпенсации, состоящая из термодатчика 11 и мостовой схемы 13. Термодатчик 11 установлен на корпусе приемника излучения 6 вблизи входного окна. Сигнал термодатчика 11  $U_T$  управляет схемой термокомпенсации в ЭБ радиометра.

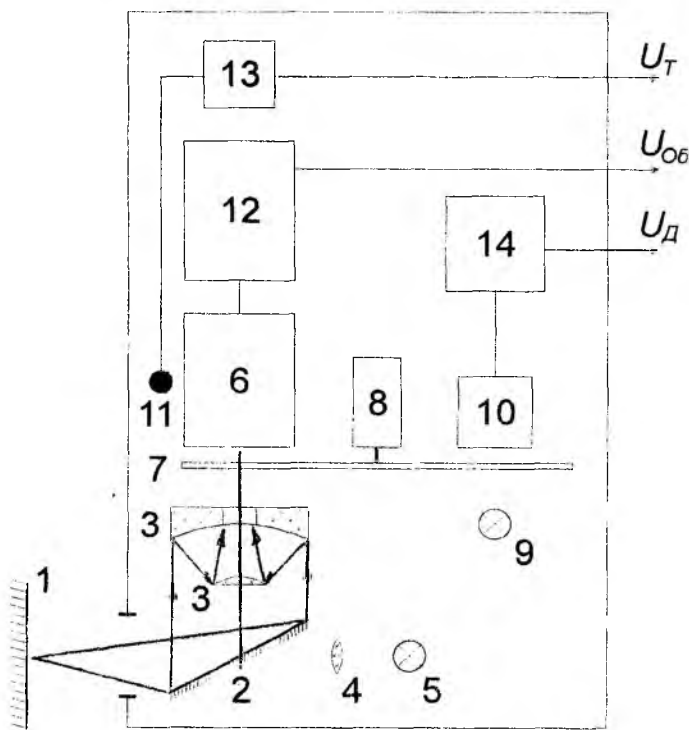


Рис. 1

Функцию преобразования приемного блока описанной конструкции, с учетом результатов работы [2], можно записать в следующем виде:

$$\begin{aligned}
U_{ок} = & \frac{\sigma}{\pi} K_{yc} S_{\lambda_{max}} q_{ни} \omega_{ни} \beta_m \left\{ \tau_{опт} \left( 1 - \frac{\omega_{мз}}{\omega_{ни}} \right) \times \left[ \varepsilon_{ок} K(T_{ок}) T_{ок}^4 + (1 - \varepsilon_{ок}) K(T_{сп}) T_{сп}^4 \right] + \right. \\
& + T_{опт} \frac{\omega_{мз}}{\omega_{ни}} \left[ \varepsilon_{мз} K(T_{к}) T_{к}^4 + (1 - \varepsilon_{мз}) K(T_{опт}) T_{опт}^4 \right] - K(T_{ни}) T_{ни}^4 + \\
& \left. + \frac{\Omega_{ни}}{\omega_{ни}} \left[ K(T_{к}) T_{к}^4 - K(T_{ни}) T_{ни}^4 \right] \right\} + U_{эл}
\end{aligned} \quad (1)$$

где  $S_{\lambda_{max}}$  – абсолютное значение спектральной чувствительности в максимуме спектральной характеристики приемника;  $q_{ни}$  – площадь чувствительной площадки приемника излучения (ПИ);  $\omega_{ни}$ ,  $\Omega_{ни}$ ,  $\omega_{мз}$  – телесные углы, определяемые мгновенным полем зрения ОС, полем зрения ПИ и размером малого зеркала;  $\beta_m$  – коэффициент модуляции потока;  $\varepsilon_{ок}$ ,  $\varepsilon_{мз}$  – коэффициенты излучения объекта контроля и малого зеркала;  $\varepsilon_{мз}$  – коэффициент пропускания и излучения малого зеркала;  $T_{ок}$ ,  $T_{сп}$ ,  $T_{опт}$ ,  $T_{к}$ ,  $T_{ни}$  – температуры объекта, окружающей среды, элементов оптической системы, механических узлов ПБ, ПИ;  $K(T)$  – коэффициент использования излучения, соответствующих элементов приемником;  $U_{эл}$  – электрический сигнал, вызванный шумами и дрейфом параметров предусилителя.

При выводе уравнения (1) предполагалось, что объект измерения и элементы конструкции ПБ являются серыми, диффузными излучателями с равномерной по поверхности энергетической яркостью.

### 1. Методические особенности измерения температуры

Анализ уравнения (1) показывает, что измерения температуры объекта с помощью радиометра сопряжены со следующими особенностями.

Первая – неопределенность излучательной способности ( $\varepsilon$ ) поверхности объекта. В радиационной пирометрии в настоящее время разработан ряд эффективных методов коррекции  $\varepsilon$ . Однако большинство этих методов относится к высокотемпературной оптической пирометрии [3], поэтому, как показывает анализ работ [4 – 8], измерить температуру с помощью современных радиометров в общем случае не удастся. Наиболее приемлемыми методами уменьшения влияния  $\varepsilon$  при активном тепловом неразрушающем контроле (АТНК) являются нормализация излучательной способности поверхности объекта путем нанесения на поверхность объекта покрытия, излучательные характеристики которого известны и постоянны, или калибровка радиометра по объекту исследования. В последнем случае погрешность возникает вследствие того, что при работе радиометра коэффициент излучения объекта  $\varepsilon_{ок}$  отличается от коэффициента излучения  $\varepsilon_{эт}$  эталонного образца, по которому производится калибровка. Преимущество того или иного метода определяется характером температурного изменения коэффициента излучения объекта, вариациями коэффициента излучения для объектов одного класса, технологическими особенностями производства. Рассмотренные методы коррекции  $\varepsilon$  при измерении температуры слабонагретых тел пока являются базовыми (основными) и для радиометров.

Ко второй методической особенности следует отнести влияние и поглощение ИК излучения объекта промежуточной средой. Влияние этого фактора может быть существенно уменьшена путем введения поправочного коэффициента на изменение коэффициента поглощения с расстоянием до объекта и на отклонение атмосферных условий от нормальных [8].

### 2. Влияние внешних факторов на точность измерения температуры

В описанном ПБ радиометра для обеспечения высокой чувствительности, а также для термостабилизации интегральной чувствительности использован стандартный охлаждаемый приемник излучения ФД – 119 (InSb, 77 К). Известно, что чувствительность охлаждаемых приемников изменяется с уровнем азота [9]. Было проведено исследование влияние этого фактора на уровень выходного сигнала радиометра. Входное окно ПБ было закрыто заслонкой. Исследования показали, что: 1) в стационарный режим работы прибор входит через 0,5 час. после включения; 2) изменение выходного сигнала за время работы 2,5 час. составляет не более 1,5%.

Конструкция ПБ радиометра предусматривает однократную наводку резкости на объект контроля. В процессе контроля расстояние до объекта контроля может произвольно изменяться. Из анализа (1) следует, что выражение для телесного угла  $\omega_{ни}$  имеет вид:

$$\omega_{ни} = \frac{\pi(r_{бз}^2 - r_{мз}^2)}{S^2} \left[ \frac{1}{\left(1 + \frac{r_{бз}^2}{S^2}\right)} - \frac{1}{\left(1 + \frac{r_{мз}^2}{S^2}\right)} \right], \quad (2)$$

где  $r_{бз}$  – радиус большого (приемного) сферического зеркала;  $r_{мз}$  – радиус малого зеркала;  $S$  – расстояние между большим зеркалом и плоскостью изображения.

Из выражения (2) видно, что при изменении расстояния до объекта изменится расстояние до изображения, а следовательно, изменяется и величина электрического сигнала на выходе радиометра. На зависимость показаний радиометра от изменений расстояния до объекта влияет конструкция и качество оптической системы. Влияние этих параметров на выходной сигнал прибора в литературе практически не отражено. Поэтому оценка была проведена на основании экспериментальных исследований. На рис. 2 приведена зависимость показаний разработанного радиометра от изменений расстояния до объекта. В пределах  $\pm 10$  мм выходной сигнал изменяется на  $\pm 2\%$ . Эти результаты были использованы для проектирования системы механического сканирования комплекса ТДК - 1.

Указанная погрешность является систематической, характерной для данной конструкции приемного блока радиометра и не зависит от влияния дестабилизирующих факторов, поэтому может быть устранена программным способом путем введения соответствующих поправочных коэффициентов в блок памяти ЭВМ при обработке информации.

Малые пространства внутри объекта контроля и необходимость его нагрева требуют изучения влияния на выходной сигнал прибора температуры окружающей среды.

Анализ выражения (1) позволяет выделить в нем две погрешности, которые носят аддитивный характер:

- структурную аддитивную составляющую, вызванную изменениями температуры окружающей среды;
- технологическую аддитивную составляющую, обусловленную изменением температуры внутренних элементов ПБ радиометра.

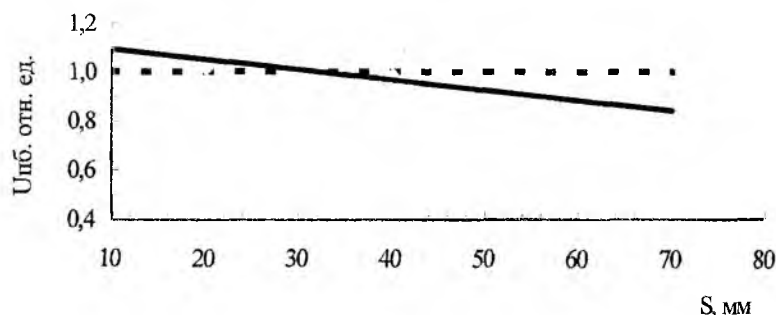


Рис.2

### 2.1 Структурная аддитивная составляющая

Для оценки структурной аддитивной составляющей необходимо положить в уравнении (1) температуры всех внутренних элементов ПБ равными температуре окружающей среды:  $T_{онт} = T_k = T_{cp}$  и  $\omega_{ни}/\pi \ll 1$ ,  $U_{ш} = 0$ , тогда:

$$U_{ок} = \frac{\sigma}{\pi} K_{yc} S_{\lambda_{max}} q_{ни} \omega_{ни} \beta_m \left\{ \tau_{онт} \varepsilon_{ок} \left[ K(T_{ок}) T_{ок}^4 - K(T_{cp}) T_{cp}^4 \right] + \frac{\Omega_{ни}}{\omega_{ни}} \left[ K(T_{cp}) T_{cp}^4 - K(T_{ни}) T_{ни}^4 \right] \right\} \quad (3)$$

При изменении температуры окружающей среды  $T_{cp} = T_{cp} \pm T$  сигнал на выходе приемника излучения изменяется ( $T_{ок} = const$ ), и радиометр регистрирует не истинную температуру объекта  $T_{ок}$ , а приведенную  $T_{прив}$ , величина которой определяется из равенства

$$K(T_{прив})T_{прив}^4 = K(T_{ок})T_{ок}^4 + \left[ \frac{\Omega_{пи}}{\omega_{пи}} \times \frac{1}{\tau_{опт} \epsilon_{ок}} \times \frac{1}{\left(1 - \frac{\omega_{лз}}{\omega_{пи}}\right)} - 1 \right] \times \left[ K(T_{cp})T_{cp}^4 (T_{cp0} \pm \Delta T)^4 - K(T_{cp})T_{cp0}^4 \right] \quad (4)$$

Разность между приведенной и истинной температурами  $\Delta T_{адд} = T_{прив} - T_{ок}$  дает абсолютную аддитивную погрешность выходного сигнала структурной схемы радиометра.

Оценка абсолютной величины аддитивной составляющей  $U_{об}$  от температуры объекта была проведена теоретически при следующих входящих в формулу (4) величинах:  $\omega_{кз}/\omega_{пр} = \epsilon_{об} = 0,5$ ;  $\Omega_{пр}/\omega_{пр} = 2,46$ ;  $T_{cp} = 20^{\circ}C$ ;  $T = \pm 5^{\circ}C$ ;  $\tau_{оп} = 1$ . На рис.3. представлена зависимость абсолютной величины аддитивной составляющей погрешности радиометра от температуры окружающей среды, полученные согласно выражения (4). На рис. 3 кривая 1 соответствует  $T_{cp} = 15^{\circ}C$ , а кривая 2 –  $T_{cp} = 25^{\circ}C$ .

Из графика следует, что аддитивная погрешность сильно искажает показания прибора при низких температурах (до  $10^{\circ}C$ ) и уменьшается при измерении высоких температур объекта контроля.

Анализ выражения (4) показывает, что существенного уменьшения аддитивной погрешности структурной схемы ПБ радиометра можно достичь, если обеспечить равенство поля зрения приемника излучения мгновенному полю зрения оптической системы ( $\Omega_{пи} = \omega_{пи}$ ). При выполнении этого условия и при  $\tau_{мз} = 1$  измерения температуры слабонагретых тел с высоким коэффициентом излучения могут проводиться с минимальной структурной аддитивной погрешностью. Однако у серийных приемников ФД-117 плоский угол зрения, ограниченный охлаждаемыми диафрагмами, равен  $48^{\circ}$  в плоскости, нормальной к поверхности диафрагмы [4].

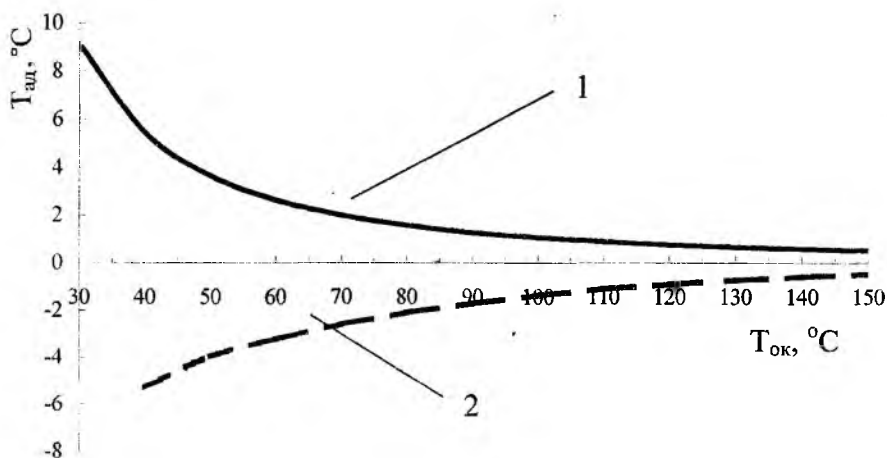


Рис. 3

## 2.2 Технологическая аддитивная составляющая

В приемном блоке радиометра (рис.1) расположены тепловыделяющие элементы: электродвигатель модулятора, источник света для визирования и др. Технологическая аддитивная погрешность обусловлена отличием температуры элементов внутри ПБ от температуры окружающей среды, поэтому выражение для ее определения можно найти из совместного анализа уравнений (1) и (2) при  $\omega_{мз}/\omega_{пи} \ll 1$ .

$$K(T_{прис})T_{прис}^4 = K(T_{ок})T_{ок}^4 + \frac{\varepsilon}{\tau_{онм}\varepsilon_{ок}} [K(T_{онм})T_{онм}^4 - K(T_{к})T_{к}^4] + \left[ \frac{\Omega_{пи}}{\omega_{пи}\tau_{онм}\varepsilon_{ок}} - \frac{1}{\varepsilon_{ок}} \right] \times$$

$$\times [K(T_{к})T_{к}^4 - K(T_{ср})T_{ср}^4] - \frac{\omega_{пи}}{\pi} \left[ \frac{1}{\tau_{онм}\varepsilon_{ок}} - \frac{\varepsilon_{ок}}{\tau_{онм}\varepsilon_{ок}} - \frac{1}{\varepsilon_{ок}} \right] \times [K(T_{к})T_{к}^4 - K(T_{ср})T_{ср}^4]$$
(5)

Анализ уравнения (5) показывает, что наибольшее влияние на технологическую аддитивную погрешность оказывает неравенство телесных углов  $\Omega_{пи}$  и  $\omega_{пи}$ , превышение температуры элементов конструкции ПБ, расположенных около приемника излучения, температуры окружающей среды. Точный анализ этой погрешности затруднен. Поэтому наиболее приемлемой для практики оценкой этой погрешности является измерение температуры внутренних элементов ПБ и динамики изменения выходного сигнала предварительного усилителя при  $T_{об} = T_{ср}$  ( $T_{ср} = const$ ). Проведенные исследования показывают, что температура внутренних элементов ПБ при непрерывной 2 – х часовой работе увеличивается на 3 °С, что приводит к изменению сигнала на выходе радиометра, а следовательно, и к ошибке в измерении температуры объекта.

Полный теоретический расчет влияния на выходной сигнал радиометра всех факторов затруднен, поэтому наиболее приемлемой для практики оценкой является экспериментальное исследование.

Для исследования характеристик радиометра был разработан испытательный стенд, структурная схема которого показана на рис.4. В состав испытательного стенда вошли: 1 – приемный блок (ПБ); 2 – электронный блок (ЭБ); 3 – модель АЧТ; 4 – блок регулировки температуры; 5 – заслонка; 6 – прерыватель; 7 – осциллограф; 8 – самопишущий прибор; 9 – вольтметр.

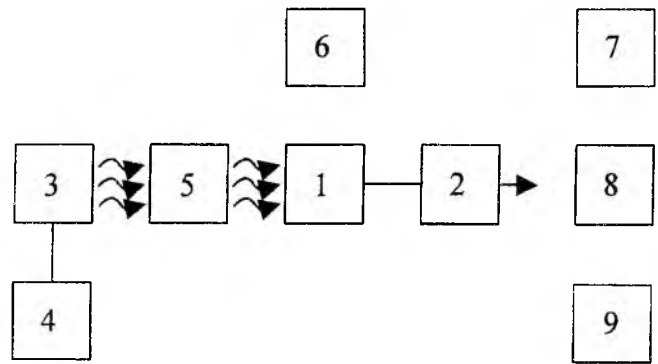


Рис. 4

Калибровка и исследование характеристик радиометра проводились от эталонной стандартной модели АЧТ типа К 11.532 с блоком регулирования К 02.742, предусматривавшего передачу единицы температуры в интервале 20...200 °С. Градуировочная характеристика приемного блока (ПБ) радиометра представлена на рис.5.

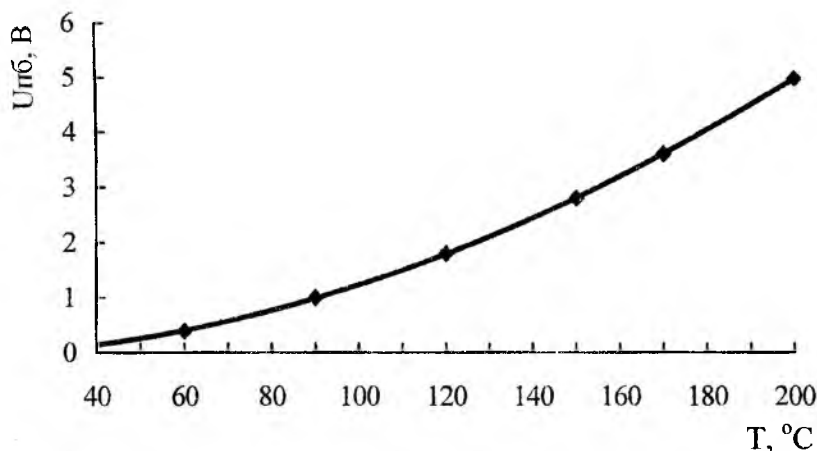


Рис. 5

Исследования показали, что прибор обеспечивает точность измерения температуры объекта контроля до 8% при  $T_{ср} = 22^\circ\text{C}$ . Кратковременная погрешность отсчета, измеренная по известной методике [9] точке  $T_{об} = 30^\circ\text{C}$ , составила  $\pm 0,4^\circ\text{C}$ .

## Заключение

На основании полученной для данной конструкции преминого блока радиометра функции преобразования проведены теоретические и экспериментальные оценки влияния внешних и внутренних факторов, которые проявляются при проведении теплового контроля.

Экспериментально определено, что изменение выходного сигнала радиометра от расстояния до объекта контроля составляет  $\pm 2\%$  при изменении  $S$  в пределах  $\pm 10$  мм.

Теоретически описаны аддитивные составляющие погрешности, вызываемые влиянием температуры окружающей среды и конструктивными особенностями приемного блока радиометра. Выявлено, что абсолютные величины аддитивных структурных составляющих погрешности уменьшаются при измерении высоких температур объекта контроля. При низких температурах объекта контроля их величины могут составлять до  $10^{\circ}\text{C}$ .

Исследованная по стандартным методикам полная суммарная погрешность радиометра при температуре окружающей среды  $T_{\text{ср}} = 22^{\circ}\text{C}$  составляет 8%.

**Список литературы:** 1. *Стороженко В.А., Мешков С.Н., Денисов С.С. и др.* Комплект измерительной аппаратуры для теплового неразрушающего контроля // Дефектоскопия. 1989. № 3. С.94–96. 2. *Русаков А.А.* Расчет аддитивной погрешности при неконтактных измерениях температуры слабонагретых тел // Математические методы теории энергопереноса в неравновесных и неоднородных средах. Минск: ИТМО им. А.В.Лыкова АН БССР. 1982. С.127–143. 3. *Свет Д.Я.* Оптические методы измерения истинных температур. М.: Наука, 1982. 296 с. 4. *Жуков А.Г., Горюнов А.Н., Кальфа А.А.* Тепловизионные приборы и их применение. М. Радио и связь, 1983. 168 с. 5. *Поскачей А.А., Чубаров Е.П.* Оптико-электронные системы измерения температуры. М. Энергия, 1979. 208 с. 6. *Ллойд Дж.* Системы тепловидения: Пер. с англ. / Под ред. А.И. Горячева. М.: Мир, 1978. 414 с. 7. *Мирошников М.М.* Теоретические основы оптико-электронных приборов. Л.: Машиностроение, 1983. 518 с. 8. *Госсорг Ж.* Инфракрасная термография. М.: Мир, 1988. 400 с. 9. *Крикунцов Л.З., Падалко Г.А.* Тепловизоры. Справочник. Киев: Техніка, 1987. 150 с.

*Харьковский государственный технический университет радиоэлектроники*

*Поступила в редколлегию 2.04.2001*

В. А. АНТОНОВА, канд. техн. наук, В. Н. БОРЩЕВ, д-р техн. наук, В. А. ЗОЛОТАРЕВ,  
А. М. ЛИСТРАТЕНКО, Н. И. СЛИПЧЕНКО, канд. техн. наук

### ОПТИМИЗАЦИЯ КРЕМНИЕВЫХ СОЛНЕЧНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ НА ОСНОВЕ $n^+ - p - p^+$ - СТРУКТУР

Качество фотопреобразователей (ФП) характеризуется удельной выходной мощностью фотогальванического преобразования  $P_{уд}$  и КПД  $\eta$ :

$$P_{уд} = AV_{xx}j_{кз}, \quad (1)$$

$$\eta = \frac{P_{уд}}{P_{И}} 100\% = \frac{AV_{xx}j_{кз}}{P_{И}}, \quad (2)$$

где  $A$  – коэффициент заполнения ВАХ;  $V_{xx}$  – напряжение холостого хода;  $j_{кз}$  – плотность тока короткого замыкания;  $P_{И}$  – интегральная мощность излучения, падающая на единицу поверхности.

Предельный расчетный КПД кремниевых ФП, равный 23 %, получен без учета потерь при квантовом выходе  $\eta_{\Phi} = 1$  [1]. Реальный КПД у кремниевых солнечных элементов (СЭ) с  $n^+ - p - p^+$ -структурой при однократной освещенности составляет 17-18 % [1]. В кремниевых фотопреобразователях, предназначенных для концентрированного солнечного излучения, достигнут КПД ~ 20 %.

Как следует из выражения (2), для получения максимального КПД необходимо максимизировать все три множителя в числителе правой части выражения. При этом наряду с проблемами повышения эффективности преобразования и надежности СЭ на первом плане оказывается проблема снижения его стоимости, поскольку необходимо, чтобы СЭ наземного назначения оказались в конце концов конкурентоспособными с другими источниками энергии [2].

Настоящая работа посвящена разработке оптимальных условий фотопреобразования, расчетам оптимальных геометрических размеров токоъемной контактной сетки фронтальной поверхности и расчетам режимов процессов формирования диффузионных слоев на основе жидкорастворной или модифицированной комбинированной технологии.

При проведении исследований были поставлены следующие задачи: а) увеличить составляющие фототока, генерированного как в базовой области, так и в легированном слое; б) уменьшить последовательное сопротивление СЭ, обеспечив при этом возрастание коэффициента заполнения  $A$  и воспроизводимость значений этого параметра.

Для увеличения составляющей фототока, генерированного в базовой области, в технологическую цепочку включен процесс внешнего геттерирования примеси [2]. Для увеличения составляющей тока, генерированного в легированном слое, необходимо обеспечить специфический профиль распределения примеси (рис. 1 и рис. 2). Концентрация примеси, достигая максимального значения  $\sim 10^{27} \text{ м}^{-3}$  вблизи фотоприемной поверхности, резко снижается при удалении от нее. Благодаря такому профилю распределения примеси уменьшается вклад легированного слоя непосредственно под контактной сеткой в последовательное сопротивление СЭ без возрастания скорости рекомбинации носителей в приповерхностной области, что способствует повышению фоточувствительности СЭ в коротковолновой области солнечного излучения и возрастанию  $j_{кз}$ .

При формировании фронтального  $n^+ - p$ -перехода для того, чтобы получить высокую поверхностную концентрацию фосфора, не вызывая эффектов, связанных с высоким уровнем легирования, использованы следующие варианты получения требуемого концентрационного профиля примеси:

- 1) двухстадийная диффузия  $P$  из твердых источников и последующая кратковременная диффузия из стекловидной пленки типа КФК-50-10;
- 2) диффузия фосфора из пленки КФК-15-15 и последующая кратковременная диффузия из пленки КФК-50-10.

Для определения оптимальных параметров процесса проведены расчеты режимов с использованием алгоритмов, изложенных в работах [3-5]. В качестве исходного материала для  $n^+ - p - p^+$ -структур использован кремний КДБ-10, имеющий концентрацию легирующей примеси  $N_g = 1,345 \cdot 10^{21} \text{ м}^{-3}$  [4, 5].

Исходными данными для расчета режимов процесса двухстадийной диффузии являются следующие:

- исходная концентрация в базовой области  $N_0 = 1,345 \cdot 10^{21} \text{ м}^{-3}$ ;
- требуемая глубина залегания  $n^+$ - $p$ -перехода  $x_i = 1 \text{ мкм}$ ;
- требуемая поверхностная концентрация после проведения процесса двухстадийной диффузии  $N_0 = 1,345 \cdot 10^{25} \text{ м}^{-3}$ .

Расчеты привели к следующим результатам:

- параметр разгонки

$$D_p t_p = \frac{x_i^2}{4 \ln \frac{N_0}{N_0}} = 2,71 \cdot 10^{-14} \text{ м}^2; \quad (3)$$

- оптимальные режимы проведения процесса разгонки:  $T_p = 1000^\circ\text{C}$ , при которой коэффициент диффузии фосфора  $D_p = D_0 e^{-\frac{E}{kT_p}} = 10^{-17} \frac{\text{м}^2}{\text{с}}$  [6], время разгонки  $t_p = 45 \text{ мин}$ ;

- количество примеси  $Q$  для разгонки, обеспечивающее требуемые параметры,

$$Q = N_0 \sqrt{\pi D_p t_p} = 3,92 \cdot 10^{18} \text{ м}^{-2}; \quad (4)$$

- параметр процесса загонки, определяемый из выражения  $Q = 2N_s \sqrt{\frac{D_s t_s}{\pi}}$ , рассчитан по формуле

$$D_s t_s = \frac{Q^2 \pi}{4N_s^2} \quad (5)$$

и при  $T_s = 800^\circ\text{C}$  и значении предельной растворимости фосфора в кремнии  $N_s = 8 \cdot 10^{26} \text{ м}^{-3}$  [6] составляет  $D_s t_s = 4,266 \cdot 10^{-17} \text{ м}^{-2}$ ;

- коэффициент диффузии  $D_s = D_0 e^{-\frac{E}{kT_s}} = 4 \cdot 10^{-20} \frac{\text{м}^2}{\text{с}}$  [6] для  $T_s = 800^\circ\text{C}$  и времени загонки  $t_s = 15 \text{ мин}$ .

Распределение концентрации легирующей примеси, рассчитанное по формуле

$$N(x, t) = \frac{Q}{\sqrt{\pi D_p t_p}} e^{-\frac{x^2}{4D_p t_p}}, \quad (6)$$

приведено на рис. 1.

Для формирования  $n^+$ - $p$ -фронтального перехода со специфическим концентрационным профилем предусмотрена последующая кратковременная диффузия фосфора из жидкорастворной композиции типа КФК-50-10. Основы технологии диффузии из ЖРК изложены в работах [7-10]. Алгоритм расчета параметров процесса формирования диффузионного слоя заключается в следующем:

- концентрацию атомов примеси в пленке КФК-50-10 определяем, пользуясь соотношением [8]:

$$N_{10} = 8,5 \cdot 10^{17} u \text{ (265-0,25 u)}, \quad (7)$$

где  $u$  – весовой процент ангидрида диффузанта; в результате получим

$$N_{10} = 8,5 \cdot 10^{17} \cdot 50(265 - 12,5) = 10^{22} \text{ см}^{-3} = 10^{28} \text{ м}^{-3};$$

- при толщине стекловидной пленки ~ 0,15-0,20 мкм пленку можно считать неограниченным источником диффузанта [7-10] и распределение концентрации примеси в пленке следует рассчитывать по формуле:

$$N(x) = N_s \operatorname{erfc} \frac{x}{2\sqrt{D_2 t}}, \quad (8)$$

где  $N_s$  – концентрация примеси на границе раздела стекловидная пленка – кристалл (при  $x = 0$ )

$$N_s = N_{10} \frac{m\sigma}{\sigma + 1}; \quad (9)$$

$m$  – коэффициент сегрегации;

$$\sigma = \frac{1}{m} \sqrt{\frac{D_1}{D_2}}; \quad (10)$$

$D_1$  и  $D_2$  – соответственно коэффициенты диффузии примеси в  $\text{SiO}_2$  и в  $\text{Si}$ ;

- при использовании данных  $D_1 = 10^{-16} \frac{\text{м}^2}{\text{с}}$ ,  $D_2 = 10^{-17} \frac{\text{м}^2}{\text{с}}$  и  $m = 10^{-1}$  [5] на основании выражений (9) и (10) получим  $\sigma = 31,62$ ;  $N_s = 9,962 \cdot 10^{26} \text{ м}^{-3}$ .

Расчет концентрационного профиля легирующей примеси для диффузии при  $T = 1000^{\circ} \text{C}$  в течение 15 минут проведен с использованием выражения

$$N(x) = N_s \operatorname{erfc} \frac{x}{2\sqrt{Dt}} = 9,962 \cdot 10^{26} \operatorname{erfc} \frac{x \cdot 10^{-6}}{2\sqrt{10^{-17} \cdot 999}} = 9,962 \cdot 10^{26} \operatorname{erfc} 5,25x, \quad (11)$$

где  $x$  – расстояние вглубь кристалла, мкм.

Расчетный концентрационный профиль распределения примеси при диффузии из ЖРК приведен на рис. 1.

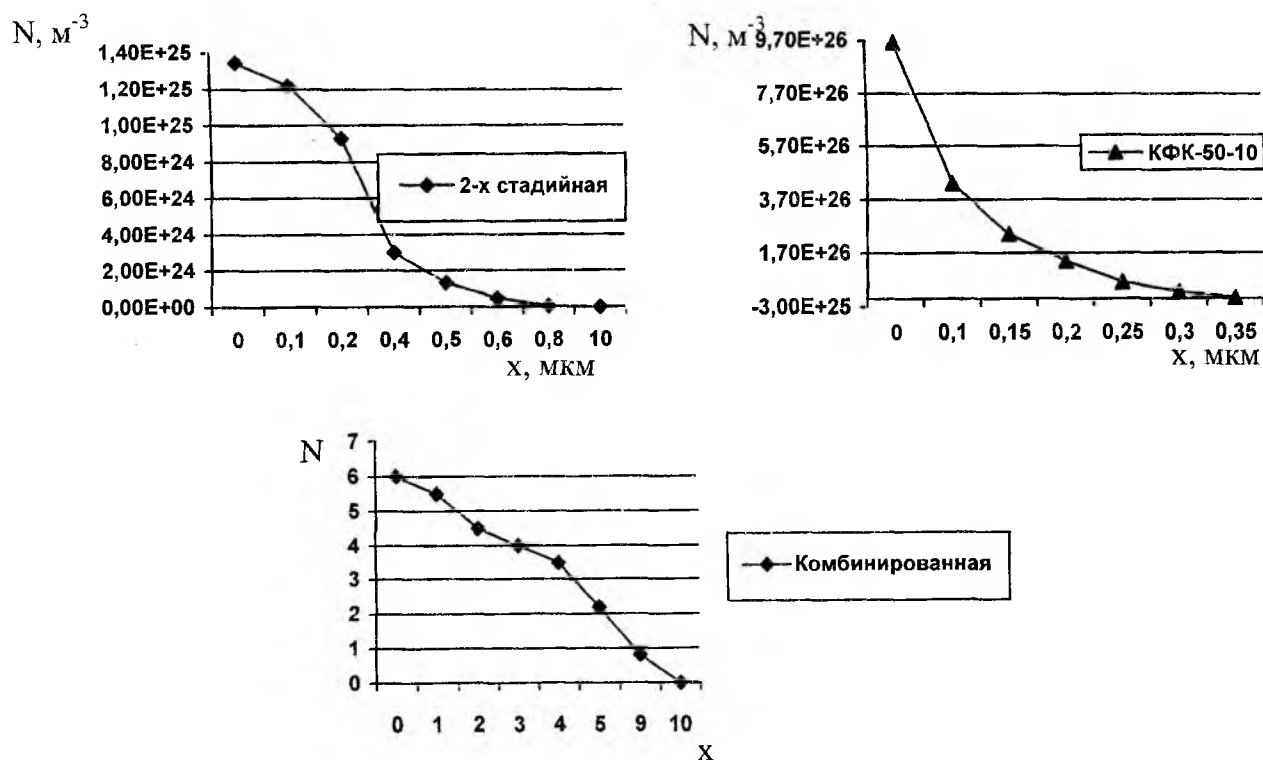


Рис. 1

Второй вариант получения специфического концентрационного профиля легирующей примеси заключается в том, что на первом этапе формирования  $n^+$ - $p$ -перехода проводилась диффузия из КФК-15-15 при  $T = 950^0 C$  в течение 60 минут, а на втором этапе – кратковременная диффузия из КФК-50-10 при  $T = 1000^0 C$  в течение 10 минут.

Расчет параметров процесса проводили по алгоритму, приведенному выше, с учетом того, что коэффициент диффузии фосфора в кремнии при  $T = 950^0 C$  составляет  $D_2 = 3 \cdot 10^{-18} \frac{m^2}{c}$  [6], и концентрация примеси в пленке КФК-15-15 рассчитывается на основании выражения [5]:

$$N_{10} = 2,25 \cdot 10^{20} u = 2,25 \cdot 10^{20} \cdot 15 = 3,375 \cdot 10^{21} \text{ см}^{-3} \approx 3,4 \cdot 10^{27} \text{ м}^{-3}. \quad (12)$$

Следовательно, для КФК-15-15 при значении  $\frac{m\sigma}{\sigma+1} = 8 \cdot 10^{-2}$  [9] получаем значение концентрации примеси на границе раздела  $SiO_2-Si$

$$N_s = N_{10} \frac{m\sigma}{\sigma+1} = 2,85 \cdot 10^{26} \text{ м}^{-3}.$$

Распределение концентрации  $P$  в полупроводнике на первом и втором этапах определяем по формуле (8), которая для КФК-15-15 при  $N_s = 2,85 \cdot 10^{26} \text{ м}^{-3}$ ,  $D_2 = 3 \cdot 10^{-18} \frac{m^2}{c}$  и  $t = 60$  мин приобретает вид:

$$N(x) = 2,85 \cdot 10^{26} \text{erfc} 4,81x, \quad (13)$$

а для КФК-50-10 при  $N_s = 9,62 \cdot 10^{26} \text{ м}^{-3}$ ,  $D_2 = 10^{-17} \frac{m^2}{c}$  и  $t = 10$  мин запишется выражением:

$$N(x) = 9,62 \cdot 10^{26} \text{erfc} 6,45x. \quad (14)$$

Расчетные концентрационные профили для случая получения  $n^+$ - $p$ -фронтального перехода двухэтапной диффузией из ЖРК приведены на рис. 2.

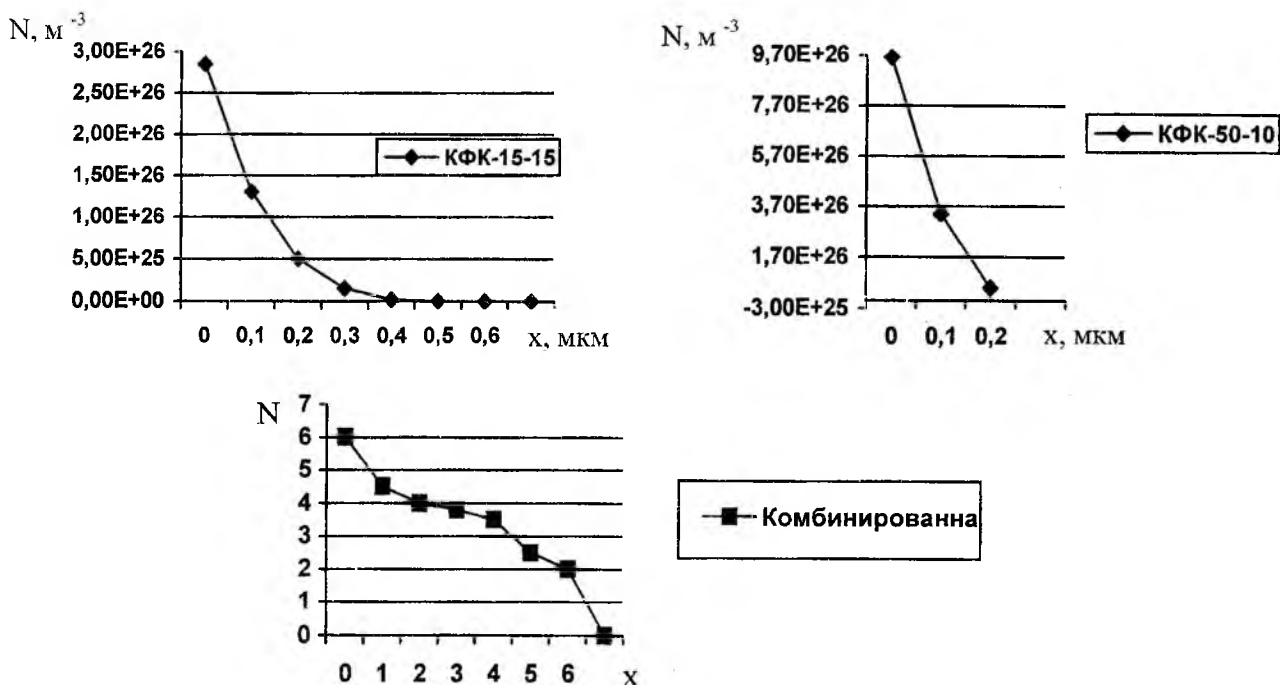


Рис. 2

При разработке конструктивно-технологических решений ФП была также решена задача оптимизации геометрических размеров фронтальной контактной токосъемной сетки.

Операция нанесения контактов к фронтальной и тыльной сторонам ФП является одной из важнейших операций. При этом следует учитывать как электрические характеристики по контактному сопротивлению, так и механическую прочность контакта. Особенно это важно для фотопреобразователей, предназначенных для работы в космосе, так как из-за термоциклирования со значительным перепадом температур возможно разрушение ФП.

Качество и форма контактов влияют на ВАХ фотопреобразователя. Показано [1, 11], что омические потери на последовательном сопротивлении устройства значительно снижают выходную мощность и КПД преобразователя. Последовательное сопротивление фотопреобразователя складывается из сопротивления тыльного контакта  $R_T$  и сопротивления фронтального слоя, называемого сопротивлением растекания  $R_p$  [1, 11]. Если тыльное сопротивление ФП специальными технологическими методами может быть сделано очень малым (легирование тыльного контакта, применение материалов с высокой электропроводностью и т.п.), то уменьшение  $R_p$  возможно лишь за счет уменьшения длины ФП, однако при этом сокращается и полезная (не закрытая контактом) поверхность.

На рис. 3 приведена конструкция контактной сетки для фронтальной поверхности фотопреобразователя, с помощью которой можно оптимизировать условия преобразования для получения максимально высокого КПД.

Сопротивление растекания контактной сетки фронтальной поверхности можно определить, рассматривая его как параллельное сопротивление П-образных контактов [11]:

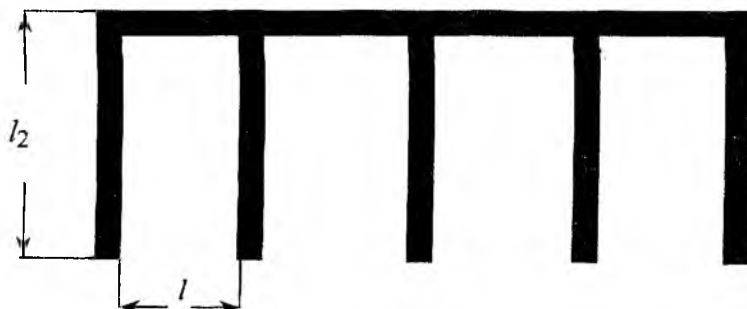


Рис. 3

$$R_p = \frac{1}{\bar{\omega}} \frac{256 \rho}{\pi^2 x_i} \frac{l_1 l_2}{4l_1^2 + l_2^2}, \quad (15)$$

где  $\bar{\omega}$  – количество П-образных контактов;  $\rho$  – удельное сопротивление фронтального слоя;  $x_i$  – глубина залегания  $n^+$ - $p$ -перехода;  $l_2$  – длина токосъемной полосы;  $l_1$  – расстояние между центрами полос.

Увеличивая число токосъемных полос, делая контактную сетку более густой, можно уменьшить последовательное сопротивление, однако при этом уменьшается полезная поверхность фотопреобразователя. Следовательно, необходимо решить задачу о создании контактной сетки с оптимальными размерами.

При разработке конструкции фотопреобразователя важно получить максимальную мощность с единицы его поверхности

$$P_{y\partial} = \frac{IV}{S}, \quad (16)$$

где

$$V = \frac{AkT}{e} \ln \left[ \frac{j_{кз}(S - S_k) - I}{j_0 S} + 1 \right] - R_p I, \quad (17)$$

здесь  $e$  – заряд электрона ( $e = 1,6 \cdot 10^{-19}$  Кл);  $S$  – площадь ФП;  $S_k$  – площадь токосъемных контактов;  $R_p$  – последовательное сопротивление фотоприемного слоя;  $j_{кз}$  – плотность тока короткого замыкания;  $I$  – ток нагрузки;  $j_0$  – плотность обратного тока насыщения.

Если ввести обозначение

$$\frac{I}{I_{\Phi}} = \frac{I}{j_{кз}(S - S_{к})} = \frac{I}{j_{кз}S(1 - S_{к}/S)} = m, \quad (18)$$

то с учетом выражения (17) формулу (16) для удельной мощности можно записать в виде:

$$P_{y\delta} = j_{кз}m(1 - S_{к}/S) \left[ \frac{AkT}{e} \ln \left( \frac{j_{кз}(1 - m)(1 - S_{к}/S)}{j_0} + 1 \right) - R_p m j_{кз} (1 - S_{к}/S) \right]. \quad (19)$$

Определим, при каких размерах контактной сетки и каком значении  $m$  удельная мощность принимает максимальное значение, считая, что ширина контактных полос  $t$  на поверхности ФП задана и делается настолько малой, насколько это допускается технологией. Дифференцируя (19) по  $m$  и приравнявая производную нулю, получим уравнение, определяющее оптимальное значение  $m$ . Если пренебречь в этом уравнении величиной  $S_{к}/S$  по сравнению с единицей и падением напряжения на фронтальном слое по сравнению с напряжением ФП, то получим соотношение:

$$f(m) = \frac{m}{1 - m} - \ln(1 - m) = \ln \frac{j_{кз}}{j_0}. \quad (20)$$

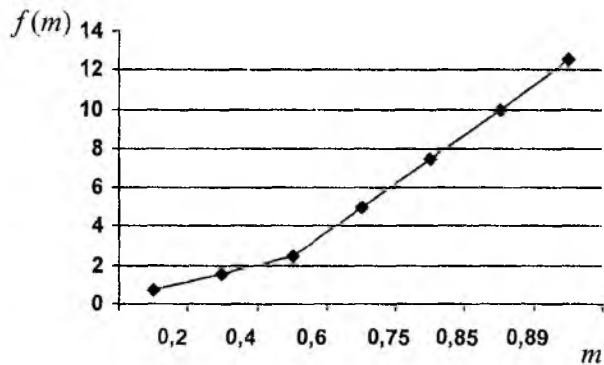


Рис. 4

График функции  $f(m)$  представлен на рис. 4. Из приведенной зависимости легко определить значения параметра  $m$ , необходимые для дальнейших расчетов.

Подставляя в формулу (19) площадь фотопреобразователя  $S = l_1 l_2$  и площадь контакта  $S_{к} = l_2 t$  и решая совместно уравнения  $\frac{dP_{y\delta}}{dl_1} = 0$  и  $\frac{dP_{y\delta}}{dl_2} = 0$ , можно доказать, что  $l_2$  не имеет существенного значения для последовательного сопротивления фронтальной поверхности, а  $l_1$  легко определить из следующего выражения:

$$l_1 = \sqrt[3]{t \frac{AkT}{e} \ln \frac{j_{кз}(1 - m) + 1}{j_0} \frac{2 \rho_{n+}}{3 x_i} m^2 j_{кз}}. \quad (21)$$

Для "фиолетового" фотопреобразователя со структурой  $n^+ - p - p^+$  можно использовать следующие исходные данные:  $x_i = 0,6$  мкм;  $N_d = 10^{26}$  м<sup>-3</sup>;  $R_{\square} = 15$  Ом/кв;

$$\rho_{\text{баз. слоя}} = 10 \cdot 10^{-2} \text{ Ом} \cdot \text{м}; \quad A = 1; \quad t = 0,1 \text{ мм} = 10^{-4} \text{ м}; \quad \rho_{\text{п+-слоя}} = 9 \cdot 10^{-6} \text{ Ом} \cdot \text{м}; \quad j_{кз} = 40 \frac{\text{мА}}{\text{см}^2}$$

$$= 4 \cdot 10^{-2} \frac{\text{А}}{\text{см}^2} = 4 \cdot 10^{-2} \cdot 10^4 \frac{\text{А}}{\text{м}^2}; \quad j_0 = 10^{-9} \frac{\text{мА}}{\text{см}^2} = 10^{-12} \frac{\text{А}}{\text{см}^2}.$$

Для приведенных данных  $\ln \frac{j_{кз}}{j_0} = f(m) = \ln \frac{4 \cdot 10^{-2}}{10^{-12}} = \ln 4 \cdot 10^{10} = 24,4$ . Отсюда  $m = 0,95$  и  $m^2 = 0,9$ . Подставляя исходные данные и полученное значение для  $m$  в формулу (21), получим:

$$l_1 = \sqrt[3]{\frac{10^{-4} \cdot \frac{1 \cdot 1,38 \cdot 10^{-23} \cdot 300}{1,6 \cdot 10^{-19}} \ln \frac{4 \cdot 10^{-2} (1 - 0,95)}{10^{-12}}}{0,67 \cdot \frac{9 \cdot 10^{-6}}{0,6 \cdot 10^{-6}} \cdot 0,9 \cdot 4 \cdot 10^{-2} \cdot 10^4}} = \sqrt{15,27 \cdot 10^{-9}} = 2,48 \cdot 10^{-3} \text{ м} = 2,48 \text{ мм.}$$

Если выбрать конструкцию фотопреобразователя прямоугольной формы с размерами сторон  $24 \times 15$  мм, то общая площадь фотопреобразователя составит  $3,6 \text{ см}^2$ . Оптимальным считается затенение фотоприемной поверхности контактной сеткой на уровне 5-6 %. В этом случае оптимальной будет конструкция токосъемной сетки со следующими размерами токосъемного контакта: длина – 15 мм, ширина – 100 мкм (0,1 мм), расстояние между центрами токосъемных контактов – 2,48 мм, количество контактов – 10.

Дальнейшее усовершенствование кремниевых ФП связано с повышением  $V_{xx}$  за счет ослабления рекомбинации носителей заряда во всех областях прибора, что предполагается делать путем пассивации лицевой и тыльной поверхности ФП тонкими ( $\sim 20$  нм) слоями  $\text{SiO}_2$ . Повышение токоотдачи ФП предполагается осуществить за счет замены просветления из  $\text{ZnS}$  на  $\text{TiO}_2$ , получаемый из ЖРК, который позволит расширить спектральную область с низким коэффициентом отражения ( $< 3 \%$ ) до длины волны  $\lambda \approx 0,4$  мкм, что позволит повысить  $V_{xx}$  также и КПД.

**Список литературы:** 1. Фаренбрух А., Бьюб Р. Солнечные элементы: теория и эксперимент. М.: Энергоатомиздат, 1987. 280 с. 2. Антонова В.А., Листратенко А.М., Слипченко Н.И. Высокоэффективные солнечные элементы на основе жидкорастворной технологии // Радиотехника. 2000. Вып. 115. С. 90 – 94. 3. Антонова В.А., Слипченко Н.И. Математическое моделирование параметров диффузионных элементов интегральных схем // Радиотехника. 1998. Вып. 105. С. 158 – 165. 4. Методика расчета номиналов высокоомных резисторов / В.А.Антонова, В.Н.Борщев, Г.И.Яловега и др. // Технология приборостроения / ЦНТИ “Поиск” (Сер. 13). 1988. Вып. 2. С. 100– 111. 5. Исследование процессов фотостимулированной диффузии примесей в кремнии // В.А.Антонова, В.Н.Борщев, С.П.Клембек, И.Н.Филиппченко // Технология приборостроения / ЦНТИ “Поиск” (Сер. 13). 1991. Вып. 2. С. 55 – 61. 6. Курносое А.И., Юдин В.В. Технология производства полупроводниковых приборов и интегральных микросхем. М.: Высш. шк. 1979. 367 с. 7. Новиков В.В. Расчет распределения концентрации примеси при диффузии из окисного слоя в кремний // Вопросы радиоэлектроники. Сер. ТПО. 1970. Вып. 4. С. 8 – 19. 8. Новиков В.В. Исследование зависимости концентрации примеси в стекловидной пленке от содержания ангидрида // Вопросы радиоэлектроники. Сер. ТПО. 1970. Вып. 4. С. 20–25. 9. Диффузия фосфора из стекловидных пленок в кремний / В.В.Новиков, И.М. Митникова, Н.Е.Приходько, Л.Ф.Чепик, А.И.Борисенко, Н.Д.Орлова // Вопросы радиоэлектроники. Сер. ТПО. 1970. Вып. 4. С. 32 –36. 10. Использование растворных композиций при низкотемпературной диффузии фосфора и бора в кремний / В.В.Заддэ, К.В.Зиновьев, Д.С.Скребков, Т.И.Сурьянинова // Электронная промышленность. 1980. Вып. 1 (85). С. 53 – 55. 11. Васильев А.М., Ландсман А.П. Полупроводниковые фотопреобразователи. М.: Сов. радио, 1971. 246 с.

Харьковский государственный технический университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 21.05.2001

## ОЦЕНКА ВЛИЯНИЯ ПАРАМЕТРОВ КОНСТРУКЦИИ НА ИНФОРМАЦИОННУЮ СПОСОБНОСТЬ РЕЗОНАТОРНЫХ ДАТЧИКОВ ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ПРОНИЦАЕМОСТИ

Повышение информационной способности резонаторных измерительных преобразователей требует оптимизации их характеристик. Параметры резонаторных преобразователей определяются их геометрическими размерами, материалом и способом соединения деталей. Материал и способ соединения определяют собственную добротность и, как следствие, возможность определения потерь в исследуемом образце. На практике весьма важен случай малых потерь, при котором действительная часть диэлектрической проницаемости образца определяется по изменению резонансной частоты преобразователя, так как потери в этом случае вносят добавку второго порядка малости. Резонансная частота определяется геометрическими размерами резонатора и вставки из исследуемого материала. При разработках преобразователей уделялось внимание оптимизации их размеров [1,2], но, несмотря на простоту устройства, его оптимизация представляет собой достаточно сложную задачу. Определение диэлектрических параметров материала вставки производится на основании решения обратной электродинамической задачи. Оптимизация размеров с использованием методов нелинейного программирования, несмотря на видимое отсутствие принципиальных препятствий [3], приводит к вычислительной процедуре, которая требует значительных затрат машинного времени, выходящих за рамки практических возможностей. Поэтому в данном случае необходимо общую задачу оптимизации разделить на ряд отдельных этапов и переходы между ними осуществлять с учетом физических процессов в устройстве.

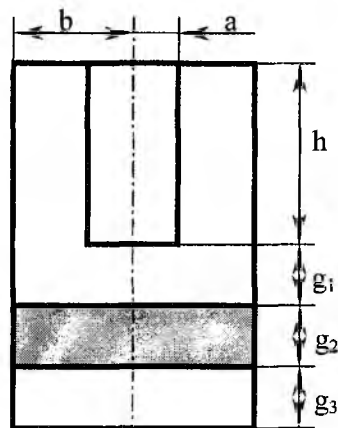


Рис. 1

Наиболее часто применяются апертурные преобразователи, обладающие рядом эксплуатационных достоинств [4]. Но пути оптимизации рассмотрим на примере коаксиально-емкостного преобразователя, возбуждаемого на квази-ТЕМ типе колебаний. Закрытый резонатор требует специальной подготовки образца, но его математическая модель разработана лучше, а ряд аналогий, которые можно провести между обоими типами преобразователей, придает практическую ценность данному анализу. Ограничим рассмотрение только анализом частотных свойств, так как диапазон рабочих частот резонатора является тем критическим параметром, который определяет состав и конструкцию последующих цепей. Схема коаксиально-емкостного резонатора представлена на рис. 1. Исследуемый образец изготавливается в виде вставки, заполняющей полностью или частично цилиндрическую часть, в которой сосредоточено электрическое поле.

Нужно отметить, что у более простого цилиндрического резонатора, полностью заполненного исследуемым материалом, зависимость изменения резонансной частоты от  $\epsilon'$  материала сильнее. Но при этом не всегда имеется возможность реализовать это преимущество вследствие ограниченного частотного диапазона генераторных и измерительных цепей. Выбор тороидальной конструкции преобразователя зачастую является вынужденной мерой для обеспечения возможности измерения  $\epsilon'$  в заданном диапазоне. Наличие коаксиальной части в целом уменьшает изменение резонансной частоты, но на некоторых участках, в которых происходит эффективное перераспределение энергии электромагнитного поля между отдельными областями резонатора, чувствительность может быть достаточно высокой.

Расчет резонансной частоты резонатора при помещении в него диэлектрических вставок проводился с помощью метода частичных областей с представлением поля в каждой при помощи функций Грина [5]. Первая область — коаксиальная часть. Длина этой области равна  $h$ , внутренний радиус —  $a$ , внешний —  $b$ . Цилиндрическая часть имеет радиус, также равный  $b$ , а вся ее длина разделена на три области: первая — между торцом центрального проводника коаксиала и границей диэлектрика, ее длина равна  $g_1$ , вторая — сам диэлектрик, его длина —  $g_2$ , третья область — часть цилиндра за диэлектриком, ее длина равна  $g_3$ . Такое деление внутреннего объема резонатора соответствует делению, принятому в [6], и позволяет провести расчет с минимальными временными затратами.

Для квази-ТЕМ типа колебаний напряженность магнитного поля имеет только азимутальную составляющую, а напряженность электрического – радиальную и осевую. Поэтому наиболее простой вид волновые уравнения имеют для магнитной составляющей, тогда источниками магнитных полей в каждой из областей являются радиальные компоненты электрического поля на границах. Расчеты проводились с использованием математического пакета Mathcad-2000.

Вначале необходимо провести оценку работы преобразователя, у которого вставка из исследуемого материала занимает всю цилиндрическую область ( $g_1 = g_3 = 0$ ). В этом случае чувствительность преобразователя определяется отношениями  $g_2/h$ ,  $b/h$  и  $a/h$ . В качестве масштабной единицы здесь взята длина коаксиальной части, так как эта область остается неизменной в процессе измерений. Вместо  $a/h$  в некоторых случаях удобнее использовать отношение  $a/b$ . В качестве результирующего параметра наиболее удобно использовать величину, которая пропорциональна частоте резонатора. Если все предыдущие параметры нормированы к  $h$ , то тогда в качестве выходного можно использовать отношение  $h/\lambda$ , где  $\lambda$  – длина волны резонансной частоты в свободном пространстве.

На рис. 2 представлена функциональная зависимость частоты в относительных единицах для резонатора без образца, у которого  $b/h = 0,2$ . Аналогичная зависимость для резонатора с  $b/h = 0,4$  представлена на рис.3.

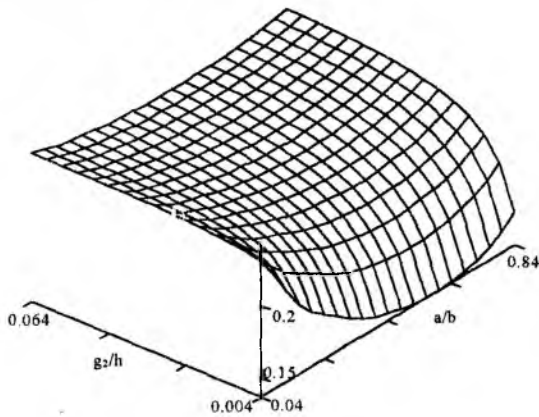


Рис. 2

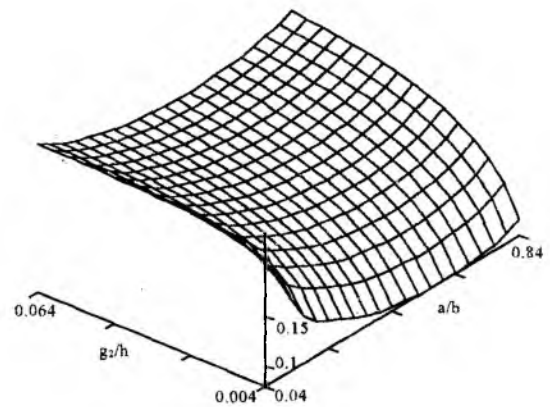


Рис. 3

Спадающий участок при  $g_2/h \rightarrow 0$  обусловлен перераспределением силовых линий электрического поля с боковой поверхности центрального проводника коаксиальной части на его торцевую поверхность. Пока электрическое и магнитное поля сосредоточены в коаксиальной части, а цилиндрическая часть является участком запердельного волновода ( $g_2/h$  велико), уменьшение диаметра центрального проводника вызывает увеличение погонной индуктивности и уменьшение погонной емкости коаксиала, которые в значительной мере компенсируют друг друга. При малых  $g_2/h$  и  $a/b \approx 0,5$  происходит существенное уменьшение частоты, так как эффективно работающая площадь эквивалентной сосредоточенной емкости включает в себя дно и нижнюю часть боковых стенок цилиндрической части, и компенсирующее действие ослабляется. Для больших  $g_2/h$  при увеличении  $b/h$  действие компенсации ослабляется, что обеспечивает более резко выраженный минимум.

Для  $g_1 = g_3 = 0$  выбор отношения  $a/b$  больше или меньше 0,5 определяет чувствительность преобразователя. Для  $g_2/h \rightarrow 0$  зависимости асимптотически стремятся к параболе аналогично изменению резонансной частоты контура с сосредоточенными параметрами

Отношение  $b/h$  определяет относительную критическую частоту для цилиндрического волновода, что приводит к перераспределению энергии поля между коаксиальной и цилиндрической частью резонатора и, соответственно, к изменению чувствительности преобразователя. Изменение относительной частоты для  $a/b = 0,5$  при отсутствии вставки (рис.4) показывает, что уменьшение отношения  $b/h$  приводит к уменьшению  $g_2/h$ , при котором ослабляется изменение резонансной час-

тоты. Это обусловлено уменьшением критической длины волны цилиндрического волновода. Расчет для образца с  $\epsilon' = 4$  (рис. 5) показал, что в области больших  $g_2/h$  изменение частоты определяется, во-первых, увеличением эквивалентной емкости, во-вторых, уменьшением критической частоты запредельного волновода при внесении в него измеряемого образца. На практике этот механизм представляет наибольший интерес, так как позволяет повысить чувствительность преобразователя в случае, если диапазон изменения диэлектрической проницаемости измеряемых образцов невелик. Для малых  $g_2/h$  влияние этого размера уменьшается пропорционально росту  $\epsilon'$ . Нужно также отметить, что, выбрав  $g_2/h$  достаточно большим (для  $\epsilon'_2 = 4$  это соответствует  $g_2/h > 0,05$ ), можно существенно уменьшить погрешность, которая обусловлена изменением толщины образца. На рис.4 и 5 также  $g_1 = g_2 = 0$ , а  $a/b = 0,5$ .

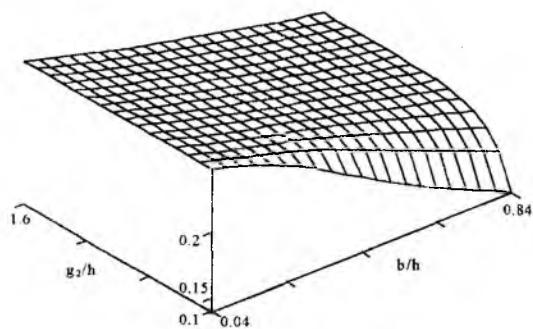


Рис. 4

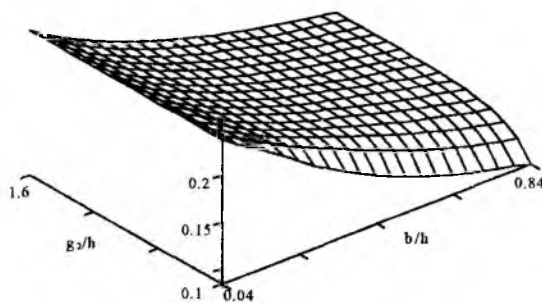


Рис. 5

Зазор между торцом центрального проводника и измеряемым образцом приводит к уменьшению чувствительности преобразователя. Поэтому необходимо определить его максимальное значение, при котором потеря чувствительности будет допустима. На рис.6,7 представлены зависимости относительной частоты от ширины зазора при изменении диаметра преобразователя для  $a/b = 0,5$ ,  $\epsilon'_2 = 4$  и толщины образца  $g_2/h = 1$  (рис.6),  $g_2/h = 0,01$  (рис.7). Здесь  $g_3 = 0$ . Как и на предыдущих графиках при малых  $b/h$  частота остается почти постоянной. Существует некоторое минимальное значение  $b/h$ , при котором резонансная частота существенно зависит от изменения зазора. Наиболее сильно изменение частоты происходит в случае тонкого диэлектрика.

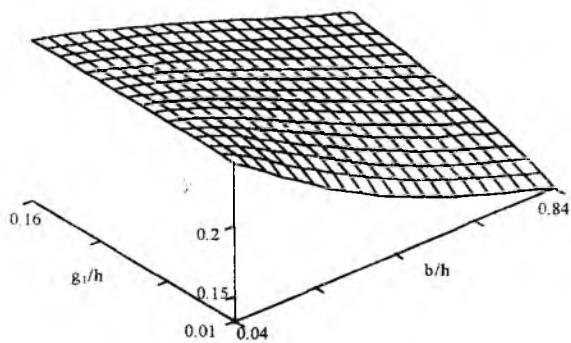


Рис. 6

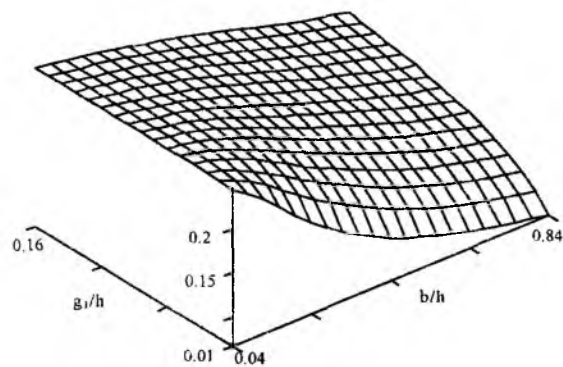


Рис. 7

Аналогичный вид имеет поведение частоты от  $g_3/h$  для тонких образцов при  $g_1/h = 0$  (рис.8 –  $g_2/h = 0,05$ , рис.9 –  $g_2/h = 0,01$ , и также  $a/b = 0,5$  и  $\epsilon'_2 = 4$ ). Только в этом случае влияние  $g_3/h$  определяется толщиной и диэлектрической проницаемостью образца.

Представленные графики показывают основные механизмы, определяющие чувствительность резонаторного преобразователя тороидального типа. Действие этих механизмов проиллюстрируем на примере преобразователя, у которого исследуемый диэлектрик заполняет всю цилиндрическую часть, а отношение  $a/b = 0,5$ .

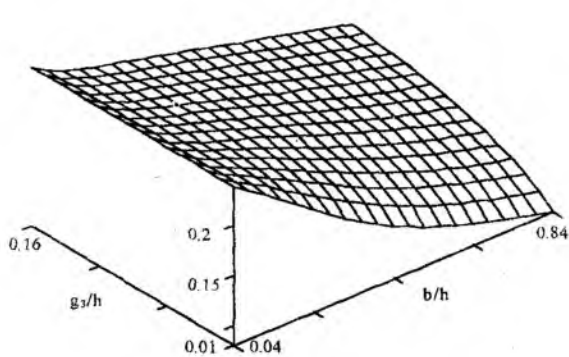


Рис. 8

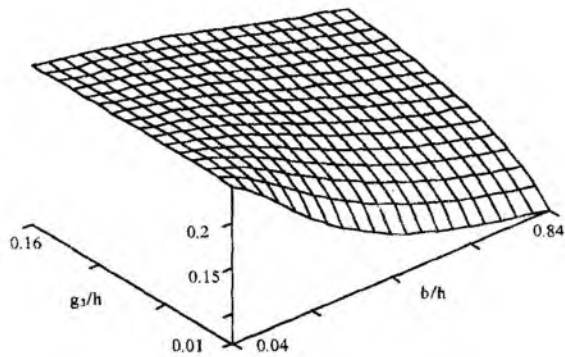


Рис. 9

На рис. 10 показано изменение относительной частоты в зависимости от  $\epsilon'_2$  и  $b/h$  при  $g_2/h = 1$ , то есть для очень длинного образца. В этом случае уменьшение  $b/h$  позволяет расширять диапазон измерения  $\epsilon'_2$ . На рис. 11 показаны аналогичные зависимости для тонкого диэлектрика  $g_2/h = 0,02$ . Здесь так же отмечается усиление зависимости  $h/\lambda$  от диэлектрической проницаемости.

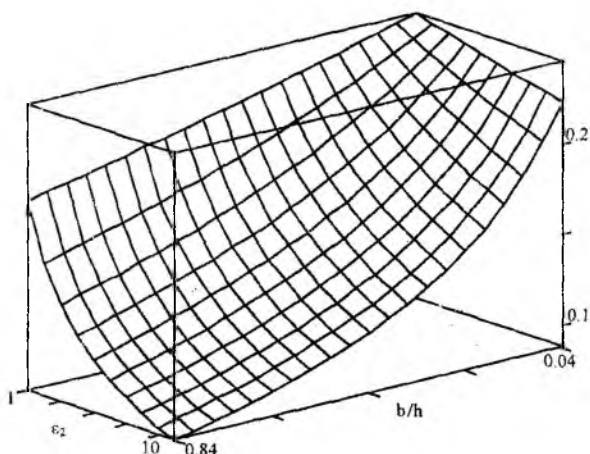


Рис. 10

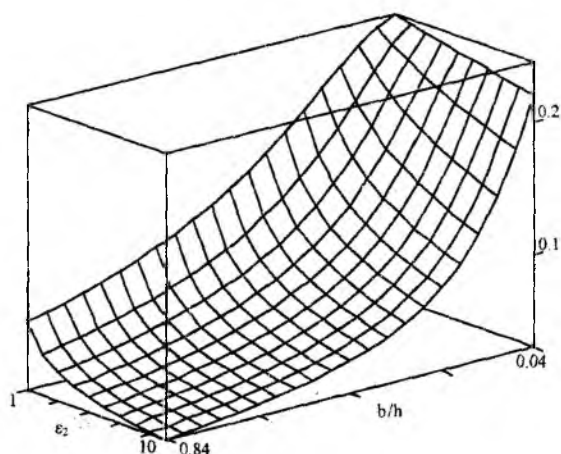


Рис. 11

Проделанный анализ показал, что задача оптимизации резонаторных измерительных преобразователей достаточно сложная и многофакторная. Поэтому получить универсальное решение в виде аналитической записи или численного алгоритма весьма проблематично. Приведенные рекомендации позволяют выбрать геометрию тороидального резонатора для обеспечения требований конкретной конструкции. Варьируя отношения  $a/b$ ,  $b/h$ , толщину диэлектрика и размеры зазоров, можно изменять чувствительность преобразователя в заданном диапазоне измерений.

Для решения задачи оптимизации конкретного преобразователя можно использовать универсальные математические пакеты, однако в этом случае принятие решения даже на промежуточных этапах будет зависеть от квалификации разработчика. Для применения более совершенных алгоритмов, позволяющих увеличить степень автоматизации в процессе принятия решения, необходимо использовать универсальные алгоритмические языки.

**Список литературы:** 1. Ю.Е. Гордиенко. Резонансные измерительные преобразователи в диагностике микрослойных структур // Радиотехника. 1996. Вып. 100. С. 253-266. 2. Приборы для неразрушающего контроля материалов и изделий / Под ред. В.В. Клюева. М.: 1986. Т. 1, 2. 485 с. 3. Численные методы условной оптимизации / Под ред. Ф. Гилла и У. Мюррея. Пер. с англ. М.: Мир, 1977. 290 с. 4. А.Ю. Панченко, Ю.Е. Гордиенко, Р.С. Фар. Приближение заданного поля в задачах определения характеристик резонаторных СВЧ- датчиков апертурного типа // Радиотехника. 1998. Вып. 107. С. 93-103. 5. Б.А. Панченко. Тензорные функции Грина уравнений Максвелла для цилиндрических областей // Радиотехника. 1970. Вып. 15. С. 82-91. 6. Ю.Е. Гордиенко, А.Ю. Панченко, А.А. Рябухин. Теоретический анализ резонаторного СВЧ измерительного преобразователя тороидального типа // Радиотехника. 2000. Вып. 113. С. 174-179.

## МНОГОЗОНДОВЫЙ МИКРОВОЛНОВЫЙ МУЛЬТИМЕТР БОЛЬШОГО УРОВНЯ МОЩНОСТИ

Многозондовые микроволновые мультиметры предназначены для допускового автоматического дистанционного контроля сигналов и режима работы линии передачи большой мощности в широком диапазоне длин волн и измерения падающей, отраженной и проходящей в антенну мощности, модуля и фазы ее коэффициента отражения и предупреждения аварийных ситуаций.

Принцип работы мультиметра базируется на изучении кривой стоячей волны в волноводе между нагрузкой и генератором с помощью универсальных широкополосных датчиков мощности проходного типа, построенных на принципе поглощающей стенки. С помощью микропроцессорной системы усиленные сигналы нескольких датчиков преобразуются в измеряемые величины падающей, отраженной, проходящей мощности, модуля и фазы коэффициента отражения. При необходимости можно контролировать и длину волны в передающем тракте. В реальном масштабе времени микропроцессор реализует синтезированные алгоритмы по жестким программам. Благодаря этому удается скомпенсировать множество систематических и случайных погрешностей.

Главными преимуществами мультиметра и датчиков являются высокая точность, широкий частотный и динамический диапазон, высокое быстродействие, электрическая, тепловая и радиационная стойкость.

Для фиксированной частоты и фазового расстояния между датчиками  $\lambda_b/6$  получен алгоритм для проходящей мощности

$$P_{np} = \sqrt{\frac{1}{3} \left\{ (P_1 + P_2 + P_3)^2 - 2(P_1^2 + P_2^2 + P_3^2) \right\}} = \sqrt{\frac{1}{3} \left\{ \left( \sum_{i=1}^3 P_i \right)^2 - 2 \sum_{i=1}^3 P_i^2 \right\}}.$$

Для измерительной системы с изменяющейся в широких пределах частотой и фиксированным расстоянием между датчиками адаптивный алгоритм имеет вид:

$$P_{np} = \sqrt{P_2 \frac{P_1 + P_3 - P_2(1 + \cos \theta)}{1 - \cos \theta} - \frac{(P_1 - P_3)^2}{4 \sin^2 \theta}},$$

где  $\cos \theta$  – коэффициент, несущий информацию об изменении длины волны, обеспечивающий непрерывное измерение в непрерывном поддиапазоне частот

$$\cos \theta = \frac{P_1 - P_4 - P_2 + P_3}{2(P_2 - P_3)}.$$

Для широкополосных систем возможны ограничения в виде двух критических ситуаций, когда длина волны увеличивается, показания соседних датчиков неразличимы и при уменьшении длины волны между соседними датчиками укладывается полный период волны, и их показания становятся одинаковыми.

В случае, когда сигналы двух датчиков становятся равными или близкими по значению, чтобы не допустить нуля в знаменателе, в мультиметре производится перекоммутация датчиков, смещая систему отсчетов вправо или влево на расстояние, равное фазовому расстоянию между датчиками. Для этого устанавливается “избыточный” датчик (пятый). Кроме того, это выражение дает информацию о длине волны как  $\arccos \theta$ .

Тогда, если  $P_2 - P_3 = 0$ , то поправочный коэффициент становится другим, отличным от бесконечности

$$\cos \theta = \frac{P_2 - P_5 - P_3 + P_4}{2(P_3 - P_4)}.$$

Остальные параметры вычисляются следующим образом:

$$P_{nad} = \frac{P + P_{np}}{2}, \quad P_{omp} = \frac{P - P_{np}}{2}, \quad |\Gamma| = \sqrt{\frac{P_{omp}}{P_{nad}}},$$

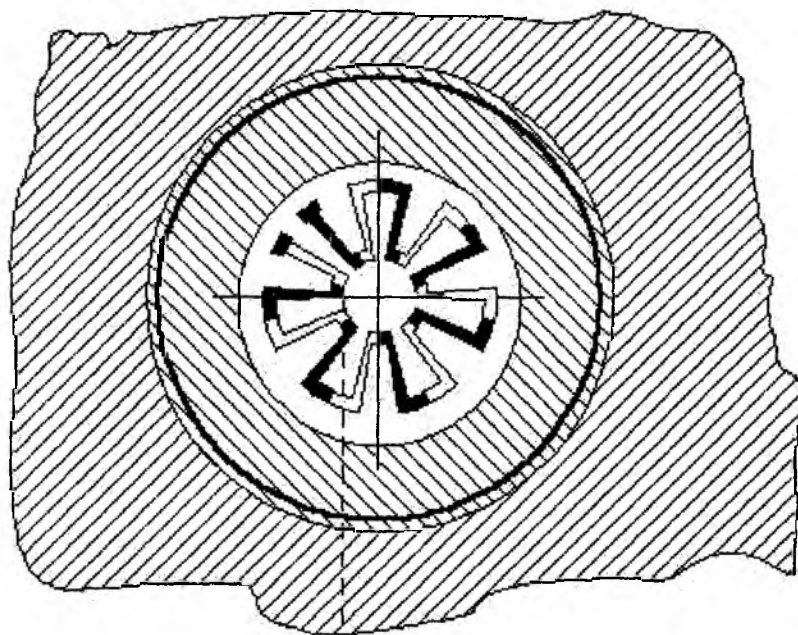
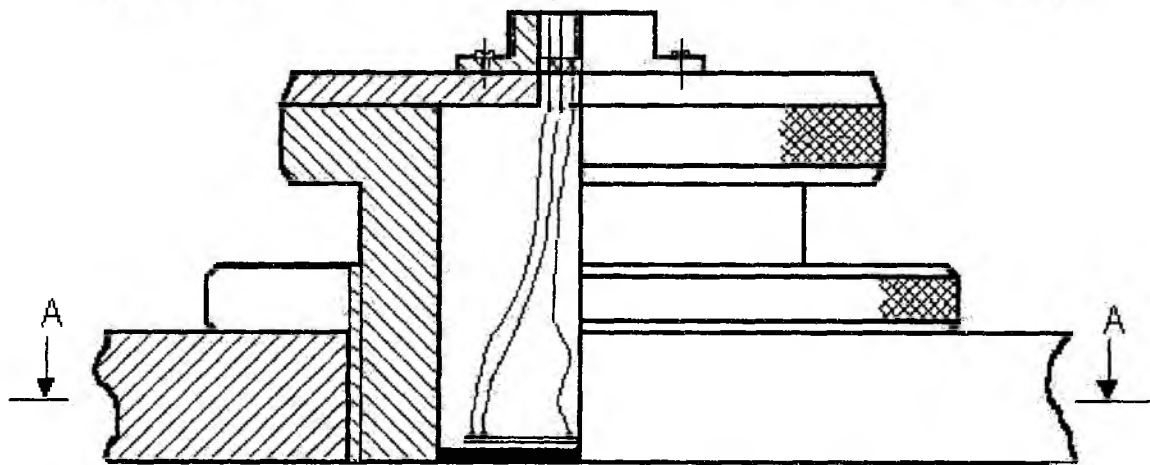
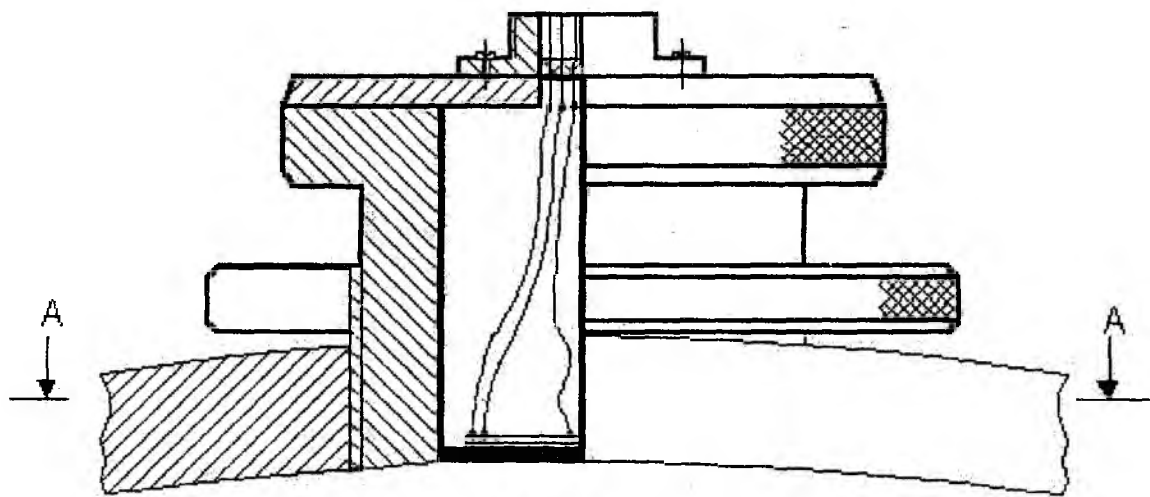
$$P = \frac{0.5(P_1 + P_3) - P_2 \cos \theta}{1 - \cos \theta}, \quad \lambda = \frac{k}{\arccos \cos \theta}$$

В итоге преобразователь работает в непрерывном диапазоне частот. Из всего множества датчиков в данном диапазоне частот работают пять. Для определения проходящей мощности на фиксированной частоте достаточно трех, четвертый нужен для вычисления в диапазоне частот поправочного коэффициента, который представляет собой фазовое расстояние между датчиками, вычисленное на основании показаний самих датчиков и отслеживающее изменение частоты. Пятый датчик обеспечивает исключение указанной выше неопределенности. Таким образом обеспечивается частотная независимость алгоритма в заданном непрерывном диапазоне, например, полосе рабочих частот волновода. В случае, когда рабочая длина волны приближается к удвоенному расстоянию между датчиками, производится перекоммутация последних таким образом, что рабочими становятся датчики, расстояние между которыми в два раза меньше исходного. Для расширения рабочей полосы частот в коаксиальных трактах приходится включать дополнительные датчики, исключая из схемы "выпавшие" из-за неопределенности [3-7].

Отдельно взятый датчик (рис. 1) состоит из цилиндрического корпуса с поглощающим элементом в виде плоской металлической пластины, прикрепленной к рабочему торцу корпуса, батареи терморпар кольцевидной формы, напыленной на диэлектрическую подложку. Батарея размещена на внутренней поверхности поглощающего элемента, при этом горячие спаи ее расположены в области центра кольца, холодные – в области его периферии, а к центру подсоединен проводник для калибровки. На внешней поверхности рабочей области корпуса имеется резьба для ввинчивания датчика в трубу внешнего проводника коаксиального волновода и фиксации его положения с помощью контргайки. Прикрепление датчика к рабочему торцу цилиндрического корпуса обеспечивает хороший теплообмен. Малая масса, хороший теплообмен с волноводом, смещение холодного спаи термобатареи обеспечивают быстрое действие датчика. Чувствительность датчика повышается за счет большого количества терморпар в батарее. Высокая электрическая прочность тракта обеспечивается за счет ввинчивания датчика в трубу внешнего проводника коаксиального волновода или в стенку прямоугольного волновода таким образом, что внешняя поверхность поглощающего элемента и внутренняя плоскость стенки находятся на одном уровне. Это достигается повторением изгиба торцевой части корпуса датчика, помещаемой внутрь коаксиала, изгибом внутренней поверхности трубы внешнего проводника коаксиального тракта при помощи специальной технологии. Кроме того, за счет ввинчивания датчика в волновод обеспечивается хороший тепловой контакт датчика с ним и увеличивается тепловая прочность при измерении больших и сверхбольших уровней мощности. Чтобы обеспечить минимальную частотную зависимость коэффициента преобразования датчика применяется специальная двухслойная поглощающая стенка.

Датчик работает следующим образом. Установленный в трубу внешнего проводника коаксиальной линии или стенки волновода, датчик проходящей мощности выдает на НЧ разьеме ЭДС, пропорциональную квадрату поля в месте его установки. Протекая по поверхности поглощающего элемента, СВЧ токи нагревают его. В связи с тем, что поглощающий элемент по периферии прикреплен к массивному корпусу, тепло от этой части элемента быстрее уходит на корпус волновода, чем от центральной части элемента. Таким образом, температура в центре будет выше, чем по его периферии. Разность температур преобразуется в термо-ЭДС с помощью кольцевидной батареи пленочных терморпар, горячие спаи которой размещены в области центральной части поглощающего элемента, а холодные – в области его периферии. В связи с тем, что коэффициент преобразования датчика в широкой полосе частот тракта практически не изменяется, градуировать его достаточно только на средней частоте диапазона. Для этого необходимо использовать образцовый калориметр. Для проведения периодической калибровки в центре поглощающего элемента прикреплен проводник для внешнего подогрева последнего через НЧ разьем от источника постоянного или низкочастотного тока, который легко измерить с требуемой точностью [1,2,8].

В измерительном блоке (рис. 2) производится усиление, коммутация, аналого-цифровое преобразование, вычисление, одновременная индикация трех результатов: мощности, модуля и фазы коэффициента отражения. Применен УПТ с автоматической коррекцией дрейфа нуля.



Т  
×

г  
Рис. 1

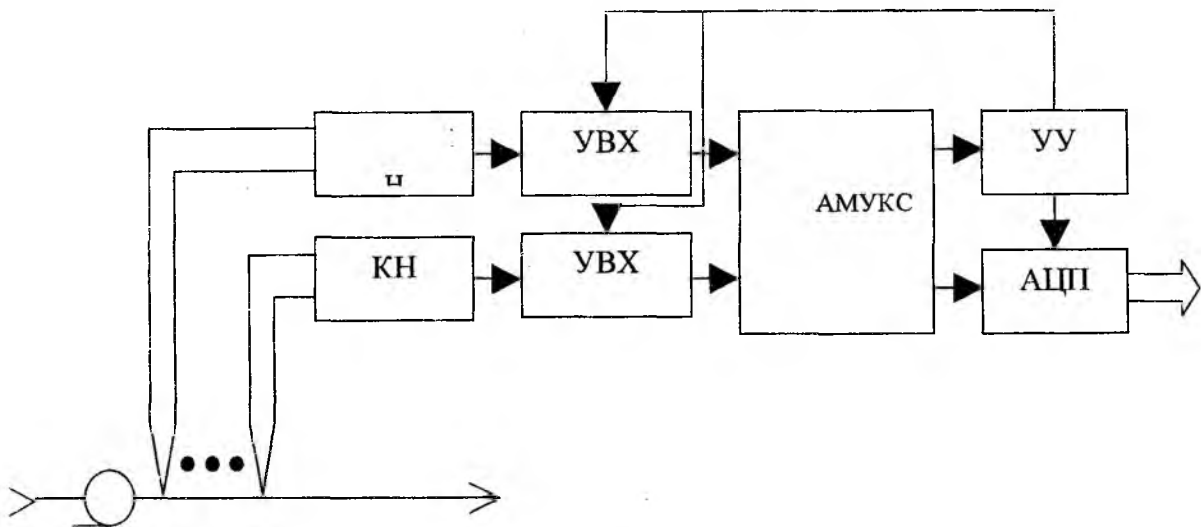


Рис. 2

Сформированный сигнал запоминается устройством выборки и хранения (УВХ) и хранится там до тех пор, пока более медленно работающий аналого-цифровой преобразователь (АЦП) завершит преобразование сигнала. Устройство управления (УУ) переключает каналы, синхронизирует работу всех частей блока. Когда аналоговый мультиплексор (АМУКС) включен непосредственно на входе АЦП, появляется возможность измерения одиночных импульсов, если применять датчики импульсной мощности, построенные на иных принципах, чем датчики, описанные ранее в данной статье. Однако за счет использования не одного УВХ, а нескольких, такая схема будет дороже.

С АЦП сигналы в оцифрованном виде поступают на микроконтроллер MCS-51, в состав которого входят все узлы, необходимые для автономной работы. Многозондовый микроволновый мультиметр можно использовать как автономно, так и в составе автоматических систем (АС) управления, измерения параметров, диагностики СВЧ трактов и сигналов. Для связи с оборудованием АС используется последовательный интерфейс RS-232.

Надо полагать, что МММ найдут широкое применение при разработке, настройке, регулировке и выведении в заданный эксплуатационный режим радиоэлектронных систем, в том числе в СВЧ-энергетике. Учитывая их простоту и невысокую стоимость можно рекомендовать их в качестве встроенных средств контроля при эксплуатации в "горячем" режиме.

**Список литературы:** 1. Пат. 29881А Украина, МКИ G01R21/02. Универсальный волноводный датчик проходящей мощности СВЧ Волкова / Волков В.М.; Бюл. №6-11. № 97094823; Заявл.30.09.1997; Опубл.15.11.2000. 2. Волков В.М. Температурное поле квазиточечного датчика проходящей мощности СВЧ.//Радиотехника. 2000. Вып.115. С.84-89. 3. Кукуш В.Д., Волков В.М., Жендубаев В.Н. Измеритель проходящей мощности для несогласованных трактов // Радиотехника летательных аппаратов. Харьков. 1971. Вып.1. с.27-35.4. Пат. 22620А Украина. МКИ G01R23/06. Устройство для измерения сверхвысоких частот/ Волков В.М., Индина О.Б.- № 96010268; Заявл.23.01.1996; Опубл.17.03.1998. 5. Пат. 24427А Украина, G01R21/04. Многозондовый микроволновый мультиметр / Волков В.М., Индина О.Б. и др.; -№ 96041406; Заявл.09.04.1996; Опубл.15.07.1997. 6. Зайченко О.Б., Зайченко Я.Б., Волков В.М. Синтез и анализ алгоритмов МММ. В книге Итоги работы за 98/99 уч. год и задачи университета на 99/2000 уч.год, Харьков. 2000. С.104-112.7. Волков В.М., Зайченко О.Б. Метрологические характеристики МММ // Радиотехника и информатика. Харьков. 2000.-С.34-37. 8. Волков В.М., Зайченко О.Б. Синтез преобразователя для микроволнового мультиметра // Автоматизированные системы управления и приборы автоматики. Харьков. 2000. Вып. С.94-100.

Харьковский государственный технический университет радиотехники

Поступила в редколлегию 26.02.01

## ОЦЕНКА КАЧЕСТВА РЕЧИ В ЦИФРОВЫХ СИСТЕМАХ ПЕРЕДАЧИ

Исторически первым критерием, по которому стали оценивать качество передачи речи, была громкость [1]. Однако уже в начале 30-х годов прошлого века проявился недостаток этого критерия, так как зачастую более громкая речь характеризуется меньшей разборчивостью, чем тихая. Для цифровых систем передачи речи такой показатель вообще не является содержательным.

При разработке систем связи качество переданной речи обычно характеризуют степенью разборчивости и степенью натуральности, которые определяются методом экспертных оценок. Однако для многих приложений, в частности в задачах синтеза систем связи, требуется иметь численные значения показателей разборчивости и натуральности речи, которые могли бы определяться на ЭВМ по заданным алгоритмам без привлечения бригады аудиторов. К сожалению, в настоящее время в известной авторам литературе такие показатели не описаны.

Данная статья посвящена обоснованию показателей разборчивости и натуральности речи применительно к задачам оптимизации цифровых систем передачи.

## 1. Показатели разборчивости речи

Созданная Коллардом в 20-х годах теория разборчивости речи была разработана в ряде работ [1, 2], авторы которых предложили несколько отличных друг от друга методов расчета разборчивости.

В электросвязи под разборчивостью речи понимается ее свойство сохранять смысловую информацию. В качестве меры разборчивости обычно используется отношение числа правильно воспринятых слушателем элементов речи (звуков, слогов, букв, фраз) к числу переданных. В соответствии с типом используемых элементов различают разборчивость звуков, разборчивость слогов, разборчивость слов и разборчивость фраз. Для измерения указанных видов разборчивости наибольшее применение получил артикуляционный метод, предполагающий использование специально укомплектованных и обученных артикуляционных бригад.

Особое место в теории разборчивости занимает мера разборчивости формант, которая характеризует долю формант, воспринятых слушателем, от их общего числа, содержащегося в выборке исходной речи. В отличие от перечисленных ранее мер разборчивости она непосредственно не измеряется (в рамках классических подходов), однако является единственной из всех перечисленных мер разборчивости, которая может быть аналитически рассчитана.

Для задач синтеза и оптимизации систем обработки речевых сигналов требуется определить показатель разборчивости речи, который бы измерялся автоматически без участия человека. В качестве такого показателя в настоящей работе предлагается использовать модифицированный вариант классической меры разборчивости формант [1]. Для измерения этого показателя используются алгоритмы оценивания параметров формант, разработанные в рамках модели линейного предсказания речевых сигналов [3].

Покажем связь классической меры разборчивости формант и ее модифицированного варианта, предлагаемого к использованию в задачах оптимизации телекоммуникационных систем.

В работе [1] определен показатель формантной разборчивости речи

$$A = \sum_{k=1}^n A_k P_k \quad (1)$$

где  $A_k, k = \overline{1, n}$  – средние вероятности появления формант в  $k$ -ой частотной полосе, взвешенные так,

что  $\sum_{k=1}^n A_k = 1$ ;  $P_k$  – коэффициент восприятия, трактуемый как доля формант в  $k$ -ой частотной поло-

се, которая в заданных условиях будет воспринята слушателем с уровнем выше порогового.

В той же работе [1] обоснована методика измерения разборчивости речи. При этом обычно частотный диапазон речи разбивается на равноартикуляционные полосы, соответствующие одинаковым приращениям разборчивости формант. В данном случае все коэффициенты  $A_k$  принимают одинаковые значения, и показатель разборчивости определяется следующей формулой (1)

$$A = \frac{1}{n} \sum_{k=1}^n P_k, \quad (2)$$

где  $n$  – число равноартикуляционных полос, которое для диапазона речи 100-10000 Гц принято считать равным 20.

Значения коэффициентов восприятия в (1,2) являются функцией известного вида

$$P_k = f(E_k), \quad (3)$$

аргумент которой называется эффективным уровнем ощущения формант и определяется выражением

$$E_k = 10(\lg S_k - \lg S_{0k}), \quad (4)$$

где  $S_k$  – уровень интенсивности формант в  $k$ -ой полосе частот;  $S_{0k}$  – пороговый уровень интенсивности формант в  $k$ -ой полосе частот. Значение  $S_{0k}$  определяется уровнем порога слышимости, затуханием всего тракта от микрофона до уха слушателя, маскирующим влиянием помех, и некоторыми другими факторами.

Таким образом, выражение для коэффициента восприятия может быть представлено в следующем виде:

$$P_k = f(10 \lg \alpha_k), \quad (5)$$

где  $\alpha_k = \frac{S_k}{S_{0k}}$  – относительный уровень формант в  $k$ -ой полосе частот.

В задачах передачи речевых сообщений без потери общности, можно считать, что максимум разборчивости достигается при  $S_k = S_{0k}$ ,  $k = \overline{1, n}$ , то есть функция  $f(\alpha)$  принимает максимальное значение при нулевом аргументе. В этом случае величины  $S_{0k}$  и  $S_k$  имеют смысл формантного уровня в  $k$ -ой полосе для исходного речевого сигнала и для сигнала на выходе системы передачи соответственно.

Для задач синтеза и анализа систем связи наибольший интерес представляет случай высоких уровней разборчивости ( $A \geq 0.95$ ). В этом случае возможна аппроксимация функции (5) усеченным рядом Тэйлора по переменной  $\alpha_k$

$$P_k \approx f(0) + a \cdot (\alpha_k - 1)^2 = f(0) + a \cdot \left(\frac{S_k}{S_{0k}} - 1\right)^2 = f(0) + a \cdot \frac{(S_k - S_{0k})^2}{S_{0k}^2}, \quad (6)$$

где постоянная

$$a = \frac{1}{\ln^2 10} 100 \cdot f''(X)|_{X=0} < 0. \quad (7)$$

Подставляя (6) в (2) получим следующие приближение для показателя разборчивости

$$A \approx f(0) + a \cdot \frac{1}{n} \sum_{k=1}^n \left[ \frac{S_k - S_{0k}}{S_{0k}} \right]^2, \quad (8)$$

которое справедливо при высоких уровнях разборчивости. Отсюда следует, что в оговоренных условиях вместо показателя разборчивости  $A$  может использоваться величина

$$\alpha = \frac{1}{n} \sum_{k=1}^n \left[ \frac{S_k - S_{0k}}{S_{0k}} \right]^2, \quad (9)$$

которая характеризует погрешность воспроизведения формант.

Исходя из анализа особенностей восприятия речи и опыта существующих подходов к оцениванию ее разборчивости, сформулируем основные требования к показателю разборчивости речи: он должен учитывать точность воспроизведения не всех спектральных составляющих речи, а лишь ее формантных составляющих; он должен удовлетворять принципу аддитивности к элементарным частотным полосам; он в одинаковой мере должен учитывать как спектральные составляющие формант большой интенсивности, так и спектральные составляющие формант малой интенсивности (т.е. не должно быть маскирующего влияния интенсивных формант на форманты малой интенсивности); показатель разборчивости должен описываться простым аналитическим выражением.

Указанным требованиям удовлетворяет предложенный показатель (9) в виде средней погрешности представления формант по всему ансамблю речевых сигналов. С уменьшением значения  $\alpha$  достигается более высокая разборчивость речи, переданной с использованием системы связи. В даль-

нейшем используем величину  $\alpha$  в качестве показателя разборчивости при оптимизации систем передачи речевых сообщений.

Модифицируем показатель разборчивости (9), приведя его к виду, удобному для оптимизации систем передачи речевых сообщений.

Известно [3-5], что на коротких отрезках длительностью  $T_c \approx 20$  мс речевой сигнал с допустимой погрешностью можно рассматривать как стационарный процесс. Представим реализации сигнала  $x(t)$  длительностью  $T_n$  на выходе системы передачи речи в виде совокупности  $p = [T_n / T_c]$ , следующих друг за другом коротких сегментов сигнала

$$x_r(t) = x(t - (r-1) \cdot T_c), \quad t \in [0, T_c]; \quad r = \overline{1, p}. \quad (10)$$

Таким же образом разобьем и исходный речевой сигнал на входе системы

$$x_{or}(t) = x_o(t - (r-1) \cdot T_c), \quad t \in [0, T_c]; \quad r = \overline{1, p}. \quad (11)$$

Погрешность формантного представления каждого из таких сегментов речи охарактеризуем следующим аналогом показателя (9):

$$\tilde{\alpha}_r = \frac{1}{J} \sum_{j=1}^J \frac{[S_r(\hat{f}_j) - S_{or}(\hat{f}_j)]^2}{S_{or}^2(\hat{f}_j)}, \quad (12)$$

где  $J$  – число формант речи, учитываемых на рассматриваемом сегменте;  $\{\hat{f}_j, j = \overline{1, J}\}$  – оценки центральных частот формант речи, найденные по соответствующим сегментам исходного речевого сигнала с использованием одного из известных алгоритмов [3];  $S_{or}(f), S_r(f)$  – значения авторегрессионного спектра  $r$ -го сегмента для исходного сигнала и сигнала на выходе системы передачи соответственно.

Вычисление значений авторегрессионных спектров в (12) осуществляется в соответствии с выражением [3-5]

$$S_r(f) = \frac{\Delta t \cdot \sigma_r^2}{\left| 1 + \sum_{m=1}^M a_r(m) \cdot \exp(-j2\pi f \cdot \Delta t \cdot m) \right|^2}, \quad (13)$$

где  $\sigma_r^2$  – оценка дисперсии сигнала, возбуждающего голосовой тракт на  $r$ -ом сегменте;  $\{a_r(m), m = \overline{1, M}\}$  – совокупность оценок коэффициентов авторегрессии для  $r$ -ого сегмента.

В качестве показателя разборчивости всей совокупности сегментов речевого сигнала используем величину

$$\hat{\alpha} = \frac{1}{p} \sum_{r=1}^p \tilde{\alpha}_r, \quad (14)$$

где значения погрешности представления отдельных сегментов  $\tilde{\alpha}_r$  определяются в соответствии с выражением (12).

Показатель  $\hat{\alpha}$  описывает погрешность представления речевого сигнала в спектральной области с учетом особенностей восприятия речи человеком как некоторой совокупности формант. Он удовлетворяет перечисленным выше требованиям к показателю разборчивости, легко определяется по сегментам речевых сигналов с использованием хорошо разработанных алгоритмов линейного предсказания речи. В силу указанных свойств величина  $\hat{\alpha}$  может быть использована для оптимизации систем обработки речевых сигналов с применением компьютеров.

## 2. Показатели натуральности речи

Под натуральностью переданной речи понимают ее свойство сохранять особенности произношения абонента. Натуральной может считаться такая речь, которая звучит естественно и позволяет узнавать диктора по голосу с высокой вероятностью.

В соответствии со сказанным выше в качестве одного из показателей натуральности речи может быть принята средняя вероятность ошибки автоматической верификации абонента  $P_{\text{ош.вер.}}$  по переданному речевому сигналу заданной длительности. Отметим, что в теории опознавания речи [7] задача верификации дикторов (абонентов) состоит в принятии решения о том, принадлежит ли заданный фрагмент речи конкретному диктору, против альтернативы - фрагмент речи принадлежит другому человеку. Для ее оценки требуется наличие комплекса программ, реализующих алгоритмы автоматической верификации дикторов. С помощью такого комплекса программ среднюю вероятность ошибочной верификации дикторов можно оценить как выборочное среднее

$$\hat{P}_{\text{ош.вер.}} = k / n, \quad (15)$$

где  $k$  – число ошибочных решений о дикторе;  $n$  – общее число предъявленных на верификацию сегментов речевых сигналов.

Естественно, что чем больше значение показателя (15), тем выше натуральность речи.

Другой показатель натуральности принятой речи можно определить, исходя из точности передачи интонации произносимой речи. Интонация представляет собой систематическое изменение высоты звука на протяжении произносимого предложения. Она является важным аспектом речи, который содержит информацию о типе произносимых предложений, разбиениях и категориях фразовых структур, о моделях ударений, о семантике и эмоциональности. Высота вокализованных звуков характеризуется частотой основного тона, для оценивания которой разработано большое количество алгоритмов. Поэтому в качестве одного из показателей натуральности переданной речи может быть использовано среднее квадратическое отклонение частоты основного тона принятого сигнала от частоты основного тона переданного сигнала

$$\sigma_F = \sqrt{M[F - F_0]^2}. \quad (16)$$

Модифицируем показатель (16) к виду, удобному для оптимизации систем передачи речевых сообщений. Для этого представим сигнал на входе и на выходе системы передачи речи в виде совокупности следующих друг за другом коротких сегментов длительностью  $T_c \approx 20$  мс. Тогда сигнал на входе системы передачи будет представлен совокупностью сегментов вида (11), а на выходе – (10).

Погрешность передачи высоты вокализованных звуков речи оценим величиной

$$\hat{\beta}_F = \frac{1}{\bar{F}_o} \sqrt{\frac{1}{P_v} \sum_{r=1}^{P_v} [\hat{F}_r - \hat{F}_{or}]^2}, \quad (17)$$

где  $\bar{F}_o = \frac{1}{P_v} \sum_{r=1}^{P_v} \hat{F}_{or}$  является выборочным средним частоты основного тона вокализованных сегментов речевого сигнала;  $P_v$  – число вокализованных сегментов речи;  $\hat{F}_{or}$  – оценка частоты основного тона для исходного сигнала, полученная на  $r$ -ом сегменте;  $\hat{F}_r$  – оценка частоты основного тона для принятого сигнала, полученная на  $r$ -ом сегменте. Множитель  $1/\bar{F}_o$  введен в (17) для получения значения показателя  $\hat{\beta}_F$  в виде безразмерной величины. Оценивание частоты основного тона может быть выполнено по одному из алгоритмов, описанных в работах [3, 4, 6].

### 3. Общая постановка задачи оптимизации систем передачи речевых сообщений

Оптимизация систем передачи речи традиционно проводится путем сравнения различных вариантов систем с оценкой качества переданной речи на слух. При этом число опробованных вариантов невелико, и неизбежны ошибки за счет субъективности мнений экспертов. Для объективной оценки качества речи в ряде работ используется показатель формантой разборчивости, так как он может быть непосредственно рассчитан на основе формантной теории разборчивости речи [1,2]. Нам неизвестны работы, в которых формулировались и решались бы задачи автоматизированной оптимизации систем передачи речевых сигналов по сформулированным критериям качества.

Сформулируем постановку задачи оптимизации систем передачи речевых сообщений с применением введенных показателей качества речи.

Если оптимизация систем передачи проводится в процессе функционирования системы, то эта задача может быть отнесена к задачам адаптации.

В постановке задачи будем полагать, что структура системы передачи речевых сигналов известна, а неизвестными являются лишь некоторые параметры системы, образующие вектор  $\vec{\gamma}$ . Множество  $\Gamma_\delta$  допустимых значений этого параметра определяется конкретными особенностями прикладной задачи. Одним из важных ограничений, определяющих множество  $\Gamma_\delta$ , является пропускная способность канала связи.

Качество передачи речи зависит от состояния системы и характеризуется показателем  $k(\vec{\gamma})$ , который в общем случае представляет взвешенную сумму частных показателей качества речи

$$k(\vec{\gamma}) = h_1 \bar{\alpha} + h_2 \hat{\beta}_F + h_3 \hat{P}_{\text{ош.вер.}}, \quad (18)$$

где значения показателя разборчивости  $\bar{\alpha}$  определяется выражением (14), а значения показателей натуральности  $\hat{\beta}_F$  и  $\hat{P}_{\text{ош.вер.}}$  – выражениями (17) и (15) соответственно; весовые коэффициенты  $h_1, h_2, h_3$  неотрицательны и характеризуют важность соответствующих частных показателей.

На вход системы передачи поступает исходный речевой сигнал  $x_O(t)$ , а с выхода снимается переданный сигнал  $x(t)$ .

Необходимо найти значение вектора параметров  $\vec{\gamma}$  из условия минимума показателя  $k(\vec{\gamma})$  по множеству допустимых значений  $\Gamma_\delta$

$$\vec{\gamma}_o = \arg \min_{\vec{\gamma} \in \Gamma_\delta} \{k(\vec{\gamma})\}. \quad (19)$$

Отметим, что при соответствующем выборе весовых коэффициентов в выражении (18) качество речи может характеризоваться двумя или одним из частных показателей разборчивости и натуральности. Кроме того, вместо (18) могут применяться и другие методы сворачивания вектора показателей качества.

Использование описанного критерия качества позволяет сформулировать и решить ряд конкретных задач по оптимизации систем передачи речевых сообщений. Для решения таких задач можно использовать численные методы оптимизации, в частности градиентные методы и методы целочисленного программирования [9-10]. На заключительном этапе синтеза правильность полученного решения проверяется с привлечением бригады аудиторов. С применением предложенного подхода авторами статьи решен ряд задач по оптимизации низкоскоростных систем передачи речи. Полученные результаты планируется опубликовать в последующих выпусках журнала.

### Заключение

В настоящей статье обоснованы показатели качества передачи речевых сообщений по цифровым каналам связи. Такими показателями является показатель разборчивости и показатели натуральности речи. Эти показатели приведены к виду, позволяющему автоматически вычислять их значения. Предложен подход к оптимизации алгоритмов передачи речи по цифровым каналам связи.

**Список литературы:** 1. Покровский Н. В. Расчет и измерение разборчивости речи. М.: Связьиздат, 1962. 390 с. 2. Вемян Г.В. Передача речи по сетям электросвязи. М.: Радио и связь, 1985. 272 с. 3. Дж. Д. Маркел, А. Х. Грей. Линейное предсказание речи. М.: Связь, 1980. 308с. 4. Рабинер Л. Р., Шафер Р. В. Цифровая обработка речевых сигналов /Под ред. М. В. Назарова и Ю. Н. Прохорова . М.: Радио и связь, 1981. 496 с. 5. Марпл С.Л. (мл.) Цифровой спектральный анализ и его приложения. М.: Мир, 1990. 584 с. 6. Омельченко А.В., Пресняков А.И. Статистический синтез алгоритмов оценивания периода основного тона речевых сигналов Радиотехника и информатика. 1999. № 1, С 24-28. 7. Рамшвили Г.С. Автоматическое опознавание говорящего по голосу. М.: Радио и связь, 1981. 224 с. 8. Петрович Н.Г., Каблукова М.В., Козленко Н.И. Передача сигналов методом КИМ-ОФТ. М.: Связь, 1974. 112 с. 9. Ковалев М. М. Дискретная оптимизация (целочисленное программирование). М.: Изд-во БГУ, 1977. 190 с. 10. Сергиенко И. В., Лебедева Т. Т., Роцин В. А. Приближенные методы решения дискретных задач оптимизации. Киев.: Наук. думка, 1980. 274 с.

## ЭФФЕКТИВНОСТЬ СИСТЕМ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ С РЕШАЮЩЕЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ И ПЕРЕМЕННЫМИ ПАРАМЕТРАМИ КОРРЕКТИРУЮЩЕГО КОДА

### Постановка задачи

Одной из задач проектирования системы передачи данных (ПД) является выбор оптимального алгоритма защиты от ошибок. Согласно рекомендациям МККТТ/МСЭ в системах и оконечных устройствах ПД должен обеспечиваться коэффициент ошибок не более  $1 \cdot 10^{-6}$ . При передаче информации по каналам связи с заданной достоверностью используются избыточные коды как для исправления ошибок, так и для их обнаружения. В системах ПД с решающей обратной связью (РОС) поддержание верности при обнаружении ошибок производится путем повторной передачи искаженных кодовых блоков. Обеспечение максимальной эффективной относительной скорости передачи  $R$  в системах ПД с РОС реализуется за счет оптимального согласования уровня помех с длиной кодового блока и вводимой избыточностью помехоустойчивого кода.

Дальнейшее повышение скорости передачи в системе ПД с РОС возможно за счет передачи кодовых слов с переменными параметрами корректирующего кода. В этом случае избыточность корректирующего кода в процессе передачи информации автоматически и целенаправленно подстраивается оптимально по отношению к текущему состоянию канала. При этом возможно изменение одного или нескольких параметров кода, например, длины кодовой комбинации, соотношения длин информационной и проверочной части кода и т.д.

Целью настоящей работы является исследование эффективности систем ПД с РОС, в которых используются переменные параметры корректирующего кода.

### Методика исследования

Рассмотрим систему ПД с РОС, непрерывной передачей и накоплением группы знаков (РОС<sub>НП</sub>), использующую линейный  $(n, k)$  код в режиме обнаружения ошибок кратности не выше  $2t_n$ , где  $t_n$  – число исправляемых кодом независимых ошибок,  $k$  – число информационных элементов,  $n$  – кодовое слово. В такой системе вероятность необнаружения ошибок  $P_{НО}(n)$  и вероятность стирания  $P_{СТ}(n)$ , характеризующие обнаружение ошибок в кодовом слове длиной  $n$  элементов, определены как [1, 2]

$$\left. \begin{aligned} P_{НО}(n) &\leq 2^{k-n} P(\geq 2t_n + 1, n) \\ P_{СТ}(n) &\geq P(\geq 1, n) - P_{НО}(n) \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

В системах ПД с РОС<sub>НП</sub> относительная эффективная скорость передачи может изменяться и является функцией состояния канала [2]

$$R = \gamma_k \cdot \gamma_\varepsilon = \frac{k}{n} \cdot \frac{1}{1 + \frac{M \cdot P_{СТ}(n)}{1 - P_{СТ}(n)}}, \quad (2)$$

где  $\gamma_k$  – относительный коэффициент скорости кода;  $\gamma_\varepsilon$  – относительный коэффициент кодовой эффективности использования канала, определяемый вероятностью ошибочного приема единичного элемента;  $k$  – число информационных элементов в кодовом слове  $n$ ,  $M$  – количество повторяемых кодовых слов.

Значение  $M$  определяет емкость накопителя для систем ПД с РОС<sub>НП</sub>

$$M = 1 + \frac{2t_p + t_o}{t_{комб}}, \quad (3)$$

где  $t_p = \frac{L}{V}$  – время распространения сигнала по каналу связи, с;  $L$  – расстояние между оконечными

станциями, км;  $V$  – скорость распространения сигнала в канале, км/с;  $t_{\text{комб}} = \frac{n}{B}$  – длительность кодовой комбинации из  $n$  разрядов, с;  $B = D \cdot \mu$  – скорость передачи, бит/с;  $t_o = \frac{1}{B}$  – длительность элементарной посылки;  $D$  – скорость модуляции, Бод;  $\mu$  – удельная скорость передачи, бит/с.

Значения параметров  $R$ ,  $\gamma_k$  и  $\gamma_g$  ограничены диапазоном чисел от 0 до 1. При этом  $R = 1$  определит теоретический предел эффективности системы ПД с обратной связью. В реальных условиях функционирования системы ПД практически не удается достичь теоретического предела  $R$ , однако приблизиться к нему можно за счет использования эффективных методов передачи и алгоритмов управления. При разработке новой системы необходимо, чтобы  $R \rightarrow 1$  и  $R > R_{\text{пр}}$ , где  $R_{\text{пр}}$  относительная эффективность скорость передачи прототипа системы ПД с РОС<sub>НП</sub> с показателями функционирования, которые является лучшими на момент разработки новой системы.

Как видно из (2), приблизиться к теоретическому пределу можно при условии, что коэффициенты  $\gamma_k$  и  $\gamma_g$  также стремятся к 1. Следовательно, при выборе параметров и алгоритма передачи системы ПД с РОС<sub>НП</sub> необходимо учитывать это условие.

Для кодов, обнаруживающих пакеты ошибок, вероятность  $P_{\text{но}}(n)$  вычисляют по приближенной формуле [3]:

$$P_{\text{но}}(n) \approx \frac{p_o}{2^{n-k}} \left( \frac{n}{d_o} \right)^{1-\alpha}, \quad (4)$$

где  $p_o$  – вероятность ошибочного приема единичного элемента;  $\alpha$  – коэффициент группирования ошибок;  $d_o = 2t_n + 1$  – кодовое расстояние.

Для оценки влияния  $\gamma_k$  и  $\gamma_g$  на скорость передачи с целью определения их оптимальных значений при различных параметрах корректирующего кода и дискретного канала удобно связать множители формулы (2) с параметрами  $n$ ,  $k$ ,  $d_o$ ,  $p_o$ ,  $\alpha$  и  $P_{\text{но}}(n)$ . С учётом того, что количество проверочных элементов в кодовой комбинации  $r = n - k$ , из (4) найдем

$$r = 3,32 \left[ (1-\alpha) \lg \frac{n}{d_o} + \lg p_o - \lg P_{\text{но}}(n) \right]. \quad (5)$$

Произведем в первом множителе выражение (4) замену  $k$  на  $n - r$ , и с учетом выражения (5) получим

$$\gamma_k = \frac{k}{n} = \left\{ 1 - \frac{3,32}{n} \left[ (1-\alpha) \lg \frac{n}{d_o} + \lg p_{\text{ош}} - \lg P_{\text{но}}(n) \right] \right\}, \quad (6)$$

где  $P_{\text{ош}}$  – вероятность ошибок.

Выражение для второго множителя получим с учетом выражения (3). Тогда

$$\gamma_g = \frac{1 - P_{\text{ст}}(n)}{\frac{2LB}{n} + 1} \cdot \frac{V}{1 + P_{\text{ст}}(n)}. \quad (7)$$

Подставив (4) во второе уравнение формулы (1), получим

$$P_{\text{CT}}(n) = n^{1-\alpha} p_o \left( 1 - \frac{1}{2^{3,32 \left[ (1-\alpha) \lg \frac{n}{d_o} + \lg p_o - \lg P_{\text{HO}}(n) \right]} d_o^{1-\alpha}} \right) \quad (8)$$

Подставляя (6), (7) и (8) в (2), получим выражение для расчета относительной эффективной скорости передачи для системы ПД с РОС<sub>НП</sub> в режиме корректирующего кода обнаруживающего ошибки

$$R = \left\{ 1 - \frac{3,32}{n} \left[ (1-\alpha) \lg \frac{n}{d_o} + \lg p_o - \lg P_{\text{HO}}(n) \right] \right\} \cdot \left[ \frac{1 - P_{\text{CT}}(n)}{\frac{2LB}{n} + 1} \right] \quad (9)$$

Зависимость относительной эффективной скорости передачи системы ПД с РОС<sub>НП</sub> в режиме обнаружения ошибок в зависимости от длины кодовой комбинации показана на рис. 1 ( $p_o = 2,5 \cdot 10^{-3}$ ;  $\alpha = 0,32$ ;  $d_o = 4$ ;  $P_{\text{HO}}(n) = 3 \cdot 10^{-6}$ ;  $L = 100$  км). Из рисунка видно, что с увеличением длины кодовой комбинации  $n$  скорость  $R$  сначала увеличивается, а затем, достигнув своего максимального значения, уменьшается. Увеличение  $R$  в первой фазе своей зависимости можно объяснить свойством корректирующего кода, при котором с увеличением длины комбинации  $n$  при  $d_o = \text{const}$  его избыточность уменьшается. Это увеличивает кодовую скорость  $\gamma_K$ , и как следствие увеличивается  $R$ . Однако с увеличением  $n$  увеличивается вероятность поражения кодовой комбинации. По этой причине количество переспросов по обратному каналу на повторение искаженной кодовой комбинации возрастает, уменьшая тем самым кодовую эффективность использования канала  $\gamma_Э$ . В результате наблюдается существенное снижение  $R$ . Кривая  $R$  достигает своего максимума в пределах окрестности значений  $\gamma_Э$  и  $\gamma_K$ , когда они приблизительно совпадают.

Следовательно, оптимальный выбор длины  $n$  избыточности корректирующего кода может быть определен с учетом параметров канала и требований на верность передачи из условия

$$1 - \frac{3,32}{n} \left[ (1-\alpha) \lg \frac{n}{d_o} + \lg p_o - \lg P_{\text{HO}}(n) \right] \approx \frac{1 - P_{\text{CT}}(n)}{\frac{2LB}{n} + 1} \quad (10)$$

По найденной оптимальной длине корректирующего кода с помощью формулы (5) определяется ее проверочная часть  $r$ .

Коэффициенты  $\gamma_K$  и  $\gamma_Э$  по-разному влияют на характер изменения скорости передачи  $R$ . Так, с целью обеспечения заданного коэффициента ошибок осуществляется планируемое снижение  $R$  за счет введения некоторой постоянной избыточности корректирующего кода, которая автоматически уменьшает скорость кода  $\gamma_K$  до определенного значения на протяжении всего времени передачи информации. Таким образом, показатель  $\gamma_K$  является детерминированными. Показатель  $\gamma_Э$  является вероятностным, так как его значение может меняться в процессе передачи информации по каналу и зависит от текущего состояния канала. Большинство реальных каналов обладают следующими свойствами [2,3]:

- нестационарным характером во времени распределения потока ошибок;
- наличием хотя бы нескольких устойчивых стационарных состояний канала, для каждого из которых характерны определенная интенсивность ошибок и характер их группирования.

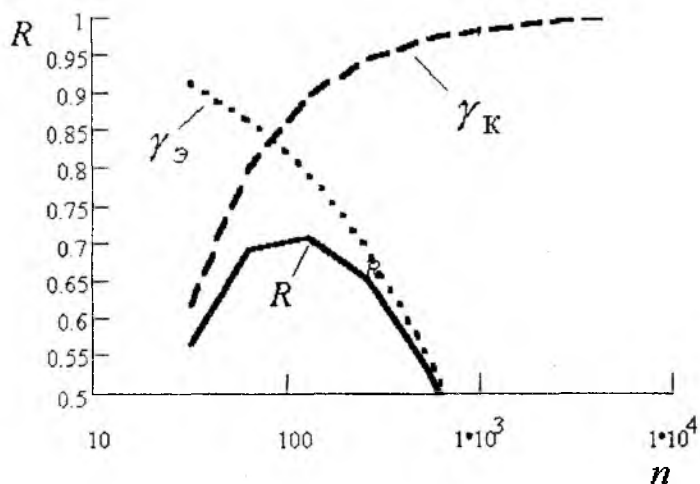


Рис. 1

Следовательно, оптимальное согласование избыточности корректирующего кода с интенсивностью ошибок текущего состояния канала позволит минимизировать потери, связанные с ведением дополнительных символов  $r$  в кодовую комбинацию. Для подтверждения этого предположения проведем следующий анализ.

Рассмотрим один и тот же дискретный канал для случаев, когда он используется для построения обычной системы ПД с РОС<sub>НП</sub> и системы ПД с РОС<sub>НП</sub> с переменными параметрами корректирующего кода.

В общем случае канал можно характеризовать коэффициентом группирования

ошибок  $\alpha$  и средней вероятностью ошибки  $p_0$ , и рассматривать его для задачи разработки системы ПД как канал с одним состоянием. Согласно такой модели дискретного канала [3] вероятность появления в  $n$ -значной кодовой комбинации хотя бы одной ошибки равна

$$P(\geq 1; n) = p_0 n^{1-\alpha}. \quad (11)$$

Построение системы ПД с переменными параметрами передачи целесообразно осуществлять на основе кусочно-стационарной модели канала ПД, учитывающей время существования каждого  $i$ -го из  $L$  взятых совокупностей стационарных состояний канала, а также описывающей характер группирования и интенсивность ошибок в их пределах [2]

$$P(\geq 1; n) = \sum_{i=1}^L n_i^{1-\alpha_i} p_i K_i, \quad (12)$$

где  $n_i$  – количество элементов в кодовой комбинации помехоустойчивого кода в  $i$ -м состоянии канала;  $\alpha_i$  – коэффициент группирования ошибок для  $i$ -го состояния канала;  $p_i$  – вероятность ошибки единичного элемента в  $i$ -м состоянии канала;  $K_i$  – относительный коэффициент, показывающий общую долю временного интервала  $i$ -го стационарного состояния канала. Коэффициент  $K_i$  определяется по формуле

$$K_i = \frac{N_{\text{пер}i}}{\sum_{i=1}^L N_{\text{пер}i}}, \quad (13)$$

где  $N_{\text{пер}i}$  – количество переданных единичных элементов в  $i$ -м стационарном состоянии канала;  $L$  – количество стационарных состояний канала. При этом также выполняется следующее равенство

$$K_1 + K_2 + \dots + K_L = 1. \quad (14)$$

Предположим, что параметры  $\alpha$  и  $p_0$  рассматриваемого канала должны вычисляться на основе параметров его  $i$ -х стационарных состояний. Тогда общая вероятность ошибки единичного элемента с учетом коэффициентов ошибок  $p_i$  стационарных состояний определяется как [1]

$$p_0 = \sum_{i=1}^L p_i K_i. \quad (15)$$

Показатель группирования ошибок  $\alpha$  определим по данным каждого  $i$ -го стационарного состояния канала. Если блок состоит из  $z$  кодовых комбинаций, то вероятность появления искаженной кодовой комбинации

$$P(\geq 1; zn) = \sum_{i=1}^L (zn)^{1-\alpha_i} p_i K_i. \quad (16)$$

Разделив (16) на (12) и затем прологарифмировав полученное выражение, найдем

$$\alpha \approx 1 - \frac{\ln \frac{\sum_{i=1}^L (z \cdot n_i)^{1-\alpha_i} p_i K_i}{\sum_{i=1}^L n_i^{1-\alpha_i} p_i K_i}}{\ln(z)}. \quad (17)$$

Точность формулы (17) была проверена методом имитационного моделирования. Путем формирования на ЭВМ двоичной последовательности потоков ошибок с различными значениями  $p_i$ ,  $\alpha_i$  и  $K_i$  имитировались различные стационарные состояния канала (табл. 1). Аналитический метод вычисления  $\alpha$  при различных длинах  $n$  и  $z = 2 \dots 10$  с небольшой погрешностью совпадают с экспериментальными результатами (табл. 1 – 5), поэтому формула (17) пригодна для приблизительных вычислений.

С учетом (14) получим формулу для расчета относительной эффективной скорости передачи по кусочно-стационарной модели канала ПД в режиме обнаружения ошибок с переменными параметрами корректирующего кода

$$R_{\text{п}} = \sum_{i=1}^L K_i R_i, \quad (18)$$

где  $R_i$  – относительная эффективная скорость передачи системы ПД с  $\text{РОС}_{\text{ПД}}$  с переменными параметрами корректирующего кода в  $i$ -м стационарном состоянии канала.

Таблица 1

Номер состояния канала	$p_i$	$\alpha_i$	$P(\geq 1, n = 8)$	$K_i$
Одно общее состояние канала (Вариант 1)				
1	$3,254 \cdot 10^{-4}$	0,38	$1,16 \cdot 10^{-3}$	1
Два стационарных состояний канала (Вариант 2)				
1	$8,155 \cdot 10^{-3}$	0,401	$2,83 \cdot 10^{-2}$	0,0406
2	$1,416 \cdot 10^{-5}$	0,17	$7,923 \cdot 10^{-5}$	0,9594

Таблица 2

Z	$n_1$	$n_2$	$\alpha$
2	8	8	0,385
3	8	8	0,384
5	8	8	0,383
10	8	8	0,382
20	8	8	0,381
30	8	8	0,38
40	8	8	0,379

Таблица 3

Z	$n_1$	$n_2$	$\alpha$
2	31	31	0,38
3	31	31	0,379
5	31	31	0,378
10	31	31	0,376

Таблица 4

Z	$n_1$	$n_2$	$\alpha$
2	63	63	0,377
3	63	63	0,376
5	63	63	0,374
10	63	63	0,372

Таблица 5

Z	$n_1$	$n_2$	$\alpha$
3	127	63	0,385
5	127	63	0,383

Проведем сравнительную характеристику двух систем ПД с  $\text{РОС}_{\text{ПД}}$  при одинаковых исходных условиях передачи и требованиях к качеству принимаемого сообщения. Первая система использует переменные параметры передачи, т.е. меняется длина кодов комбинации в зависимости от текущего состояния канала, вторая система – передает кодовые блоки, длины которых имеют определенный размер. Обе системы функционируют в режиме корректирующего кода, обнаруживающего ошибки. Для решения данной задачи рассмотрим коммутируемый канал, статистические характеристики которого хорошо известны [3]. Эффективность системы с переменными параметрами будем оценивать по значению

$$\delta R = \frac{R_n - R_\phi}{R_\phi} \cdot 100\%, \quad (19)$$

где  $\delta R$  – прирост относительной эффективной скорости передачи вследствие введения переменных параметров передачи;  $R_\phi$  – относительная эффективная скорость передачи системы ПД с РОС<sub>ИП</sub> с фиксированными параметрами корректирующего кода.

Таблица 6

Наименование параметра	Значения параметров канала в <i>i</i> -х стационарных состояниях			
	1	2	3	4
$\alpha_i$	0,1	0,32	0,12	0,17
$p_i$	$5 \cdot 10^{-5}$	$1,5 \cdot 10^{-3}$	$6,3 \cdot 10^{-3}$	$9,5 \cdot 10^{-4}$
$K_i$	0,03	0,7	0,25	0,02

Таблица 7

Наименование параметра	Значения $n_i$ и $R_i$ в <i>i</i> -х стационарных состояниях канала			
	1	2	3	4
$n_i$	511	255	63	127
$R_i$	0,96	0,887	0,567	0,84

Эффективным будет считаться условие, если

$$\delta R > 0. \quad (20)$$

Параметры рассматриваемого канала с учетом его стационарных состояний представлены в табл. 6. По формуле (9) и при соблюдении условия (10) определяются  $R_i$  и  $n_i$  для каждого стационарного состояния канала. В табл. 7 приведены расчетные значения  $n_i$  и  $R_i$  для *i*-х стационарных состояний канала при  $d_o = 4$ ,  $B = 9600$  бит/с,  $P_{\text{НО}}(n) = 3 \cdot 10^6$ ,  $L = 100$  км. Зависимость  $R_i$  от длины кодовой комбинации для различных стационарных состояний канала показана на рис. 2. По формуле (18) получаем  $R_{\Pi} = 0,808$ .

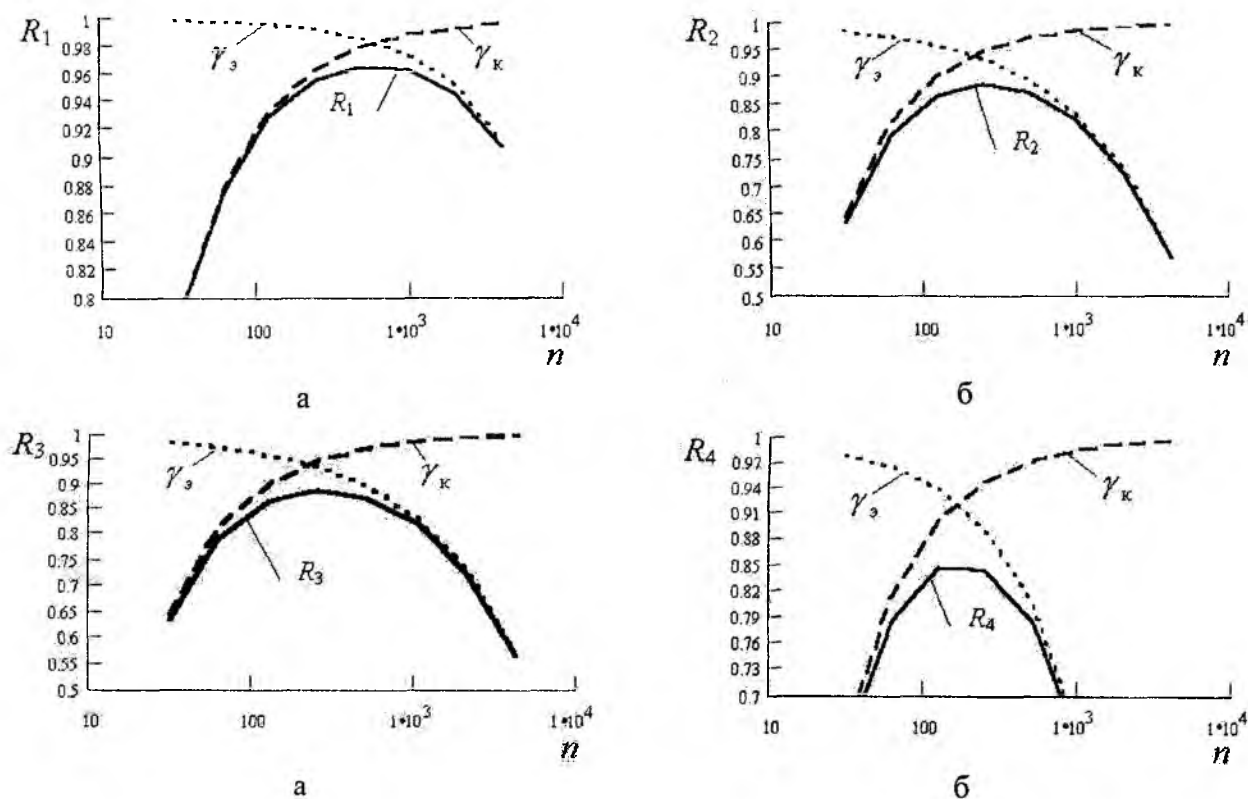


Рис. 2

Для второй системы ПД с РОС<sub>НП</sub> с помощью формул (15) и (17) проводим расчет средних показателей параметров канала  $p_o$  и  $\alpha$ , по которым определяются  $n$  и  $R_\phi$ . Результаты расчетов  $p_o$ ,  $\alpha$ ,  $n$ ,  $R_\phi$  сведены в табл. 8. Зависимость  $R_\phi$  от длины кодовой комбинации показана на рис. 3.

По полученным результатам прирост скорости составляет  $\delta R = 4,5\%$ , что удовлетворяет условию (20). Однако функционирование системы ПД с РОС<sub>НП</sub> с фиксированными параметрами корректирующего кода, расчет которых выполнен с учетом средних показателей дискретного канала  $p_o$  и  $\alpha$ , не гарантирует удовлетворительную работу с точки зрения качества передачи в других состояниях канала. Поэтому параметры кода необходимо выбирать, исходя из возможных худших условий передачи (состояние канала № 3). В этом случае  $\alpha R = 42\%$ , что подтверждает эффективность использования на коммутируемых каналах систем ПД с РОС<sub>НП</sub> и переменными параметрами корректирующего кода.

### Выводы

Получена формула (18) для расчета эффективной относительной скорости передачи для системы ПД с РОС<sub>НП</sub> с переменными параметрами корректирующего кода в режиме обнаружения ошибок. Предложен аналитический вариант (17) определения обобщенного коэффициента группирования, который может быть получен на основе данных статистических параметров различных стационарных состояний дискретного канала.

На основе полученных формул (9) и условия (10) предложена методика выбора оптимальных длин кодовых комбинаций ошибок для каждого стационарного состояния канала. Параметры корректирующего кода, рассчитанные для системы ПД с РОС<sub>НП</sub> с фиксированными параметрами по средним показателям  $p_o$  и  $\alpha$ , не могут гарантировать удовлетворительную ее работу при наличии нескольких характерных стационарных состояний канала.

Результаты проведенных исследований показывают, что использование переменных параметров передачи позволяет повысить эффективную относительную скорость передачи на реальных каналах приблизительно от 5 до 40%. Дальнейшее повышение эффективности таких систем возможно за счет оптимального сочетания режимов обнаружения и частичного исправления ошибок.

**Список литературы:** 1. Захарченко Н.В., Горохов С.М., Корчинский В.В. Модель потока ошибок при исследовании систем передачи данных с переменными параметрами // Сборник трудов УГАС им. А.С. Попова. 1999. № 1. С. 2-5. 2. Элементы теории передачи данных дискретной информации / Л.П. Пуртов, А.С. Замрий, А.И. Захаров, В.М. Охорозин. М.: Связь, 1972. 232 с. 3. Морозов В.Г., Пуртов Л.П., Замрий А.С. Обобщение экспериментальных данных по вероятности и показателю группирования ошибок // Техника проводной связи. Сер. ТПС, 1981. Вып. 4 (2). С. 53 – 60.

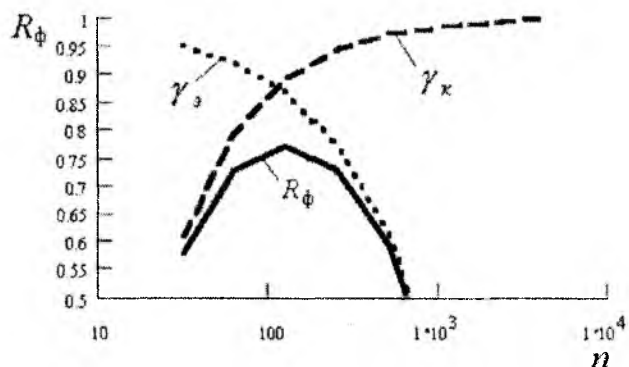


Рис. 3

Таблица 8

$p_o$	$\alpha$	$n$	$R_\phi$
$2,645 \cdot 10^{-3}$	0,202	127	0,773

Украинская государственная академия связи  
им. А.С. Попова

Поступила в редколлегию 19.02.2001

## НОВАЯ ФОРМА ПРЕДСТАВЛЕНИЯ СЕЛЕКТИВНЫХ СИГНАЛЬНЫХ ФУНКЦИЙ ДЛЯ ЦИФРОВЫХ СИСТЕМ ПЕРЕДАЧИ

Из трех критериев Найквиста, определяющих свойства импульсных сигналов, наиболее известен первый [1, 2]. Обычно для импульса  $g(t)$  этот критерий записывается в виде

$$g(kT) = \begin{cases} U, & k = 0 \\ 0, & k = \pm 1; \pm 2; \dots, \end{cases} \quad (1)$$

где  $T$  – интервал между импульсами (длительность тактового интервала).

Сигналы, обладающие свойством (1), называются селективными. Критерий (1) описывает свойства селективных сигналов во временной области. Можно показать [1], что в частотной области ему соответствует равенство

$$\sum_{n=-\infty}^{\infty} G(j\omega - j2\pi n/T) = UT, \quad (2)$$

где  $G(j\omega)$  – преобразование Фурье импульсной функции  $g(t)$ . Считаем, что фазовый спектр функции  $g(t)$  равен нулю. Тогда модуль спектральной плотности  $|G(j\omega)| = G(\omega)$  удобно представить в виде [3]

$$|G(j\omega)| = \begin{cases} UT, & |\omega| \leq \omega_A, \\ G_{\Delta 1}(\omega), & \omega_A < |\omega| \leq \omega_C, \\ G_{\Delta 2}(\omega), & \omega_C < |\omega| \leq \omega_B, \\ 0, & \omega_B < |\omega|. \end{cases} \quad (3)$$

Типичная форма спектральной плотности селективного сигнала  $g(t)$  представлена на рис. 1 (сплошная линия).

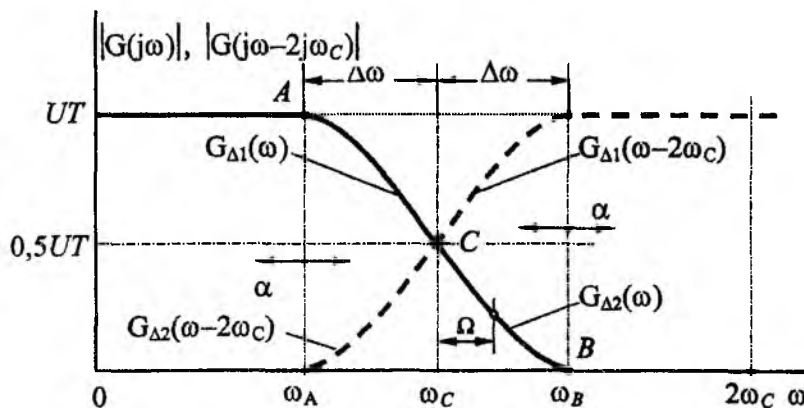


Рис. 1

Для финитного спектра равенство (2) с учетом (3) принимает вид

$$G_{\Delta 1}(\omega) + G_{\Delta 2}(\omega - 2\omega_C) = UT, \quad \omega_A \leq |\omega| \leq \omega_C \quad (4)$$

$$\text{и } G_{\Delta 2}(\omega) + G_{\Delta 1}(\omega - 2\omega_C) = UT, \quad \omega_C < |\omega| \leq \omega_B.$$

Соотношения (4) означают нечетную симметрию спектральной плотности  $G(\omega)$  относительно точки  $C$  в переходной области  $[\omega_A, \omega_B]$  (рис. 1).

Выражения (1, 2 и 4) являются математическими описаниями того факта, что функция  $g(t)$  удовлетворяет первому критерию Найквиста, т. е. является селективной.

Оказывается, что существуют и другие, эквивалентные указанным, формы записи условия селективности.

Например, в [3] была доказана теорема, согласно которой селективный сигнал с финитным спектром допускает представление вида

$$g(t) = U \frac{\sin \omega_C t}{\omega_C t} M(t), \quad (5)$$

$$M(t) = -\frac{2}{UT} \int_0^{\Delta\omega} \cos \Omega t dA(\Omega); \quad -\infty < t < \infty, \quad (6)$$

где  $A(\Omega) = G_{\Delta 2}(\omega_C + \Omega)$ ;  $0 \leq \Omega \leq \Delta\omega$ ;  $\Delta\omega = \omega_B - \omega_C$ ;  $\omega_C = \pi/T$ .

Таким образом, любую селективную функцию с ограниченным спектром можно представить в виде произведения функции вида  $\sin x/x$  и некоторой мультипликативной функции  $M(t)$ . В [3] показано, что спектр селективного сигнала  $g(t)$  будет финитным тогда, когда функция  $M(t)$  связана со спектром  $G(\omega)$  в переходной области зависимостью (6).

Выражение (6) может быть названо интегральной формой записи первого критерия Найквиста.

При решении задач поиска оптимальных и субоптимальных селективных сигналов с финитным спектром может оказаться полезной такая форма записи для  $g(t)$ , которую устанавливает следующая теорема.

**Теорема.** Если сигнал с ограниченным спектром удовлетворяет условию (1), то его можно представить в виде

$$g(t) = U \frac{\sin \omega_C t}{\omega_C t} + D(t) \sin \omega_C t, \quad (7)$$

$$D(t) = -\frac{2}{UT} \int_0^{\Delta\omega} A(\Omega) \sin \Omega t d\Omega; \quad -\infty < t < \infty. \quad (8)$$

Доказательство теоремы связано с несложными, но громоздкими преобразованиями и поэтому опущено.

Рассмотрим основные свойства функции  $D(t)$ .

1. На основании (8) делаем вывод, что  $D(t) = 0$  при  $t = 0$ .
2. Функция  $D(t)$  обладает нечетной симметрией, т. е.  $D(-t) = -D(t)$  и

$$\lim_{t \rightarrow \infty} D(t) = 0.$$

3.  $D(t)$  – целая функция. Согласно теореме Винера-Пейли ее спектр отличен от нуля на интервале  $[-\Delta\omega, \Delta\omega]$  и может быть представлен в виде

$$D(j\omega) = \begin{cases} j2A(\omega), & 0 \leq \omega \leq \Delta\omega, \\ -j2A(-\omega), & -\Delta\omega \leq \omega \leq 0. \end{cases}$$

4. Сравнивая (5) и (7), приходим к равенству, которое связывает функции  $M(t)$  и  $D(t)$ :

$$\frac{\omega_C t D(t)}{M(t) - 1} = U = \text{const}. \quad (9)$$

5. Сравнивая (6) и (8) с учетом (9), получаем

$$t \int_0^{\Delta\omega} A(\Omega) \sin \Omega t d\Omega - \int_0^{\Delta\omega} A'(\Omega) \cos \Omega t d\Omega = \frac{UT}{2}.$$

Рис. 2 иллюстрирует поведение функции  $D(t)$  при  $t \geq 0$  для трех известных селективных сигналов [1], спектральная плотность которых на интервале  $0 \leq \Omega \leq \Delta\omega$  имеет вид:

«приподнятого» косинуса  $A(\Omega) = \frac{UT}{2} \left[ 1 - \sin \frac{\pi\Omega}{2\alpha\omega_C} \right]$ , (кривая 1),

«треугольного» среза  $A(\Omega) = \frac{UT}{2} \left[ 1 - \frac{\Omega}{\alpha\omega_C} \right]$ , (кривая 2),

«ступеньки»  $A(\Omega) = \frac{UT}{2}$ , (кривая 3), где  $\alpha = (\omega_B - \omega_C) / \Delta\omega = (\omega_C - \omega_A) / \Delta\omega$  – коэффициент «скругления».

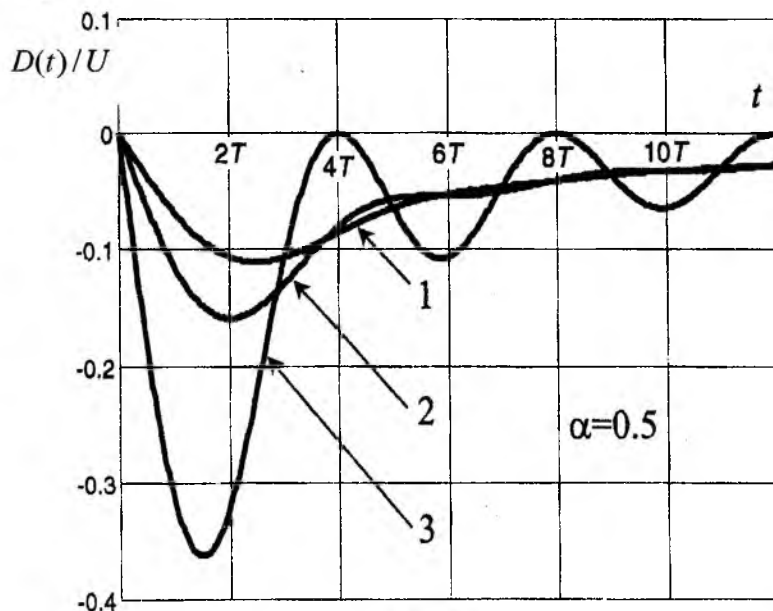


Рис. 2

Таким образом, согласно сформулированной теореме любой селективный сигнал с финитным спектром может быть представлен в виде суммы стандартного селективного сигнала с идеальным прямоугольным спектром и поправочной функции  $D(t) \sin \omega_C t$ , которая дает представление о том, насколько рассматриваемый селективный сигнал отличается от стандартного.

В связи с этим выражения (7) и (8) можно трактовать как новую форму записи первого критерия Найквиста.

**Список литературы:** 1. Кисель В.А. Синтез гармонических корректоров для высокоскоростных систем связи. М.: Связь, 1979. 252 с. 2. Боккер П. Передача данных. Т. 1. Основы: Пер. с нем. / Под ред. Д.Д. Кловского. М.: Связь, 1980. 264 с. 3. Сукачев Э.А. Метод расчета формы сигнала цифровых систем передачи // Труды учебных заведений связи / СП-БГУТ. С-Пб, 1997. № 163. С. 51-55.

Украинская государственная академия связи  
им. А.С. Попова, г. Одесса

Поступила в редколлегию 2.04.2001

## СТАТИСТИЧЕСКИЙ ОПТИМАЛЬНЫЙ АЛГОРИТМ РАСПОЗНАВАНИЯ ОБРАЗОВ, ЗАДАНЫХ ИНТЕРВАЛАМИ ЭТАЛОННЫХ ЗНАЧЕНИЙ ПРИЗНАКА

При разработке техники диагностики и контроля за ходом физических, химических, биологических и других процессов часто приходится сталкиваться с необходимостью синтеза алгоритма распознавания образов, каждый из которых задан сложным эталонным описанием в виде интервала значений измеряемого признака (параметра). Для получения алгоритма распознавания таких образов, оптимального по статистическим критериям эффективности, необходимо использовать методы проверки сложных статистических гипотез [1]. Методики синтеза алгоритмов распознавания образов на основе правил проверки сложных статистических гипотез разработаны, например, в [2,3] применительно к распознаванию групп радиоизлучений. В этих работах алгоритмы распознавания образов получены в обобщенном виде, что затрудняет их непосредственное применение широким кругом разработчиков программного обеспечения.

**Цель статьи** – на важном для практики упрощенном примере показать путь применения разработанных в [2,3] методик при синтезе алгоритмов распознавания образов.

Пусть распознаётся образ  $S_i$  на фоне образа  $S_q$ . Известны априорные вероятности  $p_i$  и  $p_q$  того, что эталонное значение измеряемого признака  $x^3$  принадлежит континуальным множествам  $\mathfrak{I}_i$  и  $\mathfrak{I}_q$  соответствующим распознаваемым образам. Известны также плотности вероятности  $w_i(x^3)=W(x^3|\mathfrak{I}_i)$  и  $w_q(x^3)=W(x^3|\mathfrak{I}_q)$  признака на указанных множествах и плотность вероятности  $W(X|x^3)$  выборочных значений признака  $x$  при фиксированном значении  $x^3$ . Проверяется сложная гипотеза о том, что выборочное значение  $x$  принадлежит однопараметрическому семейству функций  $W(X|x^3 \in \mathfrak{I}_i)$ , против сложной альтернативы, что  $x$  принадлежит однопараметрическому семейству функций  $W(X|x^3 \in \mathfrak{I}_q)$ . Необходимо до наблюдения установить нерандомизированное правило  $\delta$ , по которому каждому измеренному значению признака  $x$  приписывается одно из двух возможных решений  $\gamma_i$  или  $\gamma_q$  о том, что наблюдается образ  $S_i$  или  $S_q$ , соответственно.

В большинстве случаев практической реализации алгоритмов обработки сигналов можно для описания  $w_{i,q}(x^3)$  применять равномерные на участках  $[x^{3'_{i,q}}, x^{3''_{i,q}}]$  законы  $W_{i,q}(X^3, X^{3'_{i,q}}, X^{3''_{i,q}})$  распределения случайной величины  $x^3$ , а  $W(X|x^3)$  можно моделировать гауссовскими или обобщенными релеевскими условными распределениями случайной величины  $x$  со средними квадратическими отклонениями  $\sigma_i(x^3)$  при  $x^3 \in \mathfrak{I}_i$  и  $\sigma_q(x^3)$  при  $x^3 \in \mathfrak{I}_q$ . Остановимся на гауссовской модели  $W(X|x^3)$ . В соответствии с [1,3] алгоритм распознавания образов  $S_i$  и  $S_q$  оптимальный по критерию максимума апостериорной вероятности, находится в виде:

$$\delta_{MAB} : \frac{p_q \int_{\mathfrak{I}_q} W(x|x^3) w_q(x^3, x^{3'_{i,q}}, x^{3''_{i,q}}) dx^3}{p_i \int_{\mathfrak{I}_i} W(x|x^3) w_i(x^3, x^{3'_{i,q}}, x^{3''_{i,q}}) dx^3} \begin{matrix} > & \gamma_q \\ < & \gamma_i \end{matrix} 1, \quad (1)$$

где левая часть неравенства представляет собой отношение правдоподобия  $\Lambda(x)$  для случая распознавания образов, заданных сложными эталонными описаниями.

Конкретизируя (1) для условий поставленной задачи, имеем:

$$\delta_{MAB} : \Lambda(x) \equiv \frac{p_q \left( x^{3''_{i,q}} - x^{3'_{i,q}} \right) \int_{x^{3'_{i,q}}}^{x^{3''_{i,q}}} \frac{1}{\sigma_q(x^3)} \exp \left\{ -\frac{(x-x^3)^2}{2\sigma_q^2(x^3)} \right\} dx^3}{p_i \left( x^{3''_{i,q}} - x^{3'_{i,q}} \right) \int_{x^{3'_{i,q}}}^{x^{3''_{i,q}}} \frac{1}{\sigma_i(x^3)} \exp \left\{ -\frac{(x-x^3)^2}{2\sigma_i^2(x^3)} \right\} dx^3} \begin{matrix} > & \gamma_q \\ < & \gamma_i \end{matrix} 1, \quad (2)$$

где  $x''_i > x'_i$ ,  $x''_q > x'_q$ .

Если в качестве признаков используются неэнергетические параметры процессов или применяются практические схемы измерения признаков, например, методом дискретного счёта, можно принять, что дисперсия признака не зависит от текущего значения  $x$ :  $[\sigma_{i,q}(x)]^2 = \sigma_{i,q}^2$ ,  $\forall x \in [x''_{i,q}, x'''_{i,q}]$ . В этом случае алгоритм упрощается:

$$\delta_{\text{МАВ}}: \Lambda(x) \equiv \frac{p_q (x''_i - x'_i) \left[ F\left(\frac{x''_q - x}{\sigma_q}\right) - F\left(\frac{x'_q - x}{\sigma_q}\right) \right]}{p_i (x''_q - x'_q) \left[ F\left(\frac{x''_i - x}{\sigma_i}\right) - F\left(\frac{x'_i - x}{\sigma_i}\right) \right]} \begin{matrix} > \gamma_q \\ < \gamma_i \end{matrix} \quad (3)$$

где  $F(z) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^z e^{-\frac{t^2}{2}} dt$  – функция Лапласа.

При применении байесовского критерия эффективности в правой части алгоритмов (2), (3) находится функция от элементов матрицы потерь [2].

Для сравнения отметим, что при простом эталонном описании образов единственными эталонными значениями признака  $x'_i$  и  $x'_q$ , гауссовском распределении ошибок измерения признака  $x$  и дисперсиях измерения  $\sigma_i^2$  и  $\sigma_q^2$  алгоритм распознавания, оптимальный по критерию максимума апостериорной вероятности, имеет вид:

$$\delta_{\text{МАВ}}: \frac{p_q \sigma_i}{p_i \sigma_q} \exp \left\{ \frac{x^2 (\sigma_q^2 - \sigma_i^2) - 2x (x'_i \sigma_q^2 - x'_q \sigma_i^2) + x'^2_i \sigma_q^2 - x'^2_q \sigma_i^2}{2\sigma_i^2 \sigma_q^2} \right\} \begin{matrix} > \gamma_q \\ < \gamma_i \end{matrix} \quad (4)$$

или, при  $\sigma_i = \sigma_q = \sigma$ ,  $\delta_{\text{МАВ}}: l(x) \equiv \frac{p_q}{p_i} \exp \left\{ \frac{2x(x'_q - x'_i) + x'^2_q - x'^2_i}{2\sigma^2} \right\} \begin{matrix} > \gamma_q \\ < \gamma_i \end{matrix} \quad (5)$

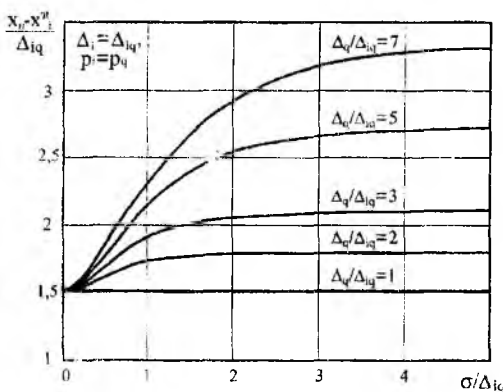


Рис. 1

Сравнивая (3) с (4) и (5) заметим, что если положить  $\sigma_i = \sigma_q = \sigma$  и  $p_i = p_q$  то в отличие от (5), в синтезированном алгоритме (3) величина порога принятия решения  $x_n$  при  $(x'''_i - x''_i) \neq (x'''_q - x''_q)$  зависит от  $\sigma$ . На рис. 1 показаны графики зависимостей приведенной величины порога принятия решения  $(x_n - x'_i) / \Delta_{i,q}$  от нормированного среднего квадратического отклонения  $\sigma / \Delta_{i,q}$  для различных значений  $\Delta_q / \Delta_{i,q}$  при  $\Delta_i = \Delta_{i,q}$  и  $p_i = p_q$ , где  $\Delta_{i,q} = x''_q - x''_i$ ;  $\Delta_{i,q} = x'''_{i,q} - x''_{i,q}$ ;  $x''_i > x'_i$ ;  $x''_q > x'_q$ ;  $x'''_q > x''_i$ ;  $x'''_q > x''_q$ ;  $x_n = \arg[\Lambda(x) = 1]$ .

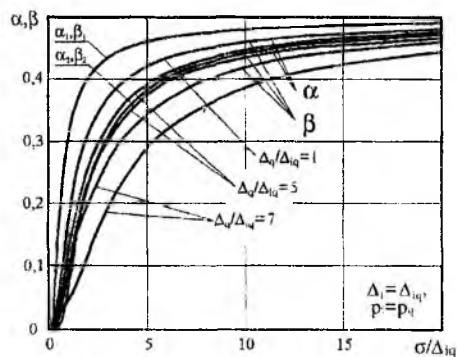
Качество алгоритмов (2), (3) оценивается полными вероятностями ошибок первого  $\alpha$  и второго  $\beta$  рода (см. [3]):

$$\alpha = 1 - \frac{1}{X^{\alpha_i} - X^{\beta_i}} \int_{X^{\beta_i}}^{X^{\alpha_i}} F\left(\frac{X_{\Pi} - X^{\alpha}}{\sigma_i(X^{\alpha})}\right) dx^{\alpha}, \quad \beta = \frac{1}{X^{\alpha_q} - X^{\beta_q}} \int_{X^{\beta_q}}^{X^{\alpha_q}} F\left(\frac{X_{\Pi} - X^{\alpha}}{\sigma_q(X^{\alpha})}\right) dx^{\alpha}. \quad (6)$$

На рис.2 показаны графики зависимостей  $\alpha=f(\sigma/\Delta_{iq})$  и  $\beta=f(\sigma/\Delta_{iq})$ , построенные в соответствии с условиями предыдущего примера. Для сравнения на этом же рисунке показаны условные вероятности ошибок алгоритма (5) при  $\sigma_i=\sigma_q=\sigma$ ,  $p_i=p_q$ ,  $X^{\alpha}_i=X^{\alpha}_i$ ,  $X^{\beta}_q=X^{\beta}_q$  (обозначены символами  $\alpha_1, \beta_1$ ) и  $X^{\alpha}_i=X^{\alpha}_i$ ,  $X^{\beta}_q=X^{\beta}_q$  (обозначены символами  $\alpha_2, \beta_2$ ),  $\Delta_i=\Delta_q$ .

Проведенные расчёты показывают, что эффективность синтезированного алгоритма приближается к эффективности оптимального правила распознавания образов, каждый из которых задан единственным эталонным значением признака.

Зачастую для распознавания двух образов, заданных интервалами эталонных значений признака, образы описывают граничными значениями интервалов  $X^{\alpha}_i=X^{\alpha}_i$ ,  $X^{\beta}_q=X^{\beta}_q$  и применяют правило проверки простых гипотез. При этом, по сравнению с синтезированным алгоритмом, с изменением разности  $|\Delta_q - \Delta_i| \neq 0$  одна из вероятностей ошибок (6) возрастает, а другая уменьшается (какая именно возрастает, а какая уменьшается – зависит от знака  $(\Delta_q - \Delta_i)$ ). Однако полная вероятность принятия ошибочного решения  $p_{\text{ош}} = p_i\alpha + p_q\beta$  оказывается больше, чем в синтезированном алгоритме. В частности, результаты проведенного моделирования показали, что если  $p_i=p_q$ ,  $\Delta_i/\Delta_{iq} = 1$ ,  $\sigma/\Delta_{iq} = 0,1\dots5$ , при  $\Delta_q/\Delta_{iq} = 5$  эта вероятность оказывается больше, чем у синтезированного алгоритма, на 1...40%, а при  $\Delta_q/\Delta_{iq} = 7$  - на 13...70%.



**Список литературы:** 1. Левин Б.Р. Теоретические основы статистической радиотехники. Кн. 2. М.: Сов. радио, 1975. 392 с. 2. Певцов Г.В. Синтез алгоритма распознавания радиоизлучений на основе байесовского правила проверки сложных гипотез // Радиоэлектроника: Изв. высш. уч. завед. 1998. №4. С.49-57. 3. Певцов Г.В., Костецкий В.И., Галкин С.А. Методика синтеза алгоритма распознавания радиоизлучений, заданных сложным эталонным описанием, оптимального по критерию максимума апостериорной вероятности // Радиоэлектроника: Изв. высш. уч. завед. 1998. №11. С. 61-68.

Харьковский военный университет

Поступила в редколлегию 19.02.2001

## ИНТЕГРАЦИЯ СИСТЕМЫ ТЕХНИЧЕСКОГО ЗРЕНИЯ В РОБОТОТЕХНИЧЕСКИЙ КОМПЛЕКС

Создание систем с техническим зрением представляет одну из важных практических проблем систем с искусственным интеллектом. Техническое зрение прежде всего означает процесс интерпретации образа или сцены и применение результатов этой интерпретации для совершения каких-либо действий в реальном мире, содержащем этот образ или сцену (например, для манипулирования объектами или навигации мобильного робота) [1].

Роботы, снабженные СТЗ, достаточно широко и успешно применяются во многих отраслях промышленности на таких операциях, как контроль и отбраковка различных изделий по внешнему виду, загрузка технологического оборудования, сортировка и ориентированная укладка в кассеты изделий и заготовок, сборка и комплектация узлов, сварка, окраска, упаковка изделий, монтаж электронных схем и других.

Техническое зрение роботов представляет собой сложную задачу. Например, операция «взятие детали из конвейера» состоит из выделения различных предметов, случайным образом помещенных в конвейер, является простой операцией для человека. Однако на сегодняшний день она решается только при существенных упрощениях общей постановки задачи (заданные условия освещения, форма деталей).

Функциональные задачи СТЗ, характерные для робототехнических приложений, условно разделяют по уровню их относительной сложности. К элементарным задачам относят:

- обнаружение факта наличия объекта;
- измерение геометрических параметров объекта (линейных и угловых размеров, площади и т. п.);
- определение физических характеристик излучения от объекта (интенсивности, спектрального состава и пр.);
- подсчет числа объектов и др.

Более сложный круг задач выполняет, например, СТЗ, которая снабжает систему управления манипуляционного робота информацией, необходимой для захватывания неупорядоченных объектов. В число этих задач входят:

- обзор рабочей сцены (плоской или пространственной) для поиска представляющего интерес объекта – одиночного или одного из нескольких, лежащего изолированно от других или соприкасающегося (перекрывающегося) с ними;
- определение местоположения и ориентации этого объекта;
- его классификация (если имеется несколько различных классов объектов).

При этом объекты могут различаться не только размерами и формой (силуэтом), но и текстурой, цветом и т. п., покоиться или находиться в движении. Этот пример иллюстрирует тот факт, что относительная сложность функциональных задач СТЗ характеризуется целым рядом признаков, среди которых можно выделить следующие:

**Степень изолированности объектов.** По этому признаку задачи СТЗ классифицируются так (в порядке возрастания сложности): задачи с одиночным объектом; задачи с несколькими изолированными (т. е. не соприкасающимися) объектами на фоновом изображении; задачи с соприкасающимися (но не перекрывающимися) изображениями объектов; задачи с перекрытием одних объектов рабочей сцены другими.

**Однородность объектов.** Этот признак характеризует сложность задач классификации, стоящих перед СТЗ. Если все объекты, которые могут быть предъявлены СТЗ, идентичны, эта проблема вообще не возникает. При наличии ряда неодинаковых объектов задача их классификации тем сложнее, чем более «похожи» друг на друга их изображения, т. е. чем больше классифицирующих признаков необходимо для однозначного описания отличий каждого объекта от всех остальных.

**Число элементов изображения.** Чем больше размеры поля зрения и чем выше требуемая разрешающая способность СТЗ, тем сложнее задача, поскольку приходится обрабатывать больше элементов получаемого изображения (пикселей).

**Число градаций яркости.** Задачи, в которых достаточно анализировать силуэтные очертания объектов, т. е. работать с двухградационными (бинарными) изображениями, как правило, решаются проще задач, требующих анализа многоградационных (*подтоновых*) изображений.

Кроме того, на сложность тех или иных задач СТЗ существенное влияние оказывают такие факторы, как качество освещения рабочей сцены, его стабильность, уровень оптических и электрических помех, контрастность объектов относительно фона, отражающие свойства их поверхности, и др. Чем более сложные задачи с учетом всех описанных критериев способна решать СТЗ, тем выше уровень функциональности гибкости «интеллекта» робота может быть обеспечен с ее помощью.

Для реализации перечисленных выше принципов создан программно-аппаратный комплекс, включающий промышленный робот РМ-01 (в составе манипулятора Рима-360 и системы управления «Сфера-36»), персональный компьютер и систему технического зрения. На рисунке 1 представлена структурная схема разработанного робототехнического комплекса (подсистемы: ПД – приема данных, ФД – формирования данных, ОД – обработки данных).

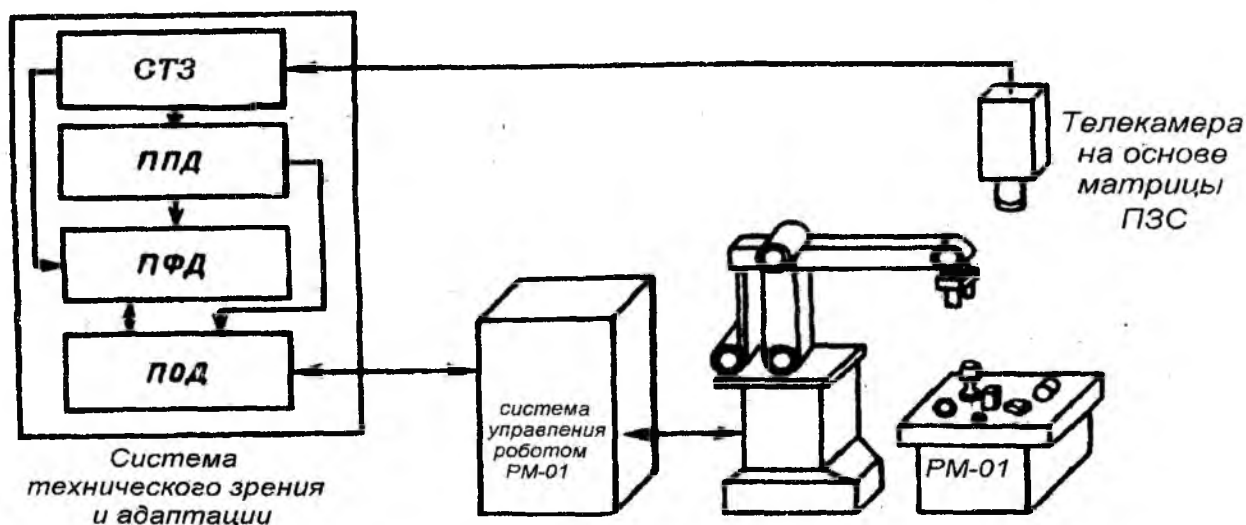


Рис. 1

В данном комплексе промышленный робот является исполнительным устройством, управление которым производится от персональной ЭВМ. При этом обучение робота (наряду со стандартными для РМ-01 методами) может осуществляться при помощи специальной программы, моделирующей кинематику перемещений его отдельных элементов. Каждому элементарному перемещению сочленения робота соответствует определенный управляющий сигнал, поэтому любая технологическая программа робота может быть представлена последовательностью сформированных персональной ЭВМ управляющих сигнальных посылок. Сами посылки формируются программно и с последовательного порта ПЭВМ передаются в систему управления «Сфера-36». При этом компьютером осуществляется выбор и оптимизация последовательностей исполнения траекторий движения отдельных сочленений манипулятора робота в предметном пространстве.

Система технического зрения на основе ПЗС-камеры в составе разрабатываемого робототехнического комплекса способна выполнять основные перечисленные ранее функции. При этом возникает ряд проблем, связанных с интеграцией СТЗ с технологическим оборудованием, в том числе промышленным роботом и вычислительной техникой.

Формирование сигналов СТЗ в проектируемом комплексе происходит следующим образом. Отраженный от объекта предметной области оптический сигнал регистрируется телевизионной камерой на основе фоточувствительного ПЗС-датчика типа К1200ЦМ2 форматом 512×576 элементов разложения. Синхронная работа системы технического зрения (СТЗ) обеспечивается сигналами, формируемыми ПЗС-датчиком. К таким сигналам относятся: кадровый гасящий импульс (КГИ), гасящий сигнал приемника (ГСП), сигнал синхронизации работы выходного регистра ПЗС-датчика ("F<sub>синхр.</sub>").

Временные диаграммы сигналов приведены на рис. 2.

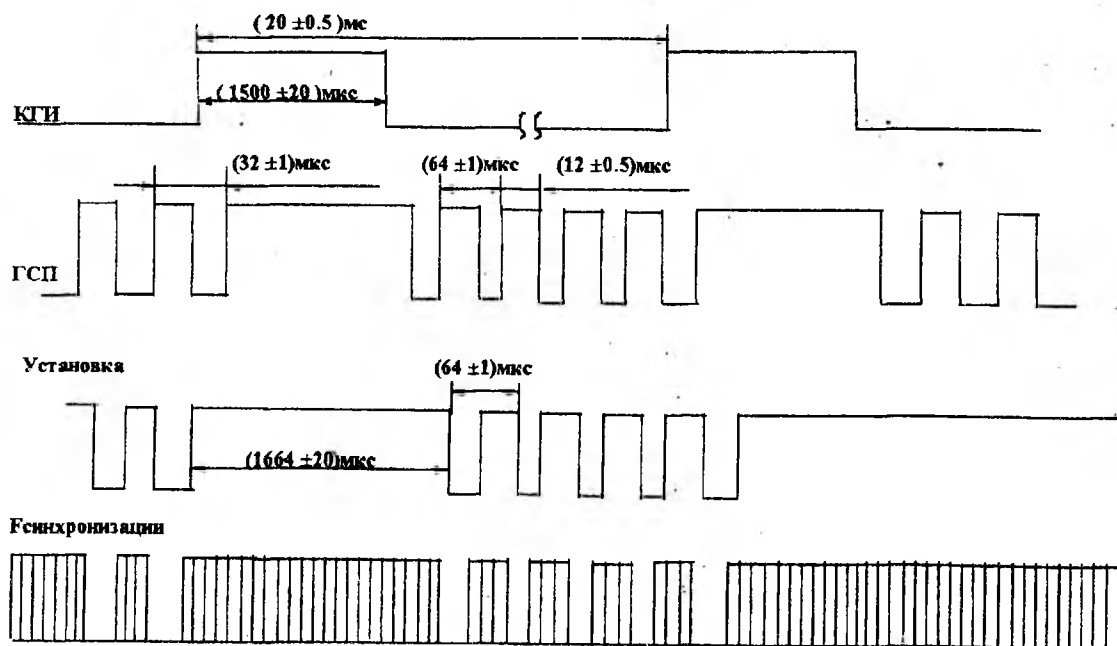


Рис.2

Полный телевизионный сигнал “Видеосигнал-1” с датчика поступает в блок предварительной обработки изображения (БПОИ), где производится замес яркостных меток. Полный телевизионный сигнал с замешанными метками выводится на разъем БПОИ, для подключения стандартного видеоконтрольного устройства (ВКУ). Сигнал изображения “Видеосигнал 2” размахом не менее 0,3В поступает с датчика в БПОИ. БПОИ производит аналого-цифровое преобразование амплитуды видеосигнала “Видеосигнал-2” в моменты совпадения текущих координат (номера строки и номера элемента) с установленными кодами (X) и (Y), определяющими местоположения выбранного контролируемого элемента разложения в сформированном датчиком изображении. Компьютер подключается к БПОИ через два устройства параллельного обмена. Связь с компьютером осуществляется с помощью шин “Вход X1...X10”, “Вход Y1...Y10”, “Разряд Q1...Q6” и сигналов “Требование А”, “Ввод данных”.

По шинам “Вход X1...X10” и “Вход Y1...Y10” компьютер устанавливает координаты контролируемой точки. На шине “Разряд Q1...Q6” присутствует шестиразрядный двоичный код яркости (амплитуды видеосигнала), соответствующий элементу разложения, установленному координатами (X) и (Y). На шине “Разряд Q1...Q6” устанавливается код (Q) после каждого совпадения текущих координат с установленными кодами (X) и (Y). При этом каждый вновь установившийся код (Q) относится к предыдущему моменту совпадения кодов.

Временные диаграммы, поясняющие формирование кода (Q) и работу БПОИ с компьютером, приведены на рис. 3. Время задержки установления кода (Q) относительно момента совпадения текущих координат с заданными кодами (X) и (Y) не более 600нс. Каждая установка кода (Q) на шине “Разряд Q1...Q6” сопровождается формированием высокого уровня сигнала “Требование А”, информирующего компьютер о разрешении установления новых координат (X) и (Y). Каждая установка кодов координат, производимая по инициативе компьютера, сопровождается сигналом “Ввод данных”, устанавливающим сигнал “Требование А” в низкий уровень до появления нового кода (Q). Таким образом, с помощью СТЗ производится ввод информации об объекте в память компьютера.

Для выполнения своего функционального назначения СТЗ робота в общем случае должна обеспечивать:

- восприятие оптического сигнала и формирование изображения;
- предварительную обработку изображения в целях ослабления влияния шумов, улучшения контрастности, коррекции искажений, сжатия информации и т. д.;
- описание изображений: расчет их геометрических и иных характеристик, вычисление классифицирующих признаков, определение местоположения и ориентации;

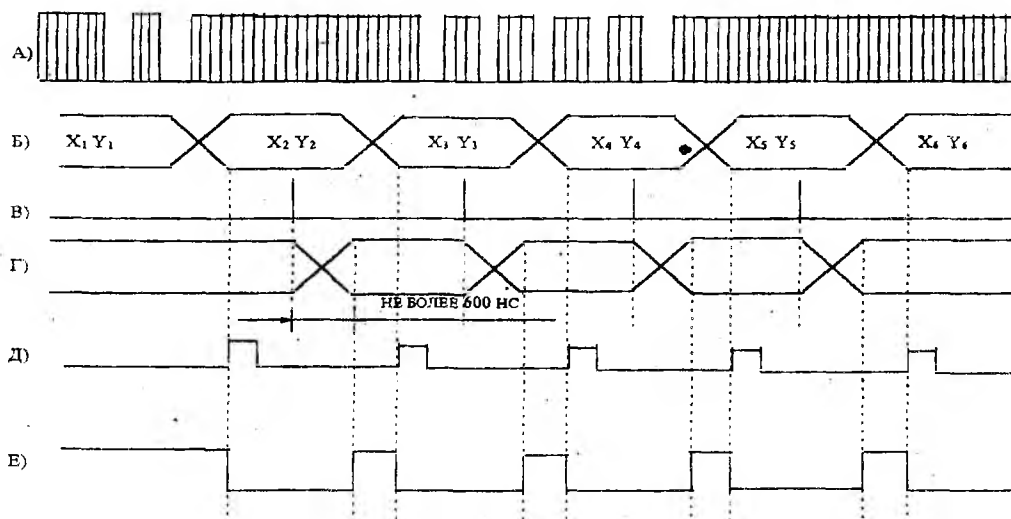


Рис. 3

- анализ изображения с распознаванием образов или классификацией объектов;
- передачу полученных результатов в систему управления робота.

Применение СТЗ в составе разработанного робототехнического комплекса позволяет поставить ряд новых задач:

- 1) Анализ конфигурации и формы объектов в рабочем пространстве робота, включая:
  - исследование методов дискретизации изображений и методов фильтрации шумов, разработка алгоритмов обработки дискретных изображений;
  - исследование методов анализа статических и динамических производственных ситуаций;
  - исследование методов выделения признаков изображений;
  - исследование и разработка методов идентификации и классификации изображений, в том числе на основе методов нейронных сетей;
  - исследование и разработка алгоритмов анализа производственных ситуаций при статическом и динамическом расположении камеры (нескольких камер) СТЗ.
- 2) Создание систем поддержки и принятия решений для роботизированных комплексов, в том числе:
  - исследование методов представления технологических знаний и разработка экспертных систем на основе анализа производственных ситуаций;
  - разработка систем автоматической генерации производственных планов в статических и динамических рабочих пространствах.

**Список литературы:** 1. Якушев, ов Ю.Г. Техническое зрение роботов. М: Машиностроение, 1990. 265 с.

Харьковский государственный технический университет радиотехники

Поступила в редколлегию 12.06.01

**ОБЕСПЕЧЕНИЕ СТОЙКОСТИ ШИФРА DES К АТАКАМ  
ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНОГО КРИПТОАНАЛИЗА.  
ПЕРЕКРЫТИЕ ИТЕРАТИВНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ОБНУЛЯЮЩЕГО ТИПА  
И ЧЕТЫРЕХЦИКЛОВЫХ ИТЕРАТИВНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК**

Идея построения  $S$ -блоков для шифра DES, обеспечивающих его устойчивость к атакам линейного и дифференциального криптоанализов (ЛК и ДК), сегодня уже не нова [1,2,5,6,10]. В этой работе мы хотим представить новую версию решения этой задачи применительно к ДК. Стимулом к появлению и формированию излагаемого подхода стали некоторая незавершенность известных результатов в этом направлении и новые соображения, появившиеся в процессе изучения принципов защиты шифра DES от атак ЛК, изложенные в работе [11].

Напомним, что основой реализации атак линейного и дифференциального криптоанализов является использование линейных либо дифференциальных характеристик (ЛХ и ДХ), описывающих прохождение через циклы шифрования специфических открытых текстов (шайнтекстов) или пар шайнтекстов, с помощью которых можно ставить и решать задачи криптоанализа со сложностью меньшей, чем прямой перебор ключей (атаки грубой силы). В работе [11] рассмотрены принципы построения ЛХ шифра DES, основанные на изучении графов переходов. Здесь мы хотим развить эту же идею применительно к построению и оценке вероятностей ДХ. Все дело в том, что между ДХ и ЛХ шифра DES существует простая и однозначная связь, которая заключается в том, что дифференциальные характеристики могут рассматриваться как обратное (с точки зрения направления переходов) отображение линейных аппроксимационных характеристик. В работе [12] эта особенность отмечена указанием на то, что в дифференциальных характеристиках свободной является левая часть, в то время как в линейных – правая. Имеется также еще одно существенное отличие в образовании линейных и дифференциальных характеристик. Оно заключается в том, что в построении дифференциальных характеристик участвуют не маски, а реальные значения входов и выходов  $S$ -блоков. Поэтому, если в линейных характеристиках маски входов отдельных  $S$ -блоков могут принимать произвольные значения (в том числе содержать входные биты  $S$ -блоков, не задействованных в переходе, и поэтому нельзя по входной маске определить активизируемые  $S$ -блоки), то в дифференциальных характеристиках композиции входных битов однозначно определяют  $S$ -блоки, участвующие в характеристике. Итеративные дифференциальные характеристики для шифра DES, построенные в соответствии с отмеченной идеей, для числа циклов не превышающего 10, изображены на рис. 1.

Отметим еще раз, что общей методологической основой формирования (исследования) условий повышения сопротивляемости шифра DES к атакам ДК и ЛК, является выполнение требований к  $S$ -блокам, сформулированных разработчиками стандарта [5,14]. В работе [2] было уже показано, что большинство из этих требований (6 из 8-ми) направлено именно на защиту от атак ДК. Здесь мы напомним эти требования в редакции работы [14]:

1. Каждый  $S$ -блок имеет 6 входных и 4 выходных бита;
2. Нет выходного бита  $S$ -блока, который может быть связан функцией близкой к линейной с входными битами;
3. Если зафиксированы самый левый и самый правый входные биты  $S$ -блока и изменяются четыре его средних бита, то каждый из возможных 4-битовых выходов получается точно один раз ( $S(x) \neq S(x \oplus 0abcd0)$  для любых  $a, b, c$  и  $d, abcd \neq 0000$ );
1. Если два входа  $S$ -блока отличаются точно одним битом, то выходы должны отличаться не менее чем в двух битах;
4. Если два входа  $S$ -блока отличаются точно в двух средних битах, то выходные биты должны отличаться не менее чем двумя битами ( $S(x) \neq S(x \oplus 001100)$ );
5. Если два входа  $S$ -блока отличаются своими первыми двумя битами и имеют совпадающими два последних бита, то выходные биты не должны быть теми же самыми ( $S(x) \neq S(x \oplus 11ef00)$  для любых  $e$  и  $f$ );
6. Для любых ненулевых 6-битовых различий между входами не более чем 8 из 32 пар входов могут показывать одни и те же выходные различия;
8. Критерий, подобный седьмому, должен выполняться и в случае трех активных  $S$ -блоков.

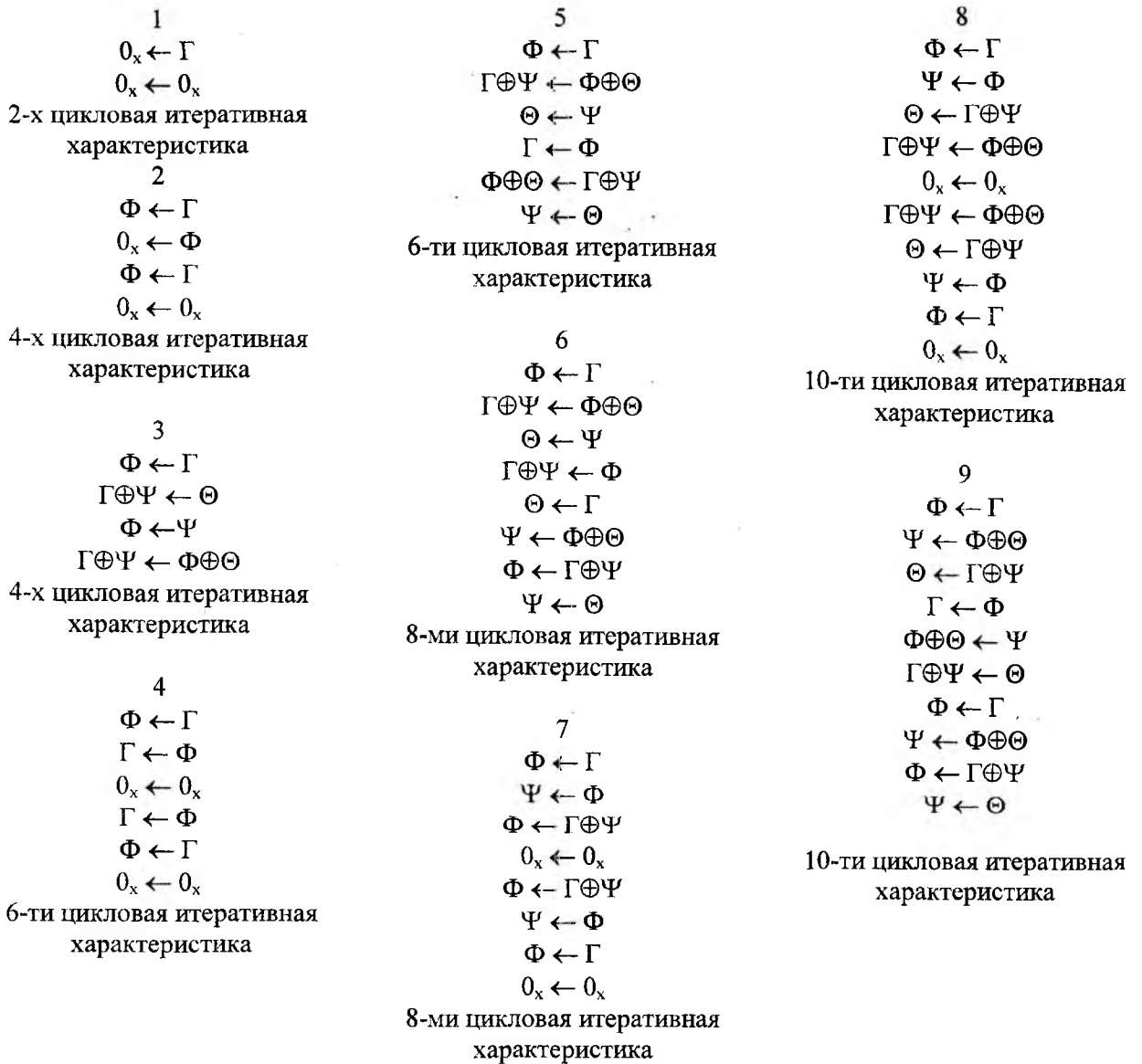


Рис. 1

В работе [2] сделан вывод, что на время появления стандарта его действительно можно было считать неуязвимым к атакам ДК. Однако, разработанный позднее Эли Бихамом и Ади Шамиром метод ДК [12,13] позволил осуществить атаку на 16-цикловый DES со сложностью меньшей прямого перебора всех ключей (атаки "грубой силой"). Ограничений к отбору  $S$ -блоков, предложенных разработчиками стандарта, уже оказалось недостаточно для защиты от этой атаки. Об этом свидетельствуют и расчеты, приведенные в работе [2]. Последующие исследования, как уже было отмечено выше, позволили определить дополнительные ограничения к отбору  $S$ -блоков, позволяющие повысить сопротивляемость шифра DES атакам ДК.

Задачей настоящей работы и является более строгое обоснование необходимых дополнительных ограничений.

### 1. Обеспечение сопротивляемости атакам ДК с использованием итеративных характеристик обнуляющего типа

Самыми опасными для атак ДК, как следует из результатов анализа и расчетов [2], являются итеративные дифференциальные характеристики обнуляющего типа. Так в [2] названы характеристики, строящиеся с помощью "обнуляющего" разностного преобразования, при котором ненулевая разность на входе цикловой функции  $F$  преобразуется в нулевую разность на ее выходе. Этому случаю соответствуют характеристики под номерами 1 и 2, представленные на рис. 1. В работе [2] показано, что атаки ДК на одноблочные и двухблочные характеристики этого типа разработчики стандарта перекрыли с помощью выполнения при отборе  $S$ -блоков требований 3 и 6 (см. критерии отбора  $S$ -

блоков стандарта, представленные выше). Однако для перекрытия атаки Бихама на характеристики обнуляющего типа с числом  $S$ -блоков большим 2, ограничений использованных разработчиками уже оказывается недостаточно. В атаке используется 13-цикловая ДХ на циклах со 2-го по 14-й с последующей  $2R$ -атакой на 15-м и 16-м циклах. При этом первый цикл подбирается специальным образом. Сама 13-цикловая характеристика строится, как уже отмечалось выше, путем итеративного повторения шести с половиной раз трехблочной двухциклового итеративной ДХ обнуляющего типа. Эли Бихам и Ади Шамир обнаружили две трехблочные итеративные ДХ обнуляющего типа, имеющие вероятность  $p_T = \frac{1}{234}$ , что привело к вероятности всей 13-циклового характеристики, равной

$$(p_T)^{\frac{n-4}{2}} = p_T^6 = 2^{-47.2}.$$

Этот результат позволил Эли Бихаму, имея  $\approx 2^{48}$  отобранных открытых текстов, предложить процедуру определения ключей шифрования, которая оказалась менее сложной, чем их прямой перебор. И здесь мы подходим к обоснованию первого из дополнительных критериев отбора  $S$ -блоков для шифра DES, которое мы сформулируем в виде Условия 1.

**Условие 1 (У-1).** Для защиты от атак ДК на основе использования итеративных двухциклового ДХ обнуляющего типа с числом активных  $S$ -блоков в двух циклах, меньшем восьми, необходимо и достаточно, чтобы дополнительно к требованию 6 разработчиков стандарта  $S$ -блоки не имели переходов в ноль еще для четырех входов:  $32_x, 36_x, 3A_x, 3E_x$  ( $S(x) \neq S(x \oplus 11ef10)$ ).

Отметим, что к этому же ограничению пришли (по времени, как оказалось, раньше нас) и корейские ученые [5].

Справедливость утверждения У-1 легко устанавливается из анализа табл. 3 нашей работы [2], в которой показано участие  $S$ -блоков в формировании входной разности для трехблочной характеристики.

Заметим также, что уже для пятиблочной итеративной ДХ обнуляющего типа в самом благоприятном для криптоаналитика случае, когда обнуляющие переходы через все активные  $S$ -блоки имеют максимальную вероятность  $\frac{16}{64}$  (в соответствии с требованием 7 разработчиков стандарта), получаем граничное значение вероятности для всей 13-циклового ДХ

$$\left[ \left( \frac{16}{64} \right)^5 \right]^6 = 2^{-60}.$$

Таким образом, выполнение требований разработчиков стандарта 3, 6 и 7 и дополнительного ограничения У-1 позволяет сделать характеристики 1 и 2 (рис. 1) нереализуемыми.

## 2. Обеспечение сопротивляемости атакам ДК, использующим четырехциклового итеративные ДХ без тождественных циклов

Рассмотрим теперь возможности проведения атаки с использованием ДХ, составленных из четырехциклового итеративных характеристик, представленных под номером 3 на рис. 1.

Здесь нас должны интересовать ДХ с общим числом активных  $S$ -блоков, приходящихся на итеративную характеристику, не превышающим восьми, так как для 13 циклов результирующие вероятности для ДХ, составленных из четырехциклового ДХ с восемью и девятью  $S$ -блоками, будут ограничены следующими значениями:

$$\left[ \left( \frac{16}{64} \right)^8 \right]^3 \cdot \left( \frac{16}{64} \right)^2 = 2^{-50}, \quad \left[ \left( \frac{16}{64} \right)^9 \right]^3 \cdot \left( \frac{16}{64} \right)^2 = 2^{-58}.$$

Рассмотрим сначала ДХ минимального типа. Таковыми мы будем называть ДХ, которые строятся с использованием минимального числа битов входов и выходов для задействованных  $S$ -блоков. В этом случае каждому символу характеристики 3 (рис. 1) можно поставить в соответствие один бит (входа или выхода)  $S$ -блока. Сразу отметим, что в рамках принятых обозначений входов и выходов задействованных  $S$ -блоков наряду с характеристикой 3 (рис. 1) можно рассматривать еще несколько

вариантов четырехцикловых ДХ, которые вместе с исходной представлены на рис. 2. Рассмотрим отдельно каждую из этих характеристик.

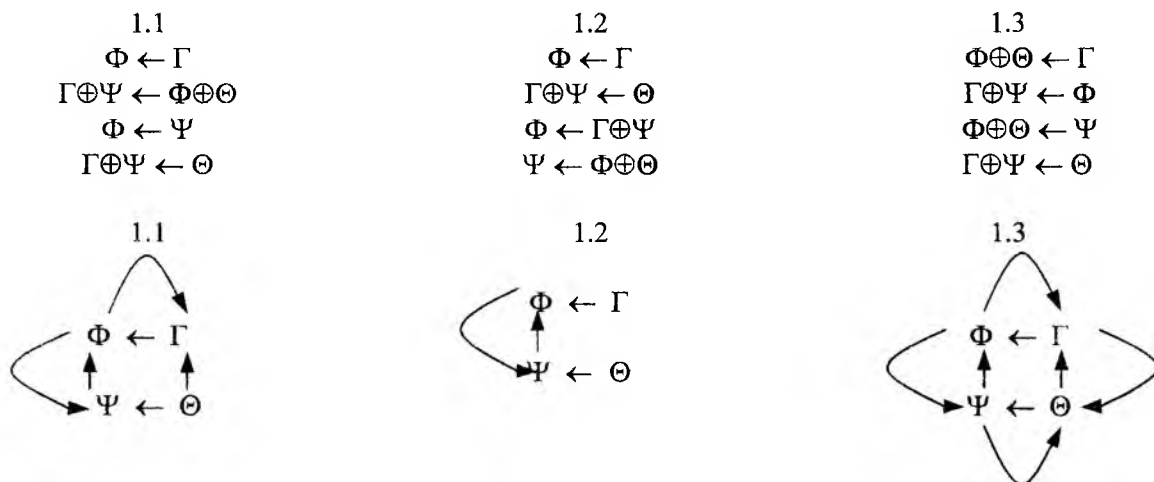


Рис. 2

Для ДХ минимального типа 1.1 (рис. 2) входы  $\Gamma$ ,  $\Psi$  и  $\Theta$  – однобитные. Из допустимости перехода  $\Gamma \oplus \Psi \leftarrow \Theta$ , очевидно, следует считать допустимыми и переходы  $\Gamma \leftarrow \Theta$  и  $\Psi \leftarrow \Theta$ . В результате мы приходим к графу переходов для рассматриваемой характеристики, представленному под соответствующим номером на рис. 2. Подчеркнем здесь, однако, что для рассматриваемой ДХ это совсем не означает, что должен быть допустимым и переход  $\Gamma \oplus \Psi \leftarrow \Phi$ .

Аналогичные рассуждения приводят к графам переходов других вариантов характеристик минимального типа, также изображенным под соответствующими номерами на рис. 2. Примеры построения характеристик с графами переходов 1.1, 1.2 изображены на рис. 3.

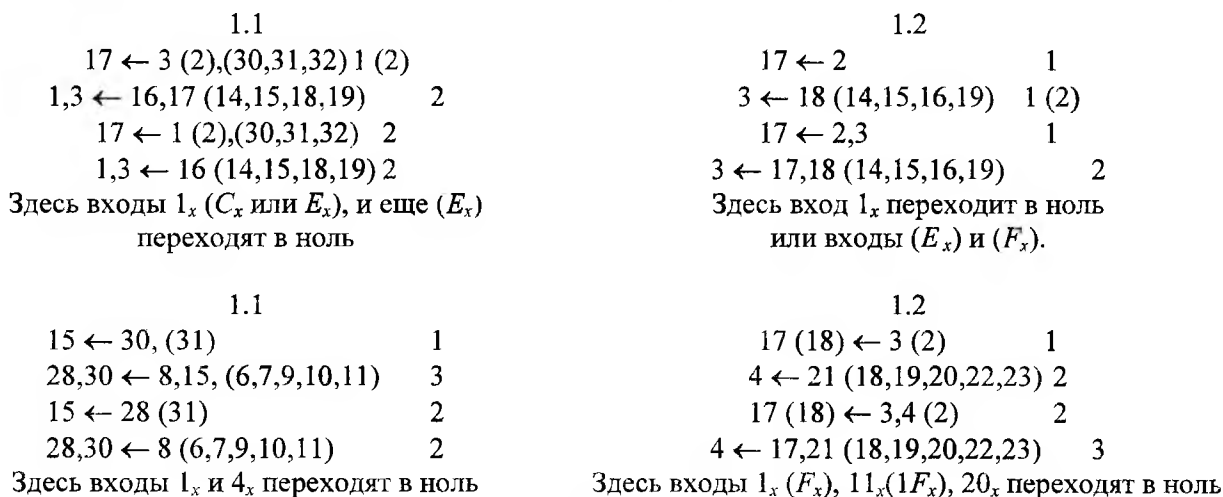


Рис. 3

Все характеристики на этом рисунке представлены как в минимальном изображении, так и в случае использования дополнительных битов входов (в скобках).

На рис. 4 приведены примеры четырехцикловых характеристик неминимального типа, которые содержат дополнительные биты не только входов, но и выходов задействованных  $S$ -блоков.

Покажем, что в построении всех приведенных на рис. 3 ДХ минимального типа принимают участие  $S$ -блоки с однобитными переходами и (или) нулевыми выходами

Рассмотрим сначала характеристику 1.1 (рис. 2). Очевидно, что для двух одинаковых однобитных выходов  $\Phi$  такой характеристики минимального типа соответствующие им однобитные входы  $\Gamma$  и  $\Psi$  должны быть различными входами в одни и те же (идентичные)  $S$ -блоки, которые своими совпадающими (однобитными) выходами  $\Phi$  инициируют вход промежуточного цикла, формирующего в свою очередь различные однобитные ненулевые входы  $\Gamma$  и  $\Psi$  соответствующих циклов. Учитывая  $P$ -

перестановку, используемую в стандарте, в один и тот же  $S$ -блок можно попасть различными битовыми входами только из двух  $S$ -блоков. Следовательно, переходы  $\Gamma \oplus \Psi \leftarrow \ominus$  и  $\Gamma \oplus \Psi \leftarrow \Phi \oplus \ominus$  – как минимум двухбитные, и тогда однобитный вход  $\ominus$  непременно должен быть общим входом двух смежных (соседних)  $S$ -блоков.

1.1		1.1	
(17) 18 $\leftarrow$ 3 (5),(2,6,7)	2	(15) 17 $\leftarrow$ 3 (2),32	1 (2)
3,4 $\leftarrow$ 21 (23),(19,20,22)	2	1,3 $\leftarrow$ (15) 16,17 (14,18,19)	2
(17) 18 $\leftarrow$ 4 (5),(2,6,7)	2	(15) 17 $\leftarrow$ 1 (2),32	2
3,4 $\leftarrow$ (17) 18,21 (23),(19,20,22)	3	1,3 $\leftarrow$ 16 (14,18,19)	2

Рис. 4

Убедимся теперь в том, что и один из двух циклов с совпадающими выходами  $\Phi$  также будет двухбитным. Действительно, для однобитных циклов необходимо, чтобы их входы  $\Gamma$  и  $\Psi$  были внутренними битами (одним из двух) шестибитных входов  $S$ -блоков этих циклов. На рис. 5 представлены все возможные варианты однобитных входов в  $S$ -блоки, активизирующие двухбитные входы одного и того же  $S$ -блока следующего цикла (переход  $\Gamma \oplus \Psi \leftarrow \ominus$ ).

Как следует из приведенных данных, во всех случаях один или оба бита для всех возможных вариантов двухбитных выходов (входов) не удовлетворяют указанному выше условию. Поэтому, как минимум один из двух циклов с переходом в  $\Phi$  является двухбитным. В результате, если рассматриваются ДХ минимального типа, то общее число активных  $S$ -блоков, приходящихся на четырехцикловую ДХ, может быть самое меньшее равным семи, причем, один из двухбитных циклов ( $\Gamma \oplus \Psi \leftarrow \ominus$  или  $\Gamma \oplus \Psi \leftarrow \Phi \oplus \ominus$ ) строится с использованием двух однобитных переходов, а второй ( $\Phi \leftarrow \Gamma$  или  $\Phi \leftarrow \Psi$ ) – наряду с однобитным переходом содержит и переход в ноль (один из выходов двух  $S$ -блоков цикла с единственным битом выхода будет нулевым).

4 или 5 $\Rightarrow$ $\begin{cases} 17,18 \\ 28,31 \\ 13,17 \end{cases}$	8 или 9 $\Rightarrow$ $\begin{cases} 16,18 \\ 28,30; \\ 13,16 \end{cases}$	12 или 13 $\Rightarrow$ $\begin{cases} 24,26 \\ 16,20; \\ 20,24 \end{cases}$
16 или 17 $\Rightarrow$ $\begin{cases} 25,26 \\ 1,3 ; \\ 20,25 \end{cases}$	20 или 21 $\Rightarrow$ $\begin{cases} 4,8 \\ 25,29; \\ 3,4 \end{cases}$	24 или 25 $\Rightarrow$ $\begin{cases} 29,32 \\ 11,12 ; \\ 4,7 \end{cases}$
28 или 29 $\Rightarrow$ $\begin{cases} 21,22 \\ 12,15; \\ 5,7 \end{cases}$	32 или 1 $\Rightarrow$ $\begin{cases} 5,9 \\ 15,17. \\ 21,23 \end{cases}$	

Рис. 5

Следовательно, общей особенностью характеристик 1.1 минимального типа является использование при их построении  $S$ -блоков с однобитными переходами и переходов одного бита входа в ноль (как показывает анализ, переходы в ноль будут характерными во многих случаях и для другой пары циклов четырехцикловой характеристики). Но в соответствии с требованиями 3 и 4 разработчиков стандарта переходы одного бита входа в один бит выхода и одного бита входа в ноль для  $S$ -блоков запрещены. Поэтому четырехцикловые характеристики типа 1.1 минимального типа для шифра DES нереализуемы.

Если рассматривать характеристики типа 1.1 неминимального типа, то из приведенных примеров (рис. 3, рис. 4) видно, что для большинства из них также оказывается характерным использование переходов в ноль, для которых соответствующие ограничения разработчиков стандарта делают их нереализуемыми (вероятности этих характеристик оказываются равными нулю). В то же время все же имеется возможность (за счет свободы в выборе входов и выходов  $S$ -блоков) построить четырехцикловые характеристики, использующие переходы в ноль, не попадающие под ограничения разработчиков стандарта. При этом можно получить и характеристики, не использующие однобитные переходы. Для характеристик 1.1 мы в лучшем случае приходим как минимум к восьмибитным характери-

стикам, все циклы которых содержат пары  $S$ -блоков. Примеры построения таких характеристик представлены на рис. 6.

$$\begin{array}{l}
 1 \\
 8 \leftarrow 16 (14,15,17,19) \quad 2 \\
 16,18 \leftarrow 8,9 (6,7,10,11) \quad 2 \\
 8 \leftarrow 18 (14,15,17,19) \quad 1(2) \\
 16,18 \leftarrow 9 (6,7,10,11) \quad 2 \\
 \text{Здесь входы } 20_x (F_x) \text{ и еще } (F_x) \\
 \text{переходят в ноль} \\
 2 \\
 24 \leftarrow 11 (10,13,14,15) \quad 1(2) \\
 11,12 \leftarrow 24,25 (22,23,26,27) \quad 2 \\
 24 \leftarrow 12 (10,13,14,15) \quad 2 \\
 11,12 \leftarrow 25 (22,23,26,27) \quad 2 \\
 \text{Здесь входы } (1C_x) \text{ и } 20_x (3C_x) \text{ переходят в ноль}
 \end{array}$$

Рис. 6

Как следует из приведенных примеров, характеристики минимального типа и здесь нереализуемы. В то же время, при использовании дополнительных битов входов действительно можно получить  $S$ -блоки с нулевыми выходами (входы  $F_x$  для характеристики 1 (рис. 6) и входы  $1C_x$  и  $2C_x$  для характеристики 2 (рис. 6)) для входов, куда попадают биты иницирующие разные строки таблицы подстановок  $S$ -блоков. Соответственно, дополнительные биты входов позволяют уйти и от однобитных переходов.

Чтобы определить дополнительные ограничения для таких характеристик заметим, что общей особенностью всех четырехцикловых характеристик является то, что они содержат пары  $S$ -блоков, для которых побитовая сумма по модулю 2 входов равна 1 или 2, т.е.  $W(\alpha_1 \oplus \alpha_2) = 1$  или  $W(\alpha_1 \oplus \alpha_2) = 2$ , в то время как соответствующие выходы  $S$ -блоков совпадают:  $\beta_1 = \beta_2 = \beta$ . Поэтому для перекрытия четырехцикловых характеристик, не попадающих под ограничения разработчиков стандарта, предлагается ввести следующее, на наш взгляд, достаточно мягкое условие.

**Условие 2 (У-2)** (условие перекрытия четырехцикловых итеративных характеристик). Элементы таблицы дифференциальной разности каждого  $S$ -блока, для которых  $W(\alpha_1 \oplus \alpha_2) = 1$  или  $W(\alpha_1 \oplus \alpha_2) = 2$ , при этом  $\beta_1 = \beta_2 = \beta$ , должны подчиняться следующему ограничению:

$$NS_k(\alpha_1, \beta) \cdot NS_k(\alpha_2, \beta) \leq 160,$$

где  $W(a)$  – вес по Хэммингу числа  $a$ ;  $\beta$  – выходная 4-битная разность;  $\alpha_1, \alpha_2$  – входные 6-битные разности;  $NS_k(a, b)$  – число случаев, когда разность  $a$  на входе  $k$ -го  $S$ -блока переходит в выходную разность  $b$ .

Этому условию удовлетворяют не менее двух пар  $S$ -блоков для любой характеристики 1.1 минимального типа, содержащей не менее 8 активных  $S$ -блоков (в которой отсутствуют нулевые выходы  $S$ -блоков с однобитными входами). В результате приходим к вероятности 13-цикловой характеристики, равной

$$\left[ \left( \frac{16}{64} \right)^4 \cdot \left( \frac{160}{64^2} \right)^2 \right]^3 \cdot \left( \frac{16}{64} \right)^2 = 2^{-56}.$$

Теперь кратко остановимся на особенностях четырехцикловых характеристик остальных типов, поскольку приведенные выше рассуждения в значительной степени справедливы и для них. Характеристики вида 1.2 (рис. 2) минимального типа могут быть построены с использованием минимум пяти активных  $S$ -блоков, как это показано на рис. 3 (здесь при построении характеристики используются внутренние биты 6-битного входа  $S$ -блока). Нетрудно убедиться, что характеристики этого вида (с пятью активными  $S$ -блоками) и в неминимальном представлении используют нереализуемые однобитные переходы и переходы в ноль (они строятся с использованием циклического перехода). Нам не

удалось построить характеристик вида 1.2 неминимального типа, выходящих за ограничения разработчиков стандарта. Однако, как видно из представленных примеров и вида самой характеристики, представленной на рис. 2, для пар  $S$ -блоков, образующих циклы этой характеристики, выполняется ограничение У-2.

Отдельно следует отметить еще один тип характеристики 1.2 специфического вида, представленный на рис. 7.



Рис. 7

На этом же рисунке приведен пример построения подобной характеристики. Ее особенностью является переход одного из битов самого в себя. Можно убедиться, что такие характеристики и неминимального типа в каждом из циклов имеют  $S$ -блок с нулевым выходом. Эти итеративные характеристики и минимального (с шестью  $S$ -блоками) типа, и неминимального (с восемью  $S$ -блоками) типа подпадают под ограничение У-2 и поэтому опасности не представляют.

Что касается характеристики вида 1.3 (рис. 2), то из графа переходов для этой характеристики следует, что для ее осуществления должен одновременно выполняться целый набор циклических переходов. Анализ показывает, что для шифра DES этот набор переходов просто совместно неосуществим.

Таким образом, атаки ДК, использующие четырехцикловые итеративные характеристики, на алгоритм DES с таблицами, отобранными по требованиям разработчиков стандарта и дополнительному условию У-2, оказываются более сложными, чем прямой перебор ключей и, следовательно, становятся бессмысленными.

Остается заметить, что вероятность получения четырехциклового характеристики с максимальными значениями вероятностей переходов сразу для всех активных  $S$ -блоков оказывается чрезвычайно малой. Поэтому с большой долей уверенности можно сказать, что  $S$ -блоки, отобранные только по критериям разработчиков стандарта, окажутся стойкими к ДК на основе четырехцикловых итеративных дифференциальных характеристик.

**Список литературы:** 1. Лисицкая И.В., Головашич С.А., Олейников Р.В. Построение таблиц подстановок для стандарта шифрования данных // Проблемы бионики. 1999. Вып 50. С. 185–194. 2. Долгов В.И. Лисицкая И.В., Головашич С.А. Принципы защиты алгоритма DES от атак дифференциального криптоанализа // Радиотехника. 2000. № 113. С. 148–157. 3. Lysytska I.V., Koriak A.S., Golovashich S.A. The selection criteria of random substitution tables for symmetric enciphering algorithms // Abstracts of XXVI<sup>th</sup> General Assembly. Toronto, Ontario Canada. August 13–21. 1999. P. 204. 4. Долгов В.И., Лисицкая И.В., Головашич С.А. Обеспечение стойкости DES-подобных алгоритмов шифрования к атакам линейного криптоанализа при использовании подстановок случайного типа // Радиотехника. 2000. Вып 114. С. 39–46. 5. K. Kim, S. Park, S. Lee. Reconstruction of  $s^2$ DES S-boxes and their Immunity to Differential Cryptanalysis // Pros. of 1993 Korea-Japan Joint Workshop on Information Security and Cryptology (JW-ISC'93). Oct. 24–36. Seoul. 1993. 6. L. R. Knudsen. Iterative Characteristics of DES and  $s^2$ DES // Proc. of Crypto'92. UCSB. 1992. 7. K. Kim, S. Lee and S. Park. Necessary Conditions to Strengthen DES S-boxes against Linear Cryptanalysis // Pros. of SCIS'94. Biwako. Japan. P. 1–11. Jan.27–29. 1994. 8. K. Kim. Construction of DES-like S-boxes Based on Boolean Function Satisfying the SAK // Pros. Of Asiacypt'91. P. 59–72. Fujiyoshida. Japan. 1991. 9. K. Kim, S. Lee, S. Park and D. Lee. DES can be Immune to Linear Cryptanalysis // Workshop Record of SAC '94 (Selected Areas in Cryptography) May 5–6. Queen's Univ. Canada. 1994. 10. K. Kim, S. Lee, S. Park. How to Strengthen DES against Two Robust Attacks // Joint Workshop on Information Security and Cryptology Inuyata. Japan. January 24–25. 1995. 11. Лисицкая И.В., Бондаренко А.С., Колыбельников А.И. Обеспечение стойкости шифра DES к атакам линейного криптоанализа // Радиотехника. 2001. № 119. С. 45–55. 12. E. Biham, A. Shamir. Differential Cryptanalysis of the full 16-round DES // Technical Report. Computer Science Department. Technion. Israel. 1993. 13. E. Biham, A. Shamir. Differential Cryptanalysis of the Data Encryption Standard // Springer Verlag, Berlin. 1993. 14. B. Schneier Applied Cryptography. Second Edition: protocols, algorithms, and Source code in C // Published by John Wiley & SonS. Inc. New York: Chichester Brisbane Toronto Singapore. 1996. 758 p.

## НЕИНВАЗИВНЫЙ КОМПЬЮТЕРНЫЙ ЭЛЕКТРОГАСТРОЭНТЕРОГРАФ

Непрерывный мониторинг эвакуаторной функции органов желудочно-кишечного тракта (ЖКТ) у больных в послеоперационный период является нерешенной задачей. Для оценки двигательной активности в клинической практике используют различные методы лучевой диагностики, которые не являются безопасными как для пациентов, так и для медперсонала. В то же время методы, использующие имплантированные в стенки органов ЖКТ электроды для измерения миоэлектрической активности, подходят скорее для научных экспериментов, чем для повседневной практики. Поэтому авторами данной статьи предложен метод мониторинга сократительной функции этих органов, который пригоден к использованию в условиях стационара.

Электрофизиологические методы представляются более перспективными, однако близость спектральных составляющих при одноканальной регистрации осложняет их раздельное получение и интерпретацию [1].

Авторами разработан, изготовлен и в условиях палаты интенсивной терапии апробирован комплекс новых клиничко-физиологических приборов, лишенный отмеченных недостатков. Созданный комплекс предназначен для неинвазивного исследования электрической активности нервно-мышечных структур разных отделов ЖКТ у больных в обычных клинических условиях посредством наложения электродов на поверхность тела, а именно, на конечности (таким образом реализуется т. н. периферическая электрогастрография ЖКТ [2]).

Функциональная схема этого прибора под названием «Универсальный, компьютерный электрогастроэнтерограф» (КЭГТ-4) приведена на рис. 1. Прибор вообще не имеет широкополосных усилителей, а состоит из общего фильтра низких частот (ФНЧ) и 4-х узкополосных резонансных фильтров (Ф1...Ф4), имеющих общий биполярный вход. Достоинства такой схемы входа прибора, отличной от типовой ЭГС-4М, в том, что существенно снижено влияние артефактов.

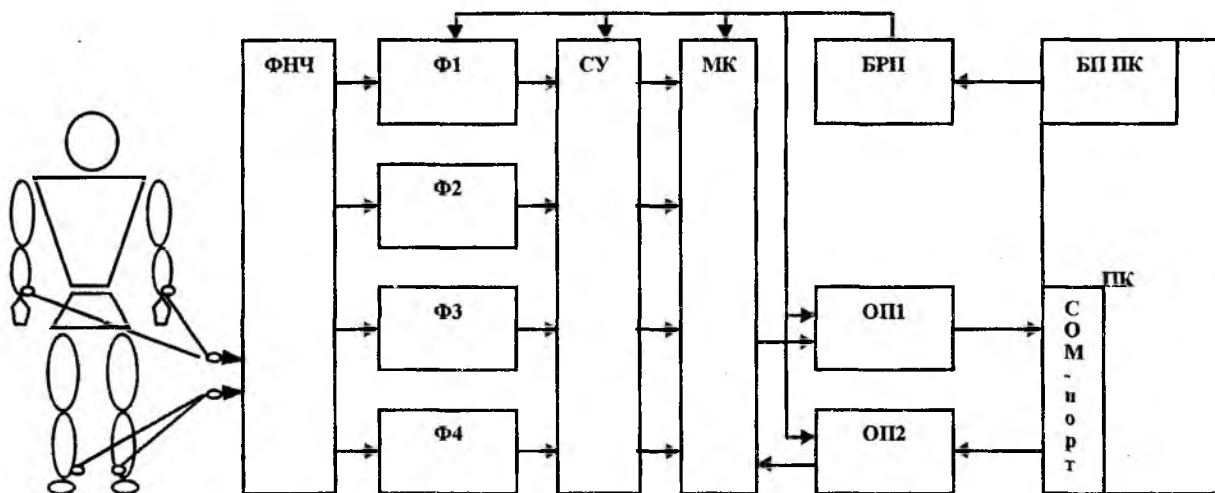


Рис. 1

ФНЧ – низкочастотный фильтр; Ф1...Ф4 – узкополосные резонансные фильтры;  
 СУ – согласователь уровня; МК – микроконтроллер; ОП1, ОП2 – оптоизоляторы;  
 БРП – блок гальванической развязки питающих напряжений;  
 БП ПК – блок питания персонального компьютера.

Коэффициент усиления примененных резонансных фильтров при средней добротности 10 составляет  $10^4$ . Уровень собственных шумов составляет 0,1 мкВ. Высокая чувствительность обусловлена крайне узкой полосой пропускания фильтров (в области максимального коэффициента передачи). Канал усиления обеспечивает чувствительность электрофизиологических приборов на таких узкополосных фильтрах гораздо выше, чем при использовании широкополосных малошумящих усилителей, как это реализуется в стандартных приборах.

Каждый фильтр подключен к соответствующему входу согласователя уровня (СУ), выполняющего функции изменения выходных сигналов фильтров под динамический диапазон АЦП микрокон-

троллера, а также преобразования их из двуполярных в однополярные. Для разделения каналов по времени используется RISC-микроконтроллер фирмы Atmel AT90S4433, который программно и аппаратно позволяет производить: съём, накопление и элементарную цифровую обработку сигналов.

Микроконтроллер (МК) осуществляет опрос четырех аналоговых входов и формирование цифровых кодов канальных сообщений. С выхода МК коды этих сообщений передаются через оптоизолятор (ОП1) в последовательный порт компьютера. Компьютер накапливает данные измерений, производит их обработку и поканальное отображение. Минимальные требования к компьютеру следующие: IBM PC XT-совместимость, MS DOS 3.0 и выше, свободный COM-порт, объем накопителя на жестком магнитном диске определяется длительностью записи и рекомендуется не менее 20 Мбайт.

Для обеспечения электробезопасности пациента используются оптопары и развязывающий трансформатор питания. Электрогастроэнтерограф отвечает требованиям электробезопасности медицинской аппаратуры [3].

С помощью предлагаемого аппарата можно одновременно и независимо друг от друга выделять и регистрировать гастрограмму, дуоденограмму, энтерограмму и колограмму. В отличие от обычных многоканальных приборов (электрокардиографов, миографов и энцефалографов), у которых все каналы практически идентичны, КЭГГ-4 имеет четыре независимых различных канала, каждый из которых настроен на резонансные частоты медленных волн (МВ) соответствующего органа ЖКТ. Принципиальное отличие прибора, предложенного для гастроэнтерологического мониторинга в клиниках, защищено патентом Украины на изобретения [4].

Высокая избирательность и возможность одновременной на разных каналах регистрации электрических сигналов, специфичных для разных участков ЖКТ, облегчает последующую обработку данных и расширяет возможности электрогастроэнтерографии. Эти особенности дают возможность уже в процессе записи без вычислений быстро оценивать непрерывно изменяющееся состояние нервно-мышечных динамик органов под влиянием различных раздражителей (биостимуляции электрическими воздействиями и/или возбуждающими перистальтику препаратами).

Мониторинг перистальтики ЖКТ состоит из нескольких этапов. Подготовительный этап начинается с размещения регистрирующих электродов на нижних и верхних конечностях больного. Для регистрации применяются электроды от стандартных кардиографов, однако с целью снижения помех от поляризации электродов (процесс поляризации носит колебательный характер с частотами 0,01 – 0,5 Гц), что проходит в полосе регистрируемого сигнала, рекомендуем применять хлорсеребряные электроды. Для улучшения гальванического контакта между кожей и поверхностью электродов активную поверхность электродов покрывают тонким слоем электродной пасты<sup>1</sup>. Уверенный гальванический контакт необходим для пропускания низких частот сигнала.

На рис. 2 показана электрогастроэнтерограмма больной Л. 37 лет на первые сутки после операции ваготомии до введения серотонина-адипината. На рис. 3 представлена электрогастроэнтерограмма той же больной на первые сутки после операции ваготомии после введения серотонина.

Исследование начинается с изучения спонтанной биоэлектрической активности органов ЖКТ. Для этого оценивают амплитуды колебаний в регистрируемых сериях, их периоды, изменчивость амплитуды и фазы. Сравниваются моменты появления серий и максимумов активности в разных отделах ЖКТ по времени и фазе между собой. По этим данным определяют направление распространения волн возбуждения и формы перистальтической активности в каждом органе ЖКТ.

В раннем послеоперационном периоде у большинства больных исходная активность прооперированного органа незначительна, и сократительные структуры не функционируют. Поэтому детальная обработка результатов предварительного исследования не столь важна. Тем не менее исходные данные до операции необходимо регистрировать у каждого больного. В дальнейшем они определяют тактику коррекции и служат индивидуальной мерой эффективности при электростимуляции или при введении препаратов.

---

<sup>1</sup> Состав и способ приготовления электродной пасты для электрогастрографов: карбоксилметилцеллюлоза (КМЦ) 15,5 г ТУ 481-62 очищенная; аммоний хлористый 50 г ГОСТ 3773 – 72; вода дистиллированная 20 мл ГОСТ 6709 – 72; глицерин 75 г ГОСТ 6259 – 75; вещество вспомогательное (полиэтиленгликоль) ОП10 или ОП7 0,5 г ГОСТ 8433 – 81. Взвесьте необходимое по рецепту количество КМЦ, залейте ее соответствующим количеством дистиллированной воды (оставьте в плотно закрытой посуде). Затем последовательно взвешивайте аммоний хлористый, глицерин и ОП10 и вводите в гель КМЦ при тщательном перемешивании [1].

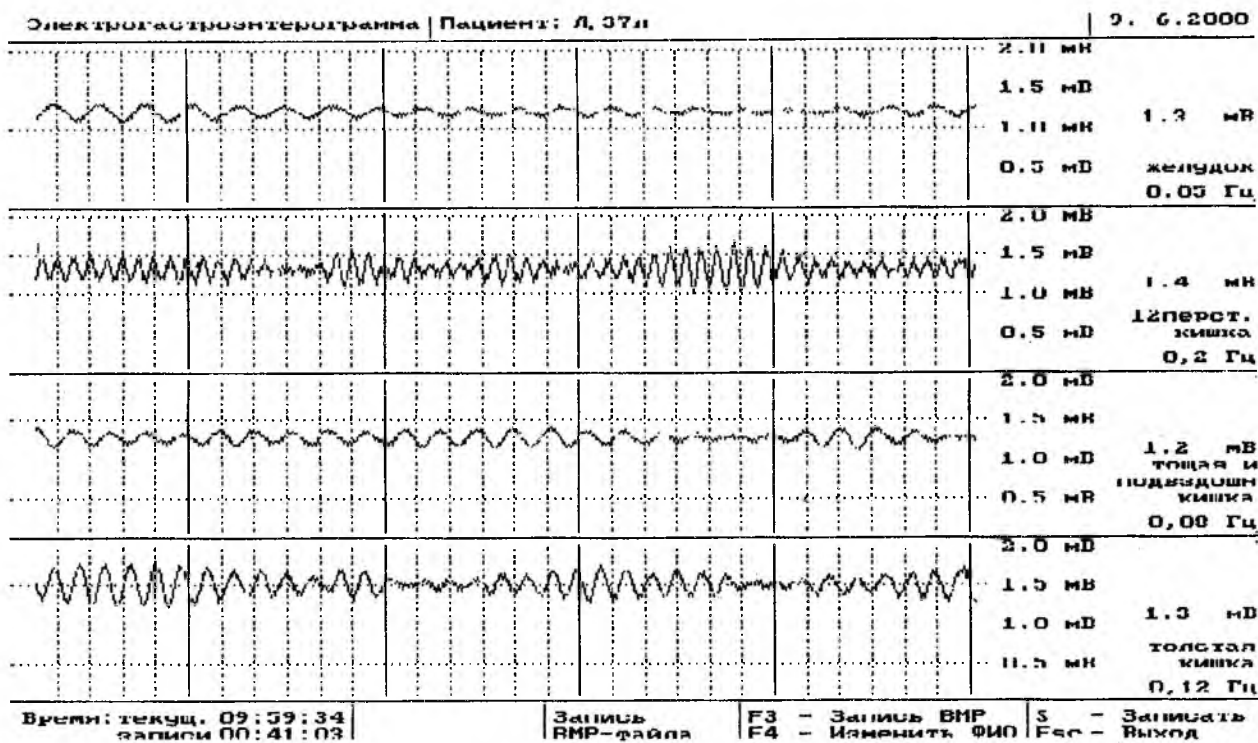


Рис. 2

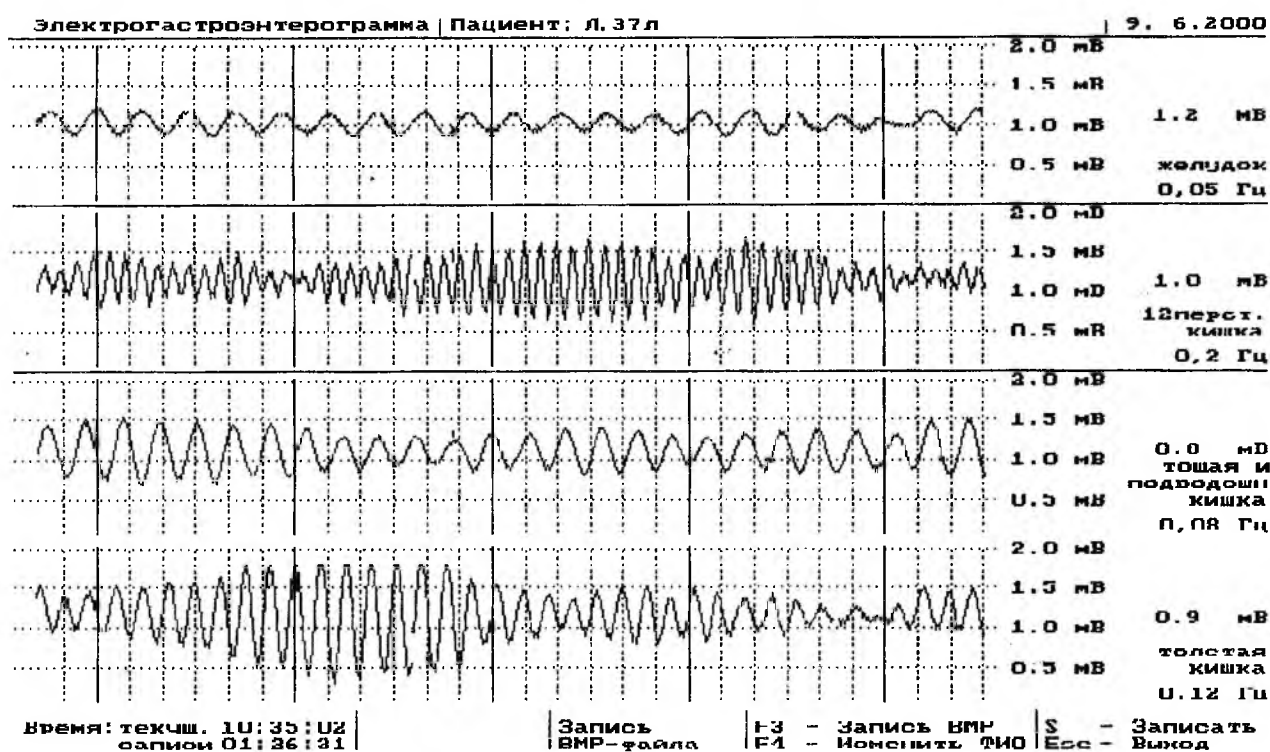


Рис. 3

Длительность предварительного исследования определяют из того, что период МВ желудка составляет 20 с и является наиболее длительным из всех органов ЖКТ. Поэтому, чтобы зарегистрировать только одну серию его спонтанных импульсов, нужно несколько минут. Следовательно, для формирования полной картины о ритме работы желудка продолжительность предварительной регистрации должна быть не менее 20 мин. Если ритмическая активность крайне мала, что часто наблюдается в раннем послеоперационном периоде, то длительность предварительной записи можно сократить до 5...7 мин. Затем приступают к диагностике состояния каждого отдела ЖКТ больного. Целью

диагностики является выявление и оценка способности нервно-мышечных структур к изменению состояния, а также оценка интенсивности функции органов. Для этого, не прекращая регистрацию электрической активности, к больному подключают электростимулятор ЖКТ либо вводят предписанный препарат (например, серотонин [5]).

Наличие четких реакций на стимуляцию в каналах КЭГГ-4 (рис. 2 и 3) и свидетельствует о сохранении, работоспособности и готовности нервно-мышечных структур приступить к координированной сократительной активности. Это означает, что в результате анестезиологического и хирургического вмешательства в ЖКТ у больного нарушена только функция механизма, активизирующего возбудимые образования пищеварительной системы, или снижена чувствительность электровозбудимых элементов.

Последнем показателем, который используется для характеристики состояния нервно-мышечных структур органов ЖКТ, является их способность сохранять новое состояние, которое они приобрели в результате стимуляции. В процессе исследования этот показатель определяется по разнице между амплитудами записанной биоэлектрической активности до стимуляции и после.

### **Выводы**

1. Разработанный метод предварительной фильтрации при помощи узкополосных фильтров, согласованных со спектрами динамик отдельных органов ЖКТ имеет высокую защищенность от артефактов и шумов.

2. Разделение каналов во времени и передача цифровых данных через последовательный оптический канал позволяет одновременно наблюдать активность основных органов ЖКТ.

3. Схемотехнические приемы, положенные в основу электрогастроэнтерографа, позволяют изготавливать недорогие и простые в использовании приборы.

**Список литературы:** 1. Инструкция по эксплуатации электрогастрографа ЭГС-4М / Моск. завод электро медицинской аппаратуры «Эма», 1983г. 2. Васильев В.А., Попова Т.С., Тронская Н.С. Оценка двигательной активности органов желудочно-кишечного тракта // Рос. журнал гастроэнтерологии, гепатологии, колопроктологии. 1995. №4. С. 48-54. 3. ГОСТ 12.2.025-76. Изделия медицинской техники. Электробезопасность. Введ. 01.01.96. М.: Изд-во стандартов, 1981. – 28 с. 4. Пат. 99074009 Украины, МКВ А 61 В 5/05. Универсальный энтерогастрограф/ Хаджіев О.Ч., Лупальцов В.І., Лагутін М.Ф., Ягнюк А.І., Кузін А.І., Оразкулієва Л.Ч.; Харк. держ. мед. ун-т; Заявл. 13.07.99; Дата прийняття рішення 09.02.2000. 11с. 5. Пат. 2000063603 Украины, МКВ А 61 В 5/05. Спосіб оцінки функціонального стану шлунково-кишкового тракту/ Хаджіев О.Ч., Лупальцов В.І., Сімоненков О.П., Кузін А.І.; Харк. держ. мед. ун-т; Заявл. 21.06.2000, 6с. Дата прийняття рішення 09.11.2000, 6с.

*Харьковский государственный технический университет радиотехники*

*Поступила в редколлегию 2.07.01*

## ОСОБЕННОСТИ ПРИМЕНЕНИЯ ТЕХНИЧЕСКИХ СРЕДСТВ В МЕДИЦИНЕ

Медицина как отрасль человеческих знаний относится как к науке, так и к искусству. Это связано с тем, что в медицинской практике многие явления не находят рационального объяснения, а еще более их число непредсказуемо. Медицинская информация не может иметь совершенную форму, и ей не может быть сообщена четкая структура. Не может быть построен универсальный диагностический (терапевтический) алгоритм, учитывающий все возможные нюансы конкретного случая. Как наука, медицина руководствуется методом, как искусство – интуицией. Имеет ли одна из сторон преимущество перед другой? Мнения различны. В работе [1] утверждается: «Попытка заменить интуицию теоретическими знаниями, методическим, возможно, полным исследованием несостоятельна». С другой стороны, еще С.П.Боткин считал интуицию неосознанной, своего рода «инстинктивной» и, поэтому, низшей, т.е. недостаточно развитой формой мышления врача.

В современной инженерии знаний познавательная деятельность человека представляется как результат диалектического единства логического и интуитивного начала. Подтверждением этого в медицине является использование, например, диагностических алгоритмов: чем строже и логичнее алгоритм, тем большего искусства, интуиции, инстинкта требуется для его реализации на практике. Соответственно, чем более диагностика строится на интуиции, тем больше требуются систематизированные знания для достижения успеха такой диагностики. Кроме интеллектуальных качеств, знания методов и проявления интуиции, медицина обязывает врача иметь высокий уровень нравственного развития.

Чтобы разобраться во всем комплексе инженерных проблем, связанных с проведением экспериментальных исследований биообъектов, интерпретацией результатов и принятия решений, необходимо знать все особенности взаимосвязей в аспекте «исследователь – биологический объект» (И – БО). При решении медицинских задач в качестве исследователя выступает врач, а остальные элементы системы должны обеспечивать оптимальные условия для функционирования этого звена и достижения поставленной задачи (целевой функции).

Звено И – БО представляет собой пример специализированной диалоговой подсистемы, в которой оба элемента биологического происхождения. Элемент БО является источником информации и объектом для воздействия со стороны другого элемента И. Элемент И отвечает за прием и анализ информации, а также за выработку решений по воздействию на БО. Можно выделить четыре основные функции, выполняемые в звене И–БО: проведение исследовательских процедур по оценке характеристик и отдельных показателей жизнедеятельности биообъекта; анализ информации с целью формирования у элемента И представления о мгновенном состоянии исследуемого объекта и выработке прогноза его развития; принятие элементом И решения о способе управления состоянием биообъекта; воздействие на исследуемый биообъект с целью изменения его состояния в нужном направлении.

На рис.1, а приведена обобщенная схема взаимосвязей между исследователем и биообъектом. Составными элементами системы являются технические средства диагностики (ТСД), технические средства воздействия (ТСВ), технические средства управления системами (ТСУС), технические средства замещения функций (ТСЗФ), технические средства анализа информации (ТСАИ), технические средства наблюдения исследователя (ТСНИ). Сложность взаимосвязей между исследователем и биообъектом приводит к мысли о необходимости рассмотрения биомедицинской техники различного назначения как подсистемы в некоторой кибернетической системе, предназначенной для исследования состояния биообъекта и управления этим состоянием.

Применительно к задачам медицинского характера назначение такой системы определится как диагностика и лечение заболеваний человека. Такая система (рис.1б) по своим функциональным элементам напоминает систему автоматического регулирования. Элемент БО в системе соответствует объекту регулирования и представляет собой, в свою очередь, сложную многоконтурную систему регулирования с контурами  $S_i R_i$ , которая в обычных условиях в состоянии ликвидировать возмущения, вызываемые факторами внешней среды, и гарантирует постоянную функциональную способность БО -  $X_{БО}$ . Возмущающие факторы внешней среды (ВС) могут иметь, например, социальный или психологический характер, но могут быть травмами или инфекционными процессами. Возмущающие факторы могут быть связанными с нарушениями функционирования в отдельных подсистемах  $S_i R_i$ . Если внешние возмущающие воздействия превышают определенную пороговую величину, зависящую от показателя эффективности функционирования, элемент БО приобретает неустойчивость, функциональная способность  $X_{БО}$  изменяется. С помощью методов исследования (МИ) исследователь

(И) получает информацию о функциональной способности, состоянии систем БО и факторах окружающей среды. Эта информация сопоставляется в памяти исследователя с предполагаемой концептуальной моделью о БО, а результат сравнения представляет собой логический диагноз (ЛД), в соответствии с которым вырабатываются рекомендации по управлению БО. С помощью методов воздействия (МВ) – физических, химических, ручных и технических – элемент БО снова возвращается к требуемому уровню функционирования. При необратимых изменениях функционирования полностью или частично могут быть заменены подсистемы  $S_iR_i$ . Используя модель рис.1б, можно отразить назначение и функции биомедицинской техники различных классов.

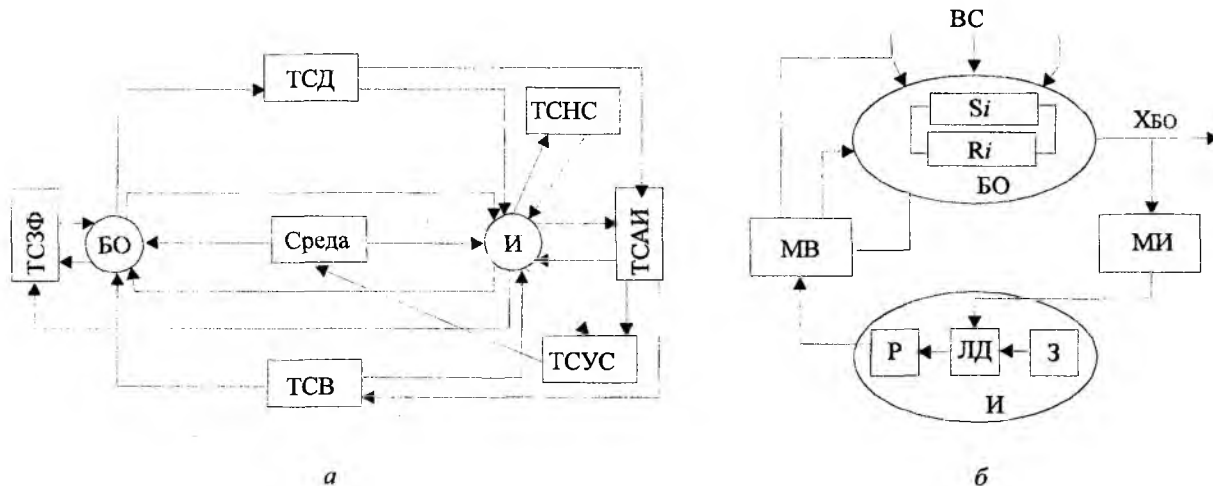


Рис. 1

Из всех действий врача – диагностика, назначение и проведение лечения – личное общение с больным наиболее привлекательное среди инженеров. Именно в диагностике возможно широкое применение вычислительной техники. Можно выделить две основные трудности, стоящие перед диагностикой: лавинообразное увеличение объекта научной информации; необходимость решения задачи более ранней и точной диагностики и распознавания предрасположения к болезни у практически здоровых людей.

Решение второй задачи – компетенция врачей. Решение первой – не столько врачей, сколько специалистов по программному обеспечению, информационным, интеллектуальным системам.

Однако для врача и инженера исходной информацией являются результат измерения медико-биологического показателя. От качества получения измерительной информации о состоянии БО, ее обработки и представления исследователю зависят суждения исследователя о функциональных возможностях БО, что определяет выработку исследователем рекомендаций по управлению, и в конечном счете определяет способность всей системы выполнять свое назначение.

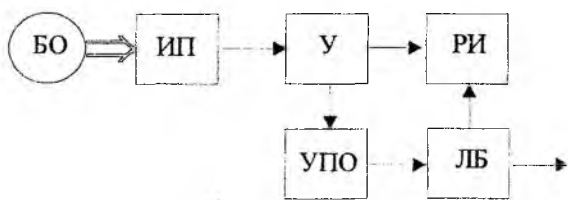


Рис. 2

В общем случае функциональная схема канала измерений [2] приведена на рис.2. Кроме объекта исследования БО в состав канала входят измерительный преобразователь (ИП) и усилитель (У).

При изучении основных источников ошибок, сопровождающих процесс выполнения измерения, необходимо кроме преобразований, осуществляемых в технических блоках канала измерения, учитывать относительность и неполноту наших знаний о функционировании исследуемого биообъекта. Задачей любых измерений является оценка состояния объекта в целом либо его некоторой функциональной способности. Состояние (а также та или иная способность) определяется некоторым “функциональным уровнем”, который выражается совокупностью существенных переменных: медико-биологических показателей и физиологических процессов. Показатели и процессы проявляются через определенные физические процессы и переменные порождающих полей, на которые и реагируют измерительные преобразователи. Таким образом, полная цепочка этапов, связывающая состояние БО с результатом диагноза, может быть отражена в виде схемы, представленной на рис. 3. Блок “Модификатор” отражает возможные преобразования порождающего поля в ИП, а блоки “Симптомокомплекс” и “Диагноз” введены для учета этапов формирования совокупности

параметров, описывающих исследуемую систему, и принятия решения о ее состоянии.

На схеме рис.3 указаны также основные источники ошибок, которые необходимо учитывать при проведении исследования [3]. Прежде всего это возможные неконтролируемые изменения состояния объекта в течении обследования. Эти изменения могут проявляться в изменении уровня функционирования. Кроме того, необходимо учитывать, что один и тот же функциональный уровень может обеспечиваться при различных значениях существенных переменных (ошибки в оценке функционального уровня).



Рис. 3

Существенные переменные проявляются в порождающих полях различной физической природы, и степень выражения этих переменных в различных физических явлениях и процессах также различна. Поэтому возникает источник ошибок, отражающий взаимосвязи между физиологическими процессами и медико-биологическими показателями, с одной стороны, и физическими процессами и их характеристиками, с другой. Следующий источник отражает ошибки, возникающие в измерительном преобразователе, и связанные с возможными модификациями порождающего поля и преобразованиями параметров поля в электрический сигнал. Электрические сигналы обрабатываются в устройствах первичной обработки с целью получения количественных оценок параметров. Этот этап сопровождается ошибками реализации алгоритмов обработки. Источники ошибок могут сопровождать также этапы формирования симптомокомплекса и диагноза – ошибки функциональной связи параметров и ошибки реализации алгоритмов диагностики.

При формировании симптомокомплекса кроме параметров, получаемых при анализе электрических сигналов ИП, необходимо учитывать параметры, получаемые исследователем (врачом) при использовании нетехнических средств исследования, – за счет опроса, осмотра, прослушивания пациента и т.д. Для отражения этого этапа в схему введен блок оценки таких качественных параметров, получение которых сопровождается ошибками субъективного восприятия.

В свете вышесказанного, внедрение технических средств в процесс постановки диагноза и определения функционального состояния человека является сложным и требующим применения компьютерных средств и предполагает анализ всех возможных факторов, влияющих на элементы системы "исследователь-биологический объект".

Список литературы: 1. Тарасов К.Е., Великов В.К., Фролова А.И. Логика и семиотика диагноза. М.: Медицина, 1989. 272 с. 2. Попечителей Е.П. Инженерные аспекты медико-биологических исследований. Л.: ЛЭТИ, 1985.. 78 с. 3. Моделирование физиологических систем организма / Под ред. Б.В.Петровского. М.: Медицина, 1981. 248 с.

**СПЕЦІАЛІЗОВАНІ ПРОГРАМНІ ЗАСОБИ ДЛЯ МОНІТОРИНГОВОГО ДОСЛІДЖЕННЯ СТАНУ КІСТКОВОЇ СИСТЕМИ НАСЕЛЕННЯ**

Функціональні можливості організму людини у великій мірі визначаються станом опорно-рухового апарату, основою якого є кісткова система. Кістка як орган значно впливає на загальний обмін речовин, оскільки її складова – кісткова тканина є найвагомим резервом мінеральних речовин у організмі людини, динамічною системою, чутливою до дії різних регуляторних та контролюючих механізмів, екзогенних та ендогенних (у тому числі екологічних) впливів. Негативні екологічні зміни призводять до порушення кісткового метаболізму та патологічних змін, які у кінцевому рахунку підвищують ризик втрати працездатності та рівень інвалідизації населення. Наявність у зовнішньому середовищі остеотропних речовин призводить до суттєвих змін у кістковій тканині: зменшення інтенсивності мінералізації та ремоделювання у кістках.

За результатами епідеміологічних досліджень стану кісткової системи людини, які проводились в Україні у 1991-1995 рр., встановлено, що частота захворювань кістково-м'язової системи серед населення, яке проживало в зонах радіаційного забруднення після аварії на ЧАЕС, збільшилась у 4 рази, причому, одним з типових патологічних порушень є пострадіаційний остеопенічний синдром з подальшим розвитком системного остеопорозу [1]. Патологічні зміни у кістках виникають не тільки при перебуванні на забрудненій території, але й при вживанні радіаційно забруднених продуктів харчування з утворенням в організмі людини джерела вторинного опромінення.

Слід зазначити, що систематичні моніторингові дослідження населення України з метою виявлення системного остеопорозу різної етіології не проводяться, хоча зрозуміло, що при існуючому в Україні техногенному навантаженні ризик виникнення цієї патології зростає. Відсутні узагальнені статистичні дані для молодшої групи населення, хоча відомо, що остеопороз у всьому світі "помолодшав" внаслідок поширення серед молоді шкідливих звичок (паління, алкоголізму тощо). Враховуючи необхідність обстеження найбільш вразливих категорій населення (дітей, пацієнтів, які постраждали внаслідок екологічного забруднення), потрібно запроваджувати найменш шкідливі методики моніторингового дослідження кісток.

Відомо, що у всьому світі для діагностики остеопорозу широко використовуються ультразвукові кісткові денситометри, які є найбезпечнішими для організму, але в Україні вони майже відсутні з причин значної вартості. Крім того, ці пристрої розраховані лише на дорослий контингент, а отримані за їх допомогою діагностичні показники порівнюються зі статистичними нормативами для інших регіонів, не враховуючи даних по нашій державі. Недоліком такої діагностики є також "прив'язка" вимірювань до певної ділянки тіла (п'ятки, передпліччя). З цих причин перевага віддається рентгенодіагностичним пристроям – рентгенівським денситометрам. Вони забезпечують найкращу діагностичну стану периферичного кістяку без зайвого променевого навантаження, але, на жаль, за ціною також недосяжні для української медицини.

Компромісним рішенням цієї проблеми є впровадження нових технічних та інформаційних засобів у традиційну рентгенологію. За цих умов рентгенологічне обстеження населення з метою виявлення системних патологічних змін у кістковій системі стане доступним та дасть можливість вчасно вжити профілактичні заходи.

Відомо, що стандартним рентгенологічним дослідженням при метаболічних захворюваннях кістяку є рентгенографія обох кистей у прямій проекції. Оскільки кисть є частиною периферичного кістяку, створюються найкращі фізико-технічні передумови для рентгенівських досліджень: при рентгенографії кисті променеве навантаження на пацієнта найменше, до того ж виключається можливість суперпозиції тіней поряд розташованих об'єктів. З точки зору діагностики найбільш показовими є трубчасті кістки кисті (метакарпальні), оточені шаром м'язових тканин малої товщини. За їх рентгенівським зображенням (РЗ) діагностуються не тільки системні захворювання кістяку, але й хвороби ендокринної, травної та нервової системи.

Нині найбільш доступним способом кількісної оцінки ступеню втрати кісткової маси є визначення морфометричних індексів за рентгенограмою другої метакарпальної кістки. Серед них відомі кортико-діафізарний метакарпальний індекс Barnett-Nordin, індекс Exton, індекс Головенка та ін., які відображають ступінь дистрофічних змін у кортикальній тканині діафізу метакарпальної кістки внаслідок різноманітних метаболічних порушень.

Найбільш розповсюдженим способом вимірювання морфометричних розмірів кісток є візуальний, а засобом аналізу при визначенні точок відліку є зоровий аналізатор, чутливість якого змінюється в залежності від особливостей психофізіологічного сприйняття рентгенолога. Крім того, результати вимірювань за традиційними плівковими рентгенограмами залежать від їх якості (вибору експозиції, умов проявки та ін.). З цих причин іноді виникає необхідність повторного рентгенологічного дослідження з накопиченням дозового навантаження на пацієнта, що неприпустимо для дітей та пацієнтів, які раніше зазнали радіаційного опромінення.

Зменшення дозового навантаження можна досягти шляхом використання пристроїв для малодозової цифрової рентгенографії, які створюються на основі безплівкових позиційно-чутливих детекторів рентгенівського випромінювання [2]. Такі детектори є більш чутливими порівняно з традиційними рентгенологічними плівками (див. табл.). Їх застосування дозволяє зменшити потужність випромінювання, чим значно знижується променеве навантаження на пацієнта. Крім цього, впровадження позиційно-чутливих детекторів надає нові технічні можливості, а саме безпосередній запис зареєстрованої інформації на пристрій пам'яті для подальшої програмної обробки.

Таблиця

Тип пристрою для реєстрації рентгенівського зображення	Чутливість, $R^{-1}$	Доза у площині приймача, мкР / кадр
Екран підсилюючий вольфрамовий ЭУ-В2 + плівка	800	1200
Екран підсилюючий іттрієвий ЭУ-ИЗ + плівка	1600	600
Лінійна матриця кремнієвих детекторів 1200 пікселів	2500	500
Лінійна матриця ксенонових детекторів 600 пікселів	3000	330
Екран гадолінієвий + оптика + ПЗЗ-матриця 1200 x 1200 пікселів	1000-500	1000-2000
Повномасштабна матриця на основі аморфного кремнію 2048 x 2048 пікселів	3500-4000	300-250

Перспективним напрямком у цифровій рентгенографії є застосування рентгеночутливих матриць на основі пристроїв з зарядовим зв'язком (РПЗЗ-матриць). На їх основі створюються найсучасніші комп'ютеризовані рентгенодіагностичні комплекси.

Авторами була досліджена можливість використання дентального комп'ютерного радіовізіографу IRIX-70 (Франція) з метою отримання РЗ кісток кисті. Цей комплекс функціонує у Харківському обласному спеціалізованому диспансері радіаційного захисту населення. Дозове навантаження на пацієнта при обстеженні на IRIX-70 на 90% менше, ніж при звичайній рентгенографії. Параметри джерела рентгенівського випромінювання та приймального пристрою комплексу IRIX-70, побудованого на базі РПЗЗ-матриці, дозволяють отримати РЗ кісток кисті, яке формується у вигляді цифрового зображення і представляється графічним файлом формату \*.TIFF або \*.JPG. Нами була використана форма запису у форматі \*.TIFF, який забезпечує зберігання графічної інформації без втрат, одночасно дозволяючи її ущільнення при зберіганні.

За допомогою комплексу IRIX-70 було здійснено контрольну зйомку фантому трубчастої кістки (алюмінієвої трубки зі співвідношенням діаметрів  $d/D=0,5$ ), після чого у тому ж режимі було зареєстровано якісне безплівкове РЗ діафізу другої метакарпальної кістки клінічно здорової людини. Для порівняння безплівкового РЗ з традиційним плівковим була здійснена одночасна рентгенографія обох об'єктів. Рентгенограму виконано на рентгенівській плівці Retina з підсилюючим екраном за допомогою рентгенівського апарату MED X 50F фірми MEDICOR (Угорщина). Експозиція при рентгенографії : 46 кВ – 0,20 с – 200 мА. Рентгенограму відскановано на сканері AGFA Arcus II у режимі "transparent" з розрізняювальною здатністю 600 dpi.

Для подальшого аналізу всі комп'ютерні РЗ (як безплівкові, так і відскановані плівкові) були представлені у вигляді растрових файлів формату .BMP.

Якщо провести аналіз розподілу яскравості комп'ютерного РЗ у зоні інтересу, то можна отримати криву розподілу яскравості зображення, яка відображає фактичний розподіл оптичної щільності рентгенограми, тобто є денситограмою. Для аналізу РЗ та побудови денситограм було створено спеціальний програмний засіб "X-Rays", який дозволяє визначити абсолютне значення розподілу градацій сірого у фрагменті зображення, що аналізується.

Здійснено порівняльний аналіз денситограм трубчастого алюмінієвого фантому, отриманих за безплівковим РЗ (рис. 1, а) та плівковим РЗ (рис. 1, б). Цей аналіз проводився з урахуванням результатів моделювання процесу проходження рентгенівського випромінювання через ідеальну трубчасту

циліндричну структуру [3], за якими отримано критерії для визначення розмірів – зовнішнього та внутрішнього діаметрів.

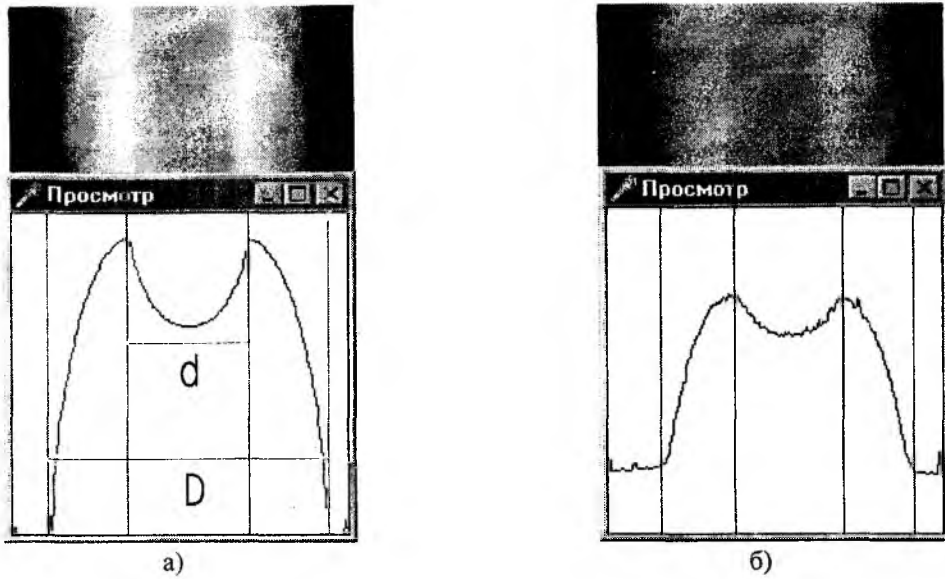


Рис. 1

При аналізі безплівкового РЗ трубчастого фантому отримано денситограму, яка є монотонною та за формою повністю співпадає з теоретично передбаченою [3], натомість денситограма, побудована за плівковим РЗ, відрізняється від теоретичної значним рівнем фону, флуктуаціями, наявністю плавного переходу у критичних точках та амплітудного обмеження. Це обумовлено властивостями самого плівкового РЗ (менша контрастність, наявність фонового зображення та структурних неоднорідностей плівки тощо), тому аналіз денситограми за плівковим РЗ має проводитись після здійснення операції її згладжування.

За критичними точками денситограм (рис. 1) було визначено розміри  $d$  та  $D$  фантому у пікселях, після чого обчислено їх співвідношення  $d / D$ . Воно склало для денситограми за безплівковим РЗ – 0,463, для денситограми за плівковим РЗ – 0,428 при істинному значенні 0,5, при цьому відносна похибка становила відповідно 7,4% та 14,4%, з чого видно, що похибка при визначенні істинних розмірів фантому за безплівковим РЗ вдвічі менша, ніж за плівковим РЗ.

Виявлено, що після згладжування денситограми, отриманої за плівковим РЗ, вказані вище відмінності її форми значно менше впливають на точність визначення співвідношення  $d / D$ : замість значення 0,428 з відносною похибкою 14,4% отримано значення 0,455 з похибкою 9%.

Проведено порівняння денситограм другої метакарпальної кістки, отриманих за безплівковим РЗ (рис. 2, а) та плівковим РЗ (рис. 2, б). Аналіз цих денситограм проводився з урахуванням математичної моделі діафізу метакарпальної кістки [3].

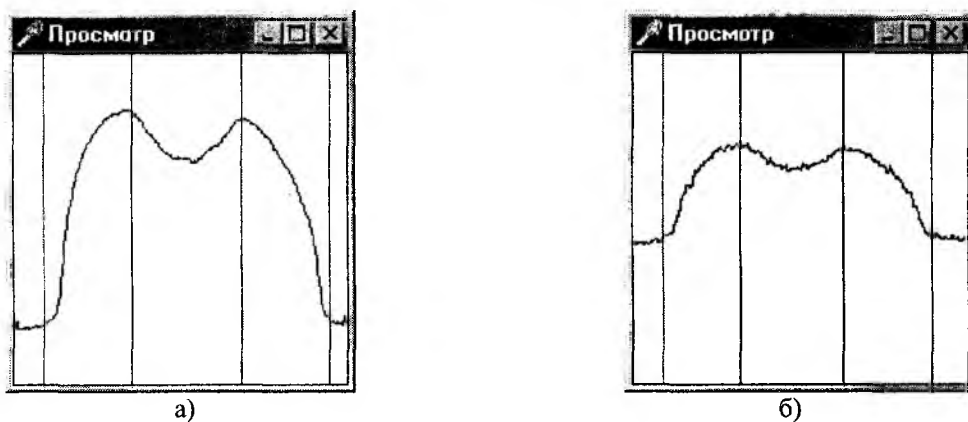


Рис.2

Зважаючи на те, що застосування локальної малодозової цифрової рентгенографії, на відміну від класичної рентгенографії кисті, значно обмежує не тільки дозу, але і область опромінення кисті, необхідну для визначення метакарпальних індексів, значні переваги має РЗ, отримане за допомогою рентгеночутливої ПЗЗ-матриці, яке до того ж дозволяє більш точно визначити морфометричні розміри кістки.

Використаний для аналізу денситограм програмний засіб "X-Rays" реалізує набір стандартних вимірювань, що застосовуються у рентгенівській морфометрії, з подальшим визначенням метакарпальних індексів Barnett-Nordin та Головенка.

Впровадження створеного програмного засобу у комплексі з малодозовою рентгенографією надасть можливість проведення не тільки спеціальних, а і моніторингових досліджень стану кісткової системи людини.

**Список літератури:** 1. *Остеопороз на Украине* / В.В.Поворознюк, Е.П.Подрушняк, Е.В.Орлова, И.Д.Коштура, Е.И.Баяндина. К.:1995. 48 с. 2. *Блинов Н.Н., Блинов Н.Н. (мл.), Ставицкий Р.В.* Оценка дозы облучения пациентов при рентгенографии на отечественных рентгенодиагностических комплексах // *Медицинская физика*. 1999. №6. С.18-25. 3. *Анализ рентгенограммы метакарпальной кости кисти в диагностике остеопороза* / Л.А. Аверьянова, А.И. Бых, В.М. Головенко, С.А. Кривцов, О.В. Скляр, О.И. Скляр, Е.П. Шармазанова / В кн.: *Итоги работы за 1998-1999 гг. и задачи университета на 1999-2000*. Харьков: ХТУРЭ. 2000. С.157-160.

*Харківський державний технічний університет  
радіоелектроніки*

*Поступила до редколегії 27.02.2001*

## СОДЕРЖАНИЕ

<i>Приветствие ректора</i> .....	3
<i>К 55-летию начала подготовки инженерных кадров по радиотехнике в г. Харькове (1946-2001 г.г.)</i> .....	4
<i>Лучанинов А.А., Коновольцев А.А., Лучанинов Ю.А., Омаров М.А., Шокало В.М. Алгоритм анализа эквидистантной решетки ленточных микрополосковых излучателей произвольной геометрии, адаптированной к расчету крупноапертурных антенн с нелинейными элементами.</i> 4. Результаты решения тестовых задач .....	8
<i>Волосюк В.Г. Синтез нелинейной функции принятия решений фильтра-классификатора для сигнала, отраженного от слабоконтрастного протяженного объекта в слоистой среде</i> .....	12
<i>Минервин Н.Н. Алгоритмы и точность оптимальных оценок параметров сигнала при преобладающем влиянии случайных флуктуаций закона их фаз</i> .....	16
<i>Минервин Н.Н., Кузнецов А.Л. Алгоритмы, точность оценивания и мера разрешающей способности несущей частоты и скорости ее изменения при использовании когерентной пачки импульсов</i> .....	21
<i>Бавыкина В.В., Кащеев Б.Л., Коваль Ю.А., Кундюков С.Г., Леман Ю.А., Нестеренко Г.В., Семенов С.Ф. Оценка кратковременной нестабильности времени задержки сигналов при метеорном распространении радиоволн</i> .....	25
<i>Олейников В.Н., Кащеев Б.Л. Радиолокационные исследования начального радиуса метеорного следа</i> .....	33
<i>Кащеев Б.Л., Олейников В.Н., Слипченко Н.И., Нестеренко Г.В., Соляник О.А., Семенов С.Ф., Татарец Л.П., Байдак В.М. Радиолокационный ветровой профилометр "Харьков"</i> .....	42
<i>Бабкин С.И., Груша Г.В., Делов И.А., Прошкин Е.Г. Оценка применимости метода измерения влажности атмосферного воздуха акустическим зондированием по сдвигу фаз</i> .....	50
<i>Карташов В.М., Сытник О.В., Васильченко А.А. Выбор алгоритма адаптации для антенной решетки содара</i> .....	57
<i>Титаренко Л.А. Метод синтеза робастных алгоритмов для разделения сигналов и помех в адаптивных антенных решетках</i> .....	64
<i>Аль-Михлафи Мурад, Жегестовский В.И. Адаптивные методы компенсации переходных помех</i> .....	67
<i>Манжос В.Н., Пшеничных С.Н., Крылов Е.Б., Попонин Ю.А. Двумерная пеленгация источников шумовых сигналов с помощью кольцевой фазированной антенной решетки при использовании методов Кейпона и MUSIC</i> .....	71
<i>Должиков В.В. О статистическом синтезе линейных антенн по заданной диаграмме направленности</i> .....	76
<i>Волколупов Ю.Я., Красноголовец М.А., Лебедев О.Г., Острижной М.А., Чумаков В.И. К определению временных характеристик излучающей антенны</i> .....	81
<i>Терещенко О.І. Композиційні матеріали в радіоелектроніці НВЧ</i> .....	84
<i>Афонин И.Л. Взаимосвязь направляющих углов вектора Пойтинга на границе раздела диэлектрических сред</i> .....	87
<i>Катрич В.А., Нестеренко М.В. Энергетические характеристики электрически длинных продольных щелей в прямоугольном волноводе</i> .....	91
<i>Пенкин Ю.М. Характеристики излучения узкой щели с диэлектрическим заполнением, расположенной на идеально проводящей сфере</i> .....	96
<i>Дорошенко В.А. Сингулярные интегральные уравнения в задаче дифракции волн на решетке из идеально проводящих плоских нерегулярных лент</i> .....	101
<i>Чекалин Г.М., Чекалина Г.Н. О неоднородности поляризационной структуры векторных сигналов</i> .....	107
<i>Савенков С.Н., Юштин К.Э. Структура обобщенной матрицы Мюллера с учетом изотропной деполаризации</i> .....	110
<i>Куник Е.Г., Прасол И.В., Довнаръ А.И., Пуццин Р.В. Оценка погрешности решения задачи векторной оптимизации параметров электронных схем</i> .....	116
<i>Грицунов А.В. О сглаживании выходных параметров нестационарных моделей</i> .....	119

<i>Чередников П.И.</i> Анализ закономерностей параметрического зонного взаимодействия в колебательных системах .....	123
<i>Гордиенко Ю.Е., Кочержин А.И.</i> Улучшение метрологических характеристик СВЧ резонаторных измерителей влажности сыпучих материалов .....	131
<i>Мегель Ю.Е.</i> Оценка параметров аппаратуры для анализа оптической информации .....	135
<i>Данилов В.В.</i> Физические основы создания оптических процессов обработки радиосигналов .....	140
<i>Мешков С.Н.</i> Исследование влияния условий проведения теплового неразрушающего контроля на точность показаний ИК – радиометра .....	149
<i>Антонова В.А., Борщев В.Н., Золотарев В.А., Листратенко А.М., Слипченко Н.И.</i> Оптимизация кремниевых солнечных элементов на основе <i>n-p-p</i> -структур .....	155
<i>Гордиенко Ю.Е., Панченко А.Ю., Рябухин А.А.</i> Оценка влияния параметров конструкции на информационную способность резонаторных датчиков для измерения диэлектрической проницаемости ....	162
<i>Волков В.М., Зайченко О.Б., Огуй А.В.</i> Многозондовый микроволновый мультиметр большого уровня мощности .....	166
<i>Пресняков И.Н., Омельченко А.В., Пресняков А.И.</i> Оценка качества речи в цифровых системах передачи ....	170
<i>Захарченко В.Н., Корчинский В.В., Гринь А.А.</i> Эффективность систем передачи данных с решающей обратной связью и переменными параметрами корректирующего кода .....	175
<i>Сукачев Э.А.</i> Новая форма представления селективных сигнальных функций для цифровых систем передачи .....	182
<i>Певцов Г.В., Лупандин В.А.</i> Статистический оптимальный алгоритм распознавания образов, заданных интервалами эталонных значений признака .....	185
<i>Невлюдов И.Ш., Цымбал А.М., Токарев В.В.</i> Интеграция системы технического зрения в робототехнический комплекс .....	188
<i>Долгов В.И., Лисицкая И.В., Руженцев В.И.</i> Обеспечение стойкости шифра DES к атакам дифференциального криптоанализа, перекрытие итеративных характеристик обнуляющего типа и четырехцикловых итеративных характеристик .....	192
<i>Лагутин М.Ф., Кузин А.И.</i> Неинвазивный компьютерный электрогастроэнтерограф .....	199
<i>Мустецов Н.П., Величко О.Н.</i> Особенности применения технических средств в медицине .....	203
<i>Авер'янова Л.А., Шармазанов С.А.</i> Специалізовані програмні засоби для моніторингового дослідження стану кісткової системи населення .....	206

## CONTENTS

Greeting of Rector	3
Commemorating the 55-th anniversary of training specialists in radio engineering in Kharkov (1946-2001)	4
<i>Luchaninov A.I., Konovaltsev A.A., Luchaninov Yu.A., Omarov M.A., Shokalo V.M.</i> The analysis algorithm of equidistant arrays of tapered microstrip radiators of an arbitrary geometry adapted to designing large-aperture antennas with non-linear elements. 4. Features of the algorithm numerical realization	8
<i>Volosyuk V.G.</i> Synthesis of a non-linear decision-making function of filter-classifier for the signal reflected from noncontrast extended object in layered medium	12
<i>Minervin N.N.</i> Algorithms and accuracy of optimum estimations of a signal parameters under prevailing influence of casual fluctuations of the law change phase	16
<i>Minervin N.N., Kuznetsov A.I.</i> Algorithms, estimation precision and measure of carrier frequency resolution and its change rate when using a coherent pulse packet	21
<i>Bavykina V.V., Kashcheyev B.L., Koval Yu.A., Kundyukov S.G., Leman Yu.A., Nesterenko G.V., Semenov S.Ph.</i> Estimation of signal delay time short-term instability during meteoric radiowave propagation	25
<i>Oleynikov V.N., Kashcheyev B.L.</i> Radiolocation investigations of the initial radius of meteor trail	33
<i>Kashcheyev B.L., Oleynikov V.N., Slipchenko N.I., Nesterenko G.V., Solyanik O.A., Semenov S.F., Tatarets L.P., Baidak V.M.</i> Radar wind profililometer "Kharkov"	42
<i>Babkin S.I., Grusha G.V., Delov I.A., Proshkin E.G.</i> The estimation of feasibility of the atmospheric air humidity measurement by the phase shift method in acoustic sounding	50
<i>Kartashov V.M., Sitnik O.V., Vasilchenko A.A.</i> Adaptive algorithm selection for sodar antenna array	57
<i>Titarenko L.A.</i> Method of robust algorithm synthesis for separation signals and interference in adaptive antenna arrays	64
<i>Morad AL Meklve, Zheguestovsky V.I.</i> Adaptive methods of transient interferences reduction	67
<i>Manzhos V.N., Pshenichnyh S.V., Krylov E.B., Poponin Y.A.</i> Bivariate direction findiry of nois signal sources with a ring phased antenna array using Keypone and MUSIC methods	71
<i>Dolzhikov V.V.</i> About statistical synthesis of linear antennas with the prescribed radiation pattern	76
<i>Volkolupov Yu.Ya., Krasnogolovets M.A., Lebedev O.G., Ostrizhnoy M.A., Chumakov V.I.</i> On determination of radiating antenna temporary characteristics	81
<i>Tereshchenko A.I., Kontar A.A.</i> Compositional materials in microwave radioelectronics	84
<i>Afonin I.L.</i> The interconnection of Poynting vectors on the dielectric interface	87
<i>Katrich V.A., Nesterenko M.V.</i> Energy characteristics of electrically long longitudinal slots in the rectangular waveguide	91
<i>Penkin Yu.M.</i> Characteristics of radiation of a narrow slot filled with dielectric and situated on the perfectly conducting sphere	96
<i>Doroshenko V.A.</i> Singular integral equations in the problem of wave diffraction on gratings consisting of imperfectly conducting plane nonuniform strips	101
<i>Chekalin G.M., Chekalina G.N.</i> About unhomogeneity of polarizational structure of vector signals	107
<i>Savenkov S.N., Yushtin K.E.</i> Structure of generalized Muller matrix with isotropic depolarization inclusion	110
<i>Kunik E.G., Prasol I.V., Dovnar A.I., Pushchin R.V.</i> Estimation of error of the electronic circuits parameters vector optimization problem solution	116
<i>Gritsunov A.V.</i> About the smoothing of transient models output parameters	119
<i>Cherednikov P.I.</i> The analysis of regularities of parametric zoned interaction in oscillatory systems	123
<i>Gordienko Y.E., Kocherzhin A.I.</i> Perfection of performance of microwave resonant hydrometers for bulk materials	131
<i>Megel Y.E.</i> Estimation of parameters of the equipment for optical information analysis	135
<i>Danilov V.V.</i> Physical foundation of constructing the optical processors for radio signals processing	140

<i>Meshkov S.N.</i> Investigation of thermal non-destructive control conditions action on the IR-radiometer indication precision .....	149
<i>Antonova V.A., Borshchov V.N., Zolotarjov V.A., Listratenko A.M., Slipchenko N.I.</i> Optimization of the silicon solar cells based on $n^+ - p - p^+$ -structure .....	155
<i>Gordienko Y.E., Panchenko A.Y., Ryabukhin A.A.</i> Estimate of construction parameters action on the information ability of the resonator sensors for inductivity measurement .....	162
<i>Volkov V.M., Zaichenko O.B., Ogyi A.V.</i> Multiprobe microwave multimeter of high power level .....	166
<i>Presnyakov I.N., Omelchenko A.V., Presnyakov A.I.</i> Evaluation of quality of speech in digital transmission systems .....	170
<i>Zakharchenko V.N., Korchinsky V.V., Grin' A.A.</i> Efficiency of systems of data transfer with decisive feedback and variable parameters of the adjusting code .....	175
<i>Sukachev E.</i> New form of selective signal functions representation for digital transmission systems .....	182
<i>Pevtsov G.V., Lupandin V.A.</i> Statistical optimum algorithm for recognition of patterns given by intervals of the feature standard values .....	185
<i>Nevlyudov I.Sh., Tokarev V.V., Tsimbal A.M.</i> The technical vision system integration to robotic complex .....	188
<i>Dolgov V.I., Lisitskaya I.V., Ruzhentsev V.I.</i> The provision of resistance for the cipher DES to attacks of differential cryptanalysis. Blocking of the iterative characteristics of the set-to-zero type and the four-round iterative characteristics .....	192
<i>Lagutin M.F., Kuzin A.I.</i> Noninvasive computer electrogastroenterograph .....	199
<i>Mustetzov N.P., Velichko O.N.</i> The features of the technical facilities application to medicine .....	203
<i>Aver'yanova L.O., Sharmazanov S.A.</i> Specialized software for population bone status monitoring .....	206

УДК 621.396.67

**Алгоритм анализа эквидистантной решетки ленточных микрополосковых излучателей произвольной геометрии, адаптированный к расчету крупноапертурных антенн с нелинейными элементами. 4. Результаты решения тестовых задач/** А.И.Лучанинов, А.А.Коновальцев, Ю.А.Лучанинов, М.А.Омаров, В.М.Шокало // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2001. Вып. 120. С. 8-11.

Описываются результаты тестирования комплекта прикладных программ, реализующего разработанный алгоритм анализа. Показано, что погрешность определения входных сопротивлений микрополосковых излучателей не превышает 1...5%. Выполнена оценка быстродействия комплекта на ЭВМ средней производительности.

Табл. 6. Ил. 4. Библиогр.: 7 назв.

УДК 621.396.67

**Алгоритм аналізу еквідистантної решітки стрічкових мікросмушкових випромінювачів довільної геометрії, адаптований до розрахунку великоапертурних антен з нелінійними елементами. 4. Результати розв'язання тестових задач/** А.І.Лучанінов, А.О.Коновальцев, Ю.А.Лучанінов, М.А.Омаров, В.М.Шокало // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2001. Вип. 120. С. 8-11.

Описано результати тестування комплекту прикладних програм, що реалізує розроблений алгоритм аналізу. Показано, що похибка визначення вхідних опорів мікросмушкових випромінювачів не перевищує 1...5%. Зроблено оцінювання швидкодії комплекту на ЕОМ середньої продуктивності.

Табл. 6. Іл. 4. Бібліогр.: 7 назв.

UDC 621.396.67

**The analysis algorithm of equidistant arrays of tapered microstrip radiators of an arbitrary geometry adapted to designing large-aperture antennas with non-linear elements. 4. Features of the algorithm numerical realization /** A.I. Luchaninov, A.A.Konovaltsev, Yu.A. Luchaninov, M.A.Omarov, V.M.Shokalo, // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2001. N 120. P. 8-11.

The results of testing the software package implementing the developed analysis algorithm are described. It is shown, that the error of the microstrip radiator input impedance calculation does not exceed 1...5 %. The estimate of the package speed with a medium-powered computer is performed.

6 tab. 4 fig. Ref.: 7 items.

УДК 621.391:519.2+537.87

**Синтез нелинейной функции принятия решений фильтра-классификатора для сигнала, отраженного от слабоконтрастного протяженного объекта в слоистой среде /** В.Г.Волосюк // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2001. Вып. 120. С. 12-15.

Предложен способ адаптивного распознавания слабоконтрастного протяженного подповерхностного объекта в слоистой среде на основе аналитического нелинейного двумерного фильтра-классификатора. Двумерный фильтр является сечением трехмерной поверхности, построенной с использованием полиномиальной аппроксимации разности плотностей распределений отсчетов сигнала и границы допуска сигнала на искажения из-за помех. Практическая проверка способа проводилась путем обработки экспериментальных данных подповерхностного зондирования, полученных в отделе Радиointроскопии ИРЭ НАН Украины.

Ил. 6. Библиогр.: 4 назв.

УДК 621.391:519.2+537.87

**Синтез нелінійної функції прийняття рішень фільтра-класифікатора для сигналу, відображеного від слабоконтрастного протяжного об'єкта в шаруватому середовищі /** В.Г.Волосюк // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2001. Вип. 120. С. 13-15.

Запропоновано спосіб адаптивного розпізнавання слабоконтрастного протяжного підповерхневого об'єкта в шаруватому середовищі на основі аналітичного нелінійного двовимірного фільтра-класифікатора. Двовимірний фільтр є перетином тривимірної поверхні, побудованої з використанням поліноміальної апроксимації різниці щільностей розподілів відліків сигналу і межі допуску сигналу через пошкодження. Практична перевірка способу проводилася шляхом опрацювання експериментальних даних підповерхневого зондування, отриманих у відділі Радіointроскопії ІРЕ НАН України.

Іл. 6. Бібліогр.: 4 назв.

UDC 621.391:519.2+537.87

**Synthesis of a non-linear decision-making function of filter-classifier for the signal reflected from noncontrast extended object in layered medium / V.G.Volosyuk // Radiotekhnika. All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2001. N 120. P. 13-15.**

A method of adaptive recognition of a noncontrast extended underground object in a layered medium with the use of the analytical non-linear two-dimensional filter-classifier is proposed. The two-dimensional filter is a section of the three-dimensional surface constructed with polynomial approximation of the difference of signal readings distribution density and the boundary of the signal allowance for noise distortions. The practical check of the technique was conducted by processing the experimental data of subsurface sounding obtained in the Radiointrosopy Department of IRE National Academy of Science of Ukraine.

6 fig. Ref.: 4 items.

УДК 621.396.96

**Алгоритмы и точность оптимальных оценок параметров сигнала при преобладающем влиянии случайных флуктуаций закона изменения фазы / Н.Н.Минервин // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-тех. сб. 2001. Вып 120. С. 16-20.**

Обосновано условие, при котором влияние случайных флуктуаций закона изменения фазы сигнала преобладает над влиянием аддитивных шумов. Получены алгоритмы и оценки точности оптимального измерения параметров сигнала при таком преобладании. Оценен выигрыш в точности за счет учета коррелированности фазовых флуктуаций. Рассмотрение этих вопросов проведено для различных видов корреляционных функций фазовых флуктуаций.

Ил. 5. Библиогр.: 5 назв.

УДК 621.396.96

**Алгоритми і точність оптимальних оцінок параметрів сигналу при переважаючому впливі випадкових флуктуацій закону зміни фази / М.М.Мінервін // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-тех. зб. 2001. Вип 120. С. 16-20.**

Обґрунтовано умову, при якій вплив випадкових флуктуацій закону зміни фази сигналу переважає над впливом адитивних шумів. Отримано алгоритми й оцінки точності оптимального виміру параметрів сигналу при такій перевазі. Оцінено виґраш у точності за рахунок обліку корельованості фазових флуктуацій. Розгляд цих питань проведено для різних видів кореляційних функцій фазових флуктуацій.

Ил. 5. Бібліогр.: 5 назв.

UDC 621.396.96

**Algorithms and accuracy of optimum estimations of a signal parameters under prevailing influence of casual fluctuations of the law change phase / N.N.Minervin // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2001. № 120. P. 16-20.**

The condition under which the action of the random fluctuations of the signal phase variation law dominates over the additive noise effect is justified. Algorithms and estimates of the signal parameter optimal measurement accuracy are obtained with such a predominance. The gain in accuracy at the cost of phase fluctuation correlation is estimated. Consideration of these questions is performed for various correlation functions of phase fluctuations.

5 fig. Ref.: 5 items.

УДК 396.96.001(07)

**Алгоритмы, точность оценивания мера разрешающей способности несущей частоты и скорости ее изменения при использовании когерентной пачки импульсов / Н.Н.Минервин, А.Л.Кузнецов // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. Сб. 2001. Вып.120. С.21-24.**

Получены в явном виде алгоритмы, точность оценивания, мера разрешающей способности несущей частоты и скорости ее изменения при использовании когерентной пачки импульсов. Рассмотренные алгоритмы позволяют выявить некоторые их существенные свойства, а также формулы, определяющие потенциальные точности измерений и меры разрешения.

Библиогр.: 2 назв.

УДК 396.96.001(07)

**Алгоритми, точність оцінювання і міра роздільної здатності несучої частоти і швидкості її зміни при використанні когерентної пачки імпульсів / М.М.Мінервін, О.Л.Кузнецов // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. сб. 2001. Вип.120. С.21-24.**

Отримані в явному вигляді алгоритми, точність оцінювання, міра роздільної здатності несучої частоти і швидкості її зміни при використанні когерентної пачки імпульсів. Розглянуті алгоритми дозволяють виявити деякі їх суттєві властивості, а також формули, що визначають потенційні точності вимірювань та міри розділення.

Бібліогр.: 2 назв.

UDC 396.96.001(07)

**Algorithms, estimation precision and measure of carrier frequency resolution and its change rate when using a coherent pulse packet** / N.N.Minervin, A.I.Kuznetsov // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2001. N 120. P. 21-24.

Algorithms, estimation precision, measure of carrier frequency resolution and its change rate, when using a coherent pulse packet, were obtained in the explicit form. The examined algorithms permit to reveal some of their essential properties and derive formulas defining potential precision of measurements and solution measure.

Ref.: 2 items.

УДК 621.396.96

**Оценка кратковременной нестабильности времени задержки сигналов при метеорном распространении радиоволн** / В.В.Бавыкина, Б.Л.Кашеев, Ю.А.Коваль, С.Г.Кундюков, Ю.А.Лемац, Г.В.Нестеренко, С.Ф.Семенов // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2001. Вып. 120. С. 25-32.

Выполнен регрессионный анализ данных, представляющих изменение времени задержки сигналов при метеорном распространении радиоволн. Экспериментальные результаты получены на новом высокоточном радиометеорном комплексе синхронизации шкал эталонов времени в локационном режиме. Проведен расчет коэффициентов регрессионных моделей первого и второго порядка для большого числа радиоотражений от метеорных ионизаций, осуществлен дисперсионный и статистический анализ результатов. Показано, что оценка кратковременной нестабильности времени задержки сигналов при метеорном распространении радиоволн составляет  $10^{-7}$ .

Табл. 5. Ил. 5. Библиогр.: 14 назв.

УДК 621.396.96

**Оцінка короткочасної нестабільності часу затримки сигналів при метеорному поширенні радіохвиль** / В.В.Бавикіна, Б.Л.Кашеев, Ю.О.Коваль, С.Г.Кундюков, Ю.А.Лемац, Г.В.Нестеренко, С.Ф. Семенов// Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2001. Вып. 120. С. 25-32.

Виконано регресійний аналіз даних, що являють зміну часу затримки сигналів при метеорному поширенні радіохвиль. Експериментальні результати отримані на новому високоточному радіометеорному комплексі синхронізації шкал еталонів часу в локаційному режимі. Проведено розрахунки коефіцієнтів регресійних моделей першого і другого порядку для великої кількості радіовідбитків від метеорних іонізацій, здійснено дисперсійний і статистичний аналіз результатів. Показано, що оцінка короткочасної нестабільності часу затримки сигналів при метеорному поширенні радіохвиль складає  $10^{-7}$ .

Табл. 5. Іл. 5. Бібліогр.: 14 назв.

UDC 621.396.96

**Estimation of signal delay time short-term instability during meteoric radiowave propagation** / V.V.Bavykina, B.L.Kaskcheyev, Yu.A.Koval, S.G.Kundyukov, Yu.A.Leman, G.V.Nesterenko, S.Ph. Semenov // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2001. N.120. P. 25-32.

The regression analysis of the data presenting the signal delay time variation during meteoric radio waves propagation was performed. Experimental results were obtained with a new high- precise radio meteoric complex of time standards scales synchronization in the detection and ranging condition. For a great body of radio reflections from the account of regression models factors the first and second order models for the large number of radio reflections from meteoric ionizations was performed, the result dispersion and statistical analysis was carried out. It was shown, that estimate of a short-term instability of signals delay time during meteoric radio waves propagation was equal to  $10^{-7}$ .

5 tab. 5 fig. Ref.: 14 items.

УДК 621. 396. 96

**Радиолокационные исследования начального радиуса метеорного следа** / В.Н.Олейников, Б.Л.Кашеев // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2001. Вып. 120. С. 33-41.

Приводится описание и основные технические характеристики аппаратуры для исследования физических параметров метеорного следа и атмосферы. Рассмотрена постановка эксперимента, результаты обработки и интерпретации результатов оценки параметров модели начального радиуса метеорного следа.

Табл 6. Ил. 6. Библиогр.: 23 назв.

УДК 621. 396

**Радіолокаційні дослідження початкового радіуса метеорного сліду** / В.М.Олейніков, Б.Л.Кашеев // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн.зб. 2001. Вып. 120. С. 33-41.

Наведено опис і основні технічні характеристики апаратури для дослідження фізичних параметрів метеорного сліду і атмосфери. Розглянута постановка експеримента, результати обробки і інтерпретації

результатів оцінки параметрів моделі початкового радіуса метеорного сліду.

Табл. 6 Іл. 6. Бібліогр.: 23 назв

UDC 621. 396

**Radiolocation investigations of the initial radius of meteor trail.** / V.N. Oleynikov, B.L. Kashcheyev // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2001. N. 120. P. 33-41.

The description and main technical features of the investigation tool used for meteor trail physical parameters and atmosphere research are given. The experiment, processing and interpretation results of the parameters evaluation model of the meteor trail initial radius are discussed.

6. tab. 6 fig. Ref: 23 items.

УДК 621. 396. 96

**Радиолокационный ветровой профилометр «Харьков»** / Б.Л.Кащеев, В.Н.Олейников, Н.И.Слипченко, Г.В.Нестеренко, О.А.Соляник, С.Ф.Семенов, Л.П.Татарец, В.М.Байдак// Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2001. Вып. 120. С. 42-49.

Рассмотрены области использования радиолокационных ветровых профилометров и принципы, положенные в основу их работы. Описана структура и основные параметры радиолокационного ветрового профилометра дециметрового диапазона длин волн. Проанализированы особенности работы различных систем ветрового профилометра и особенности обработки результатов измерений. Приведены экспериментальные результаты зондирования атмосферы.

Ил. 7. Библиогр.: 5 назв.

УДК 621. 396. 96

**Радиолокаційний вітровий профілометр «Харків»** / Б.Л.Кащеев, В.М.Олейников, М.І. Слипченко, Г.В. Нестеренко, О.А.Соляник, С.Ф.Семенов, Л.П.Татарец, В.М.Байдак// Радиотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн.зб. 2001. Вип. 120. С. 42-49.

Розглянуті галузі використання радіолокаційних вітрових профілометрів і принципи, покладені в основу їх роботи. Описана структура і основні параметри радіолокаційного вітрового профілометра дециметрового діапазону довжин хвиль. Проаналізовані особливості роботи різних систем вітрового профілометра і особливості обробки результатів вимірювань. Приведені експериментальні результати зондування атмосфери.

Іл. 7. Бібліогр.: 5 назв.

UDC 621. 396. 96

**Radar wind profilometer "Kharkov"** / B.L.Kashcheyev, V.N.Oleynikov, N.I.Slipchenko, G.V.Nesterenko, O.A. Solyanik, S.F.Semenov, L.P.Tatarets, V.M.Baidak// Radiotekhnika: All -Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2001. N 120. P. 42-49.

The fields of the radar profilometers application and the principles forming the basis of their operation are considered. The structure and main parameters of VHF radar profilometer are given. Special features of the wind profilometer various systems operations and singularities of measurement results procession are analyzed. The atmosphere experimental sounding results are presented.

7 fig. Ref.: 5 items.

УДК 621.371

**Оценка применимости метода измерения влажности атмосферного воздуха акустическим зондированием по сдвигу фаз** / С.И.Бабкин, Г.В.Груша, И.А.Делов И.А., Е.Г.Прошкин // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн.сб. 2001. Вып.120. С. 50-56.

Рассмотрены основные результаты разработки метода измерения атмосферной влажности двухчастотным акустическим зондированием по сдвигу фаз. Метод основан на эффекте дисперсии скорости звука во влажном воздухе. Приведены основные теоретические соотношения, используемые для восстановления влажности воздуха в случае аппроксимации плоскими акустическими волнами в изотермическом слое атмосферы, даны оценки аппаратурной и турбулентной погрешностей. Кратко охарактеризована разработанная для измерения влажности аппаратура, приведены некоторые результаты натурных экспериментов и их интерпретация.

Ил. 3. Библиограф.: 8назв.

УДК 621.371

**Оцінка застосовності методу вимірювання вологості атмосферного повітря акустичним зондуванням за зсувом фаз**/ С.І.Бабкін, Г.В.Груша, І.А.Делов, Є.Г.Прошкін // Радиотехніка: Всеукр. Міжвід. наук.-техн.зб. 2001. Вип. 120. С. 50-56.

Розглянуто головні результати розробки методу вимірювання атмосферної вологості двочастотним акустичним зондуванням за зсувом фаз. Метод ґрунтується на ефекті дисперсії швидкості звуку у вологому повітрі. Подано головні теоретичні залежності, що використовуються для відтворення вологості повітря у

випадку апроксимації плоскими хвилями в ізотермічному шарі атмосфери, оцінено апаратну та турбулентну похибки. Коротко охарактеризовано розроблену для вимірювань вологості апаратуру, подано деякі результати експериментів та їх інтерпретацію.

Іл.3. Бібліогр.: 8 назв.

UDC 621.371

**The estimation of feasibility of the atmospheric air humidity measurement by the phase shift method in acoustic sounding** / S.I.Babkin, G.V.Grusha, I.A.Delov, E.G.Proshkin // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2001. № 120. P. 50-56.

The main results of elaboration of the atmospheric humidity measurement method by two frequency acoustic sounding using the phase shifts are considered. The method is based on the effect of the sound velocity dispersion in the humid air. The main theoretical relations are presented used for the humidity restoration in the case of plain acoustic waves approximation in the isothermic atmosphere, the turbulent and instrumental errors are estimated. The equipment developed for the humidity measurements is also characterized, some results of natural experiments and their interpretation are also presented.

3 fig., Ref.: 8 items.

УДК 621.396.962.23

**Выбор алгоритма адаптации для антенной решетки содара** / В.М.Карташов, О.В.Сытник, А.А.Васильченко // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2001. Вып. 120. С. 57-63.

Проанализированы известные алгоритмы формирования диаграмм направленности антенных решеток с целью выбора наиболее подходящих из них для использования в акустических локаторах. Методом моделирования исследованы основные свойства алгоритма непосредственного обращения корреляционной матрицы.

Табл. 3. Ил. 5. Библиогр.: 3 назв.

УДК 621.396.962.23

**Вибір алгоритму адаптації для антенної решітки содару** / В.М.Карташов, О.В.Ситнік, А.О.Васильченко // Радиотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2001. Вип. 120. С. 57-63.

Проаналізовано відомі алгоритми формування діаграм спрямованості антенних решіток з метою вибору найбільш придатних з них для використання в акустичних локаторах. Методом моделювання досліджені основні властивості алгоритму безпосереднього обертання кореляційної матриці.

Табл. 3. Іл. 5. Бібліогр.: 3 назви.

UDC 621.396.962.23

**Adaptive algorithm selection for sodar antenna array** / V.M.Kartashov, O.V.Sitnik, A.A.Vasilchenko // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2001. № 120. P. 57-63.

The known algorithms of antenna array directional pattern generation were analyzed in order to select the most suitable one for application in acoustic locators. The basic properties of the correlation matrix direct referencing algorithm were investigated by means of modeling.

3 tab. 5 fig. Ref.: 3 items.

УДК 621.396.2

**Метод синтеза робастных алгоритмов для разделения сигналов и помех в адаптивных антенных решетках** / Л.А.Титаренко // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2001. Вып. 120. С. 64-66.

Предложен метод синтеза алгоритмов для адаптивного пространственного разделения сигналов (сигналов и помех) при частично неизвестных параметрах. Синтезируемые алгоритмы обеспечивают значение отношения сигнал/(помеха+шум) на выходе каждого антенного элемента адаптивной решетки, которые являются близкими к потенциально достижимым для заданной сигнально-помеховой обстановки.

Ил. 2. Библиогр.: 5 назв.

УДК 621.396.2

**Метод синтезу робастних алгоритмів для розділення сигналів та завад в адаптивних антенних решітках** / Л.О.Титаренко // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2001. Вип. 120. С. 64-66.

Запропоновано метод синтезу алгоритмів для адаптивного просторового розділення сигналів (сигналів та завад) при частково невідомих параметрах. Синтезовані алгоритми забезпечують значення відношення сигнал/(завада+шум) на виході кожного антенного елементу адаптивної решітки, які є близькими до потенційно можливих для заданих сигнально-завадових умов.

Іл. 2. Бібліогр.: 5 назв.

UDC 621.396.2

**Method of robust algorithm synthesis for separation signals and interference in adaptive antenna arrays /**  
L.A.Titarenko // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2001. N 120. P. 64-66.

Method of algorithm synthesis for adaptive spatial separation of signals (signals and interference) with partially unknown parameters is proposed. The synthesized algorithms provide the signal/(interference+noise) ratio value at each output of the adaptive array that in a given signal-noise environment is close to the potentially accessible one.

2 fig. Ref.: 5 items.

УДК 621.396.946:621.391.827

**Адаптивные методы компенсации переходных помех /** Мурад Аль-Михлафи, В.И.Жегестовский  
// Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2001. Вып. 120. С. 67-70.

Рассматриваются методы решения задач электромагнитной совместимости, возникающей в линиях связи с повторным использованием частот (ПИЧ), когда помехи в основном канале меньше уровня полезных сигналов. Синтезирован адаптивный компенсатор переходных помех, у которого в качестве опорного берется сигнал из соседнего мешающего канала. Анализируется качество предложенных алгоритмов.

Ил. 3. Библиогр.: 6 назв.

УДК 621.396.946:621.391.827

**Адаптивні методи компенсації перехідних перешкод /** Мурад Аль-Міхлафі, В.І.Жегестовський  
// Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2001. Вип. 120. С. 67-70.

Розглядаються методи рішення задач електромагнітної сумісності, яка виникає у лініях зв'язку з повторним використанням частот (ПВЧ), коли перешкоди в основному каналі менше рівня корисних сигналів. Синтезовано адаптивний компенсатор перехідних перешкод, у якого в якості опорного береться сигнал із сусіднього каналу, який заважає. Аналізується якість запропонованих алгоритмів.

Ил. 3. Бібліогр.: 6 назв.

UDC 621.396.946:621.391.827

**Adaptive methods of transient interferences reduction /** Morad AL Meklve, V.I.Zhegestovsky  
// Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2001. N 120. P. 67-70.

Methods of the EMC problems solution arising in the communication lines with frequencies, when interferences in the main channel are lower than the useful signals level, are considered. The adaptive equaliser of the transient interferences is synthesized where a signal from the adjacent interfering channel is taken as a reference signal. Performance of the offered algorithms is analyzed.

3 fig. Ref.: 6 items.

УДК 621.396.962.27

**Двумерная пеленгация источников шумовых сигналов с помощью кольцевой фазированной антенной решетки при использовании методов Кейпона и MUSIC /** В.Н.Манжос, С.В.Пшеничных, Е.Б. Крылов, Ю.А.Попонин // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2001. Вып. 120. С. 71-75.

Рассмотрены методы двумерной пеленгации источников шумовых сигналов с помощью кольцевой фазированной антенной решетки. Проводится сравнительный анализ результатов пеленгования при использовании алгоритмов пространственного сверхразрешения Кейпона и MUSIC.

Ил. 5. Библиогр.: 4 назв.

УДК 621.396.962.27

**Двомірна пеленгація джерел шумових сигналів за допомогою кільцевої фазованої антенної решітки при використанні методів Кейпона та MUSIC /** В.М.Манжос, С.В.Пшеничних, Е.Б. Крилов, Ю.О.Попонин // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2001. Вип. 120. С. 71-75.

Розглянуті методи двомірної пеленгації джерел шумових сигналів за допомогою кільцевої фазованої антенної решітки. Проводиться порівнюючий аналіз результатів пеленгування при використанні алгоритмів просторового сверхрозрешення Кейпона та MUSIC.

Ил. 5. Бібліогр.: 4 назв.

UDC 621.396.962.27

**Bivariate direction findery of noise signal sources with a ring phased antenna array using Keypone and MUSIC methods /** V.N.Manzhos, S.V.Pshenichnyh, E.B.Krylov, Y.A.Poponin // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2001. N 120. P. 71-75

Methods of the bivariate direction findery of noise signal sources with a ring phased antenna array are considered. Comparative analysis of the direction findery results with the algorithms of the spatial super resolution by Keypone and MUSIC is performed.

5 fig. Ref.: 4 items.

УДК 621.396.676.01

**О статистическом синтезе линейных антенн по заданной диаграмме направленности / В.В.Должиков // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2001. Вып. 120. С. 76-80.**

Для линейной непрерывной антенны рассмотрена задача статистического синтеза, позволяющая определить статистические характеристики оптимального амплитудно-фазового распределения: среднее АФР, дисперсии флуктуаций амплитуды и фазы, обеспечивающие минимум математического ожидания квадратичного отклонения синтезируемой диаграммы от заданной.

Ил. 1. Библиогр.: 6 назв.

УДК 621.396.676.01

**Про статистичний синтез лінійних антен за заданою діаграмою спрямованості / В.В.Должиков // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2001. Вип. 120. С. 76-80.**

Для лінійної неперервної антени розглянута задача статистичного синтезу, яка дозволяє визначити статистичні характеристики оптимального амплітудно-фазового розподілу: середній АФР, дисперсії флуктуацій амплітуди і фази, що забезпечують мінімум математичного очікування квадратичного відхилення синтезованої діаграми від заданої.

Ил. 1. Бібліогр.: 6 назв.

UDC 621.396.676.01

**About statistical synthesis of linear antennas with the prescribed radiation pattern / V.V.Dolzhikov // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2001. N 120. P. 76-80.**

Problem of statistical synthesis is considered for the linear continuous antennas. This problem allows to determine the statistical characteristics of optimum amplitude-phase distribution (average APD, variance of amplitude and phases fluctuations) ensuring minimum of the mean value of the square-law deviation of the synthesized pattern from the given one.

1 fig. Ref.: 6 items.

УДК 621.396.67

**К определению временных характеристик излучающей антенны / Ю.Я.Волколупов, М.А.Красно-головец, О.Г.Лебедев, М.А.Острижной, В.И.Чумаков // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2001. Вып. 120. С. 81-83.**

Рассмотрено представление импульсной характеристики излучающей линейной антенны при аппроксимации частотной характеристики фильтрами верхних частот. Приведены результаты расчета импульсных характеристик для антенны при различных значениях коэффициента широкополосности.

Ил. 4. Библиогр. 4 назв.

УДК 621.396.67

**До визначення часових характеристик випромінюючої антени // Ю.Я.Волколупов, М.О. Красно-головець, О.Г.Лебедев, М.О.Острижний, В.І.Чумаков // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2001. Вип. 120. С. 81-83.**

Розглянуто подання імпульсної характеристики випромінюючої лінійної антени при апроксимації частотної характеристики фільтрами верхніх частот. Приведено результати розрахунку імпульсних характеристик для антени при різних значеннях коефіцієнту широкосмуговості.

Ил. 4. Бібліогр. 4 назви.

UDC 621.396.67

**On determination of radiating antenna temporary characteristics // Yu.Ya.Volkolupov, M.A.Krasnogolovets, O.G.Lebedev, M.A.Ostrizhnoy, V.I.Chumakov // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2001. N 120. P. 81-83.**

Presentation of pulse characteristics of radiating linear antenna at frequency characteristics approximations by the upper frequencies filters is considered. Calculative results of pulse characteristics for the antenna with different values of wide-band factor are given.

4 fig. Ref.: 4 items.

УДК 621.371.587.86

**Композиционные материалы в радиоэлектронике СВЧ / А.И.Терещенко, А.А.Конярь // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2001. Вып. 120. С. 84-86.**

Представлены результаты многолетних исследований, проведенных кафедрой физики сверхвысоких частот ХИРЭ в области создания новых композиционных материалов для диапазона СВЧ. Приведены данные о применении этих материалов при создании микрополосковых схем, гибких волноводов, волноводных структур малого веса, радиопоглощающих покрытий.

Библиогр.: 8 назв.

УДК 621.371.587.86

**Композиційні матеріали в радіоелектроніці НВЧ / О.І.Терещенко, О.Я.Контар // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2001. Вип. 120. С. 84-86.**

Представлені результати багаторічних досліджень, проведених кафедрою фізики надвисоких частот ХІРЕ в галузі створення нових композиційних матеріалів для діапазону НВЧ. Приведені відомості про застосування цих матеріалів при створенні мікросмужкових схем, гнучких хвилеводів, хвилеводних структур малої ваги, радіопоглинаючих покриттів.

Бібліогр.: 8 назв.

UDC 621.371.987.86

**Compositional materials in microwave radioelectronics / A.I.Tereshchenko, A.A.Kontar // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2001. 120. P. 84-86.**

The results of long-term researches on the microwave physics department of KTURE in the field of investigating of the compositional materials for microwaves are presented. The facts concerning application of these materials for production of microstrip circuits, flexible waveguides, small weight waveguide structures, radioabsorbing coatings are given.

Ref.: 8 items.

УДК 621.372.833.1

**Взаимосвязь направляющих углов векторов Пойнтинга на границе раздела диэлектрических сред / И.Л.Афонин // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2001. Вип. 120. С. 87-90.**

Получены соотношения между пространственными углами, определяющими направления векторов Пойнтинга падающей, отраженной и прошедшей волн на границе раздела двух диэлектриков, необходимые для анализа электрического поля на основе лучевых представлений в диэлектрических и металлодиэлектрических волноводах.

Ил. 1. Библиогр.: 2 назв.

УДК 621.372.833.1

**Взаємозв'язок спрямовуючих кутів векторів Пойнтинга на межі розподілу діелектричних середовищ / І.Л. Афонін // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2001. Вип. 120. С. 87-90.**

Отримано співвідношення між просторовими кутами, які визначають напрям векторів Пойнтинга падаючої, відбитої і прохідної хвиль на межі розподілу двох діелектриків, що необхідні для аналізу електричного поля на основі променевих уявлень в діелектричних та металодіелектричних хвилеводах.

Іл. 1. Бібліогр.: 2 назви.

UDC 621.372.833.1

**The interconnection of Poynting vectors on the dielectric interface / I.L.Afonin // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2001. N 120. P. 87-90.**

Relations between space angles defining Poynting vectors direction of incident, reflected and transmitted waves on two dielectrics interface necessary for the electric field analysis on the basis of ray representation in the dielectric and metal-dielectric waveguides were derived.

1 fig. Ref.: 2 items.

УДК 621.396.67

**Энергетические характеристики электрически длинных продольных щелей в прямоугольном волноводе / В.А.Катрич, М.В.Нестеренко // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2001. Вип. 120. С. 91-95.**

Получены аналитические выражения для функций распределения магнитного тока и энергетических характеристик продольных щелей в прямоугольном волноводе, справедливые при электрической длине щелей до двух длин волн в свободном пространстве. Проведено сравнение с результатами, полученными численными методами и экспериментальными данными.

Ил. 3. Библиогр.: 10 назв.

УДК 621.396.67

**Енергетичні характеристики електрично довгих поздовжніх щілин у прямокутному хвилеводі / В.О.Катрич, М.В.Нестеренко // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2001. Вип. 120. С. 91-95.**

Отримані аналітичні вирази для функцій розподілу магнітного струму та енергетичних характеристик поздовжніх щілин у прямокутному хвилеводі, що справедливі при електричній довжині щілин до двох довжин хвиль у вільному просторі. Проведено порівняння з результатами, що отримані чисельними методами і експериментальними даними.

Іл. 3. Бібліогр.: 10 назв.

UDC 621.396.67

**Energy characteristics of electrically long longitudinal slots in the rectangular waveguide** / V.A.Katrich, M.V.Nesterenko // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2001. N 120. P. 91-95.

Analytical expressions for distribution functions of the magnetic current and energy characteristics of longitudinal slots in the rectangular waveguide were obtained. These expressions are correct for electrical slot length up to two wavelength in a free space. The comparison between results obtained with the numerical methods and with experimental results was carried out.

3 fig. Ref.: 10 items.

УДК 621.396.67

**Характеристики излучения узкой щели с диэлектрическим заполнением, расположенной на идеально проводящей сфере** / Ю.М.Пенкин // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2001. Вып. 120. С. 96-100.

С помощью тензорной функции Грина для однородного бесконечного пространства вне идеально проводящей сферы получены аналитические выражения для полей излучения и собственной проводимости узкой конечной щели со слоистым диэлектрическим заполнением, расположенной на сферическом рассеивателе. При этом поле щели аппроксимировалось поперечной составляющей основной моды прямоугольного волновода, поперечное сечение которого совпадает с апертурой щелевого излучателя и характеризуется аналогичным диэлектрическим заполнением.

Ил. 1. Библиогр.: 8 назв.

УДК 621.396.67

**Характеристики випромінювання вузької щілини з діелектричним заповненням, розташованій на ідеально провідній сфері** / Ю.М.Пенкін // Радиотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2001. Вип. 120. С. 96-100.

За допомогою тензорної функції Гріна для однорідного нескінченного простору зовні ідеально провідної сфери здобуті аналітичні вирази для полів випромінювання та власної провідності вузької щілини скінчених розмірів із шаруватим діелектричним заповненням, розташованій на сферичному розсіювачі. При цьому поле щілини апроксимувалося поперечною складовою основної моди прямокутного хвилеводу, поперечний перетин якого збігається з апертурою щілинного випромінювача та характеризується аналогічним діелектричним заповненням.

Ил. 1. Библиогр.: 8 назв.

UDC 621.396.67

**Characteristics of radiation of a narrow slot filled with dielectric and situated on the perfectly conducting sphere** / Yu.M.Penkin // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2001. N. 120. P. 96-100.

Analytic expression for the radiation field and intrinsic conduction of the narrow finite dimension slot filled with a layered dielectric and situated on the spherical diffractor were obtained using Green functions for homogeneous infinite space outside the perfectly conducting sphere. Here the slot field is approximated by the cross-component of the main mode of the rectangular waveguide having a cross-section equivalent to the aperture of the slot radiator with a layered dielectric.

1 fig. Ref. 8 items.

УДК 517.9

**Сингулярные интегральные уравнения в задаче дифракции волн на решетке из неидеально проводящих плоских нерегулярных лент** / В.А.Дорошенко // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2001 Вып.120. С. 101-106.

Приведен подход к решению скалярной задачи дифракции волн на трехмерной решетке из неидеально проводящих плоских нерегулярных лент. Он основан на использовании интегрального преобразования Конторовича-Лебедева и сведении парных сумматорных уравнений к сингулярному интегральному уравнению первого рода. Рассмотрены третья и четвертая краевые задачи для уравнения Гельмгольца.

Ил. 1. Библиогр.: 7 назв.

УДК 517.9

**Сингулярні інтегральні рівняння у задачі дифракції хвиль на ґратах з неідеально провідних плоских нерегулярних стрічок** / В.О.Дорошенко // Радиотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2001. Вип.120. С. 101-106.

Дано підхід до розв'язку скалярної задачі дифракції хвиль на трьохвимірних ґратах, що складаються з неідеально провідних плоских нерегулярних стрічок. Він базується на використанні інтегрального

перетворення Конторовича-Лебедева та зведенні парних суматорних рівнянь до сингулярного інтегрального рівняння першого роду. Розглянуто третя та четверта крайові задачі щодо рівняння Гельмгольца.

Л. 1. Бібліогр.: 7 назв.

UDC 517.9

**Singular integral equations in the problem of wave diffraction on gratings consisting of imperfectly conducting plane nonuniform strips** / V.A.Doroshenko // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2001. N 120. P. 101-106.

The approach to solving a scalar problem of wave diffraction on the three-dimensional gratings consisting of imperfectly conducting plane nonuniform strips is given. It is based on using the Kontorovich-Lebedev integral transforms and reducing pair summary equations to a singular integral equation of the first kind. The third boundary problem and the fourth one for the Helmholtz equation are considered.

1 fig. Ref.: 7 items.

УДК 535.+543.47+621.396

**О неоднородности поляризационной структуры векторных сигналов** / Г.М.Чекалин, Г.Н.Чекалина // Радиотехника: Всеукр. межведомств. науч.- техн. сб. 2001. Вып. 120. С. 107-109.

Представлен вывод функциональной связи между геометрическими параметрами поляризации зеркальных гармоник векторного сигнала, полученных посредством амплитудной модуляции.

Библиогр.: 3 назв.

УДК 535.+543.47+621.396

**Про неоднорідність поляризаційної структури векторних сигналів** / Г.М.Чекалін, Г.М.Чекаліна // Радиотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2001. Вип. 120. С. 107-109.

Подано виведення функціонального зв'язку між геометричними параметрами поляризації дзеркальних гармоник векторного сигналу, одержаних за допомогою амплітудної модуляції.

Бібліогр.: 3 назви.

UDC 535.+543.47+621.396

**About unhomogeneity of polarizational structure of vector signals** / G.M.Chekalin, G.N.Chekalina // Radiotekhnika. All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2001. N 120. P. 107-109.

Derivation of the functional relation between the polarization geometric parameters of the vector signal mirror harmonics obtained through the amplitude modulation is presented.

Ref.: 3 items.

УДК 681.7.01

**Структура обобщенной матрицы Мюллера с учетом изотропной деполяризации**/ С.Н.Савенков К.Э.Юштин // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2001. Вып. 120. С. 110-115.

Исследуется эволюция симметрии структуры обобщенной детерминированной матрицы Мюллера, вызванная привлечением к рассмотрению изотропной деполяризации. Найдены все возможные соотношения между элементами обобщенной матрицы Мюллера с учетом изотропной деполяризации.

Л. 1. Библиогр.: 11 назв.

УДК 681.7.01

**Структура узагальненої матриці Мюллера з врахуванням ізотропної деполяризації**/ С.М.Савенков, К.Е.Юштин // Радиотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2001. Вип. 120. С. 110-115.

Розглянуто еволюцію симетрії структури детермінованої матриці Мюллера, що викликана залученням до розгляду ізотропної деполяризації. Отримані усі можливі взаємозв'язки елементів узагальнених матриць Мюллера поляризаційних класів об'єктів з включенням ізотропної деполяризації.

Л. 1. Бібліогр.: 11 назв.

UDC 681. 7.01

**Structure of generalized Mueller matrix with isotropic depolarization inclusion**/ S.N.Savenkov, K.E.Yushtin. // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2001. N 120. P. 110-115.

In this paper we consider the symmetry structure evolution due to isotropic depolarization. All of the possible relations between generalized Mueller matrices are obtained based on the symmetry structure.

1 fig. Ref.: 11 items

УДК 681.34.001

**Оценка погрешности решения задачи векторной оптимизации параметров электронных схем /** Е.Г.Куник, И.В.Прасол, А.И.Довнар, Р.В.Пушин // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2001. Вып. 120. С. 116-118.

Исследована зависимость решения задачи векторной оптимизации параметров электронных схем от оценки экстремальных значений критериев различными способами. Произведена оценка точности полученного решения. Результаты представляют интерес для специалистов в области автоматизированного проектирования схем радиоэлектронной и медицинской аппаратуры.

Табл. 1. Ил. 2. Библиогр.: 3 назв.

УДК 681.34.001

**Оцінка похибки рішення задачі векторної оптимізації параметрів електронних схем /** Є.Г.Кунік, І.В.Прасол, О.І.Довнар, Р.В.Пушин // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2001. Вип. 120. С. 116-118.

Досліджено залежність рішення задачі векторної оптимізації параметрів електронних схем від оцінки екстремальних значень критеріїв різними способами. Зроблено оцінку точності отриманого рішення. Результати становлять інтерес для фахівців в галузі автоматизованого проектування схем радіоелектронної та медичної апаратури.

Табл. 1. Іл. 2. Бібліогр.: 3 назви.

UDC 681.34.001

**Estimation of error of the electronic circuits parameters vector optimization problem solution /** E.G.Kunik, I.V.Prasol, A.I.Dovnar, R.V.Pushchin // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2001. N 120. P. 116-118.

Dependence of electric circuits parameters vector optimization problem solution on the estimate of the criteria extreme values is studied. The estimation of accuracy of the received solution is made. The results are of interest for the experts in the field of the automated designing of the circuits of the radioelectronic and medical equipment.

1 tabl. 2 fig. Ref.: 3 items.

УДК 621.385.69

**О сглаживании выходных параметров нестационарных моделей /** А.В.Грицунов // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2001. Вып. 120. С. 119-122.

Предложен способ уменьшения флуктуаций выходных параметров нестационарных моделей СВЧ-приборов, основанных на методе макрочастиц. Он заключается в замене усреднения параметров на временном интервале линейной регрессионной моделью. Это позволяет уменьшить запаздывание сглаженных значений параметров при переходном процессе. Получены формулы для коэффициентов линейной регрессии. На примере конкретного расчета продемонстрировано преимущество предлагаемой методики перед традиционной.

Ил. 5. Библиогр.: 4 назв.

УДК 621.385.69

**Про згладжування вихідних параметрів нестационарних моделей /** О.В.Грицунов // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2001. Вип. 120. С. 119-122.

Запропоновано спосіб зменшення флуктуацій вихідних параметрів нестационарних моделей НВЧ-приладів, оснований на методі макрочасток. Він полягає в заміні посереднення параметрів на часовому інтервалі лінійною регресійною моделлю. Це дозволяє зменшити запізнення згладжених значень параметрів при перехідному процесі. Одержані формули для коефіцієнтів лінійної регресії. На прикладі конкретного розрахунку продемонстрована перевага запропонованої методики перед традиційною.

Іл. 5. Бібліогр.: 4 назви.

UDC 621.385.69

**About the smoothing of transient models output parameters /** A.V. Gritsunov // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2001. N 120. P. 119-122.

The method of reducing fluctuations of microwave tubes transient particles models output parameters is proposed. It consists in replacing the parameters averaging in a time interval by a linear regressive model. It allows to reduce the lag of the modified parameters values in the transient process. The formulas for linear regressive coefficients are obtained. The advantage of the offered procedure against the traditional are demonstrated by the concrete calculation example.

5 fig. Ref.: 4 items.

УДК 5.392: 5.35(075.8); 5.38.9: 621.375.7

**Анализ закономерностей параметрического зонного взаимодействия в колебательных системах / П. И. Чередников // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2001. Вып. 120. С. 123-130.**

Исследованы энергетические, устойчивые, хаотические и неустойчивые процессы в зонах эволюции МХЧ, которые связаны с решениями нелинейных уравнений Матье, Хилла и PZ-уравнений. Установлена закономерность PZ-взаимодействий колебательных систем с сильными и сверхсильными полями накачки при переходе через зоны эволюции МХЧ. Предложен метод построения PZ-уравнений, частными случаями которого являются нелинейные уравнения Ван-дер-Поля, Дуффинга, Лоренца, Льенара и др. с учетом накачки.

Ил. 2. Библиогр.: 14 назв.

УДК 5.392: 5.35 (075.8); 5.38.9: 621.375.7

**Аналіз закономірностей параметричної зонної взаємодії в коливальних системах/ П. І. Чередников // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. сб. 2001. Вип. 120. С. 123-130.**

Досліджено енергетичні, стійкі хаотичні й нестійкі процеси в зонах еволюції МХЧ, що пов'язані з рішеннями нелінійних рівнянь Матьє, Хілла й P2-рівнянь. Встановлено закономірність P2-взаємодій коливальних систем із сильними й надсильними полями накачування при переході через зони еволюції МХЧ. Запропоновано метод побудови P2-рівнянь, окремими випадками якого є нелінійні рівняння Ван-дер-Поля, Дуффінга, Лоренца, Л'єнара та ін. з урахуванням накачування.

Іл. 2. Бібліогр.: 14 назв.

UDC 5.392: 5.35 (075.8); 5.38.9: 621.375.7

**The analysis of regularities of parametric zoned interaction in oscillatory systems / P. I. Cherednikov // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2001. N 120. P. 123-130.**

Power stable, random and unstable processes in the PZ evolution zones connected with solutions of the non-linear equations of Mathieu, Hill and PZ-equations are investigated. The regularity of PZ-interactions of the oscillatory systems with strong and super strong pump fields when passing the PZ evolution zones is established. The PZ-equations construction method is offered with regard to the explicit pumping, the non-linear equations of Van der Pole, Duffing, Lorentz, Lienar etc were the special case.

2 fig. Ref: 14 items.

УДК 621.372.8

**Улучшение метрологических характеристик СВЧ резонаторных измерителей влажности сыпучих материалов / Ю.Е.Гордиенко, А.И.Кочержин // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2001. Вып. 120. С. 131-134.**

Предлагаются метод плотностно-независимых измерений влажности и резонаторный измерительный преобразователь. Предлагается судить о влажности по отношению между изменением добротности и резонансной частоты в области малых возмущений преобразователя. Преобразователь содержит связанные через апертуру резонатор и измерительную секцию в виде запердельного волновода. Приведены результаты экспериментальных исследований.

Ил. 4. Библиогр. 4 назв.

УДК 621.372.8

**Покращання метрологічних характеристик НВЧ резонаторних вимірювачів вологості сипучих речовин / Ю.О.Гордієнко, А.І.Кочержин // Радіотехніка. Всеукр. міжвід. наук.-техн. сб. 2001. Вип. 120. С. 131-134.**

Пропонуються метод густино-незалежних вимірювань вологості і резонаторний вимірювальний перетворювач. Пропонується судити про вологість за відношення між змінами добротності і резонансної частоти в області малих збуджень перетворювача. Перетворювач містить зв'язані через апертуру резонатор і вимірювальну секцію в вигляді позаграничного хвилевода. Наведено результати експериментальних досліджень.

Іл. 4. Бібліогр.: 4 назв.

UDC 612. 372.8

**Perfection of performance of microwave resonant hydrometers for bulk materials / Y.E. Gordienko, A.I. Kocherzhin // Radiotekhnika. All-Ukr. Sci. Interdep. Mag.. 2001. N 120. P. 131-134.**

It is recommended to judge the humidity by the ratio between Q-factor change and resonance frequency within the range of the converter small perturbations. The converter contains the resonator and measuring section in the limiting waveguide form connected through the aperture. The results of the experimental investigations are presented.

4 fig. Ref.: 4 items.

УДК 681.3

**Оценка параметров аппаратуры анализа оптической информации / Ю.Е.Мегель // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2001. Вып. 120. С. 135-139.**

В статье проведен анализ параметров системы технического зрения и показана возможность ее использования для оценки статических и динамических характеристик наблюдаемых объектов.

Ил. 3. Библиогр.: 7 назв.

УДК 681.3

**Оцінка параметрів апаратури аналізу оптичної інформації / Ю.Є.Мегель // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2001. Вип. 120. С. 135-139.**

В статті проведено аналіз параметрів системи технічного зору і показана можливість її застосування для оцінки статичних та динамічних характеристик об'єктів спостереження.

Іл. 3. Бібліогр.: 7 назв.

UDC.681.3

**Estimation of parameters of the equipment for optical information analysis / Y.E.Megel\* // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2001. N 120. P. 135-139.**

Analysis of the technical vision system parameters is performed, the possibility to use this system for estimating the objects' static and dynamic characteristics is shown.

3 fig. Ref.: 7 items.

УДК 621.391.14.

**Физические основы построения оптических процессоров обработки радиосигналов / В.В.Данилов // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2001. Вып. 120. С. 140-148.**

Рассматривается значимость развития оптических методов обработки данных специальных информационно-измерительных систем. На примере системы элементов оптической схмотехники, известной в обработке изображений как когерентный оптический процессор, показаны его преимущества и возможности для обработки радиосигналов, в частности, при реализации интегральных преобразований Фурье, а также развитие его для осуществления других математических операций над входными радиосигналами.

Илл. 8. Библиогр.: 9 назв.

УДК 621.391.14.

**Фізичні основи побудови оптичних процесорів опрацювання радіосигналів / В.В.Данилов // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2001. Вип. 120. С. 140-148.**

Розглядається значимість розвитку оптичних методів опрацювання даних спеціальних інформаційно-вимірювальних систем. На прикладі системи елементів оптичної схмотехники, відомої в опрацюванні зображень як когерентний оптичний процесор, показані його переваги і можливості для опрацювання радіосигналів, зокрема при реалізації інтегральних перетворень Фур'є, а також розвиток його для здійснення інших аналогових математичних операцій над вхідними радіосигналами.

Іл.8 Бібліогр.: 9 назв.

UDC 621.391.14.

**Physical fundatios of constructing the optical processors for radio signals processing. / V.V. Danilov. // Radiotekhnika. All-Ukr. Sci.. Interdep. Mag. 2001. N 120. P. 140-148.**

The significance of developing the optical methods of date processing for special information-measuring systems is considered. By way of illustrating the optical circuitry element system, known in the image processing as a coherent optical processor, its advantages and capabilities for radio signals processing are shown, in particular when realizing the integral Fourier transform and also development for other mathematical operations execution at input radio signals/ 8 fig. Ref.: 9 items.

УДК 620.179.13

**Исследование влияния условий проведения теплового неразрушающего контроля на точность показаний ИК – радиометра / С.Н.Мешков // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2001. Вып. 120. С. 149-154.**

Предложена функция преобразования радиометра для теплового контроля промышленных изделий сложной формы. Описаны методические особенности измерения температуры. Экспериментально исследовано влияние изменения расстояния до объекта контроля. Экспериментально и теоретически оценено влияние на точность контроля температуры внешней среды и температуры внутренних элементов конструкции радиометра. Полная погрешность измерений прибора составила 8 %.

Ил. 5. Библ.: 9 назв.

УДК 620.179.13

**Дослідження впливу умов проведення теплового неруйнівного контролю на точність показань ІЧ - радіометру / С.М.Мешков // Радіотехніка: Всеукр. межвід. наук.-техн. зб. 2001. Вип. 120. С. 149-154.**

Запропонована функція перетворення радіометра для теплового неруйнівного контролю промислових виробів складної форми. Описані методичні особливості вимірювання температури. Експериментально досліджено вплив зміни відстані до об'єкту контролю. Експериментально та теоретично оцінено вплив на точність контролю температури зовнішнього середовища та температури внутрішніх елементів конструкції радіометру. Встановлено, що повна похибка прилада дорівнює 8 %.

Ил. 5. Бібл.: 9 назв.

UDC 620.179.13

**Investigation of thermal non-destructive control conditions action on the IR-radiometer indication precision / S.N.Meshkov // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag, 2001. N 120. P. 149-154.**

The function of radiometer transformation for the thermal control of industrial goods of a complex shape is proposed. Methodical peculiarities of temperature measurement are described. The influence of distance change to the object of control is investigated experimentally. The influence of the environment temperature and that of the inner elements of radiometer construction are estimated experimentally and theoretically. The total error of radiometer measurements was equal to 8 %.

5 fig. Ref.: 9 items.

УДК 621.362:621.383.

**Оптимизация кремниевых солнечных элементов на основе  $p^+p-p^+$ -структур / В.А.Антонова, В.Н.Борщев, В.А.Золотарев, А.М. Листратенко, Н.И.Слипченко // Радіотехніка: Всеукр. межвід. наук.-техн. зб. 2001. Вип. 120. С. 155-161.**

Приведены методика и результаты расчета оптимальных режимов процесса диффузии фосфора в кремний из стекловидных пленок, обеспечивающих специфический профиль распределения легирующей примеси в  $p^+p$ -фронтальном переходе. Оптимизированы параметры фронтальной контактной сетки. Полученные результаты позволяют обеспечить оптимальные условия фотопреобразования.

Ил. 4. Библиогр.: 11 назв.

УДК 621.362:621.383.

**Оптимізація кремнієвих сонячних елементів на базі  $p^+p-p^+$ -структур / В.А.Антонова, В.М.Борщов, В.А.Золотарьов, О.М. Лістратенко, М.І. Слипченко // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2001. Вип. 120. С. 155-161.**

Наведено методику і результати розрахунків оптимальних режимів процесу дифузії фосфору в кремній із склоподібних плівок, що забезпечують специфічний профіль розподілення легуючої домішки в  $p^+p$ -фронтальному переході. Оптимізовано параметри фронтальної контактної сітки. Одержані результати дозволяють забезпечити оптимальні умови фотоперетворення.

Ил. 4. Библиогр.: 11 назв.

UDC 621.362:621.383.

**Optimization of the silicon solar cells based on  $n^+p-p^+$ -structure / V.A.Antonova, V.N.Borshchov, V.A.Zolotarjov, A.M. Listratenko, N.I. Slipchenko // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2001. N. 120. P. 155-161.**

Methods and results of calculation of optimal conditions for diffusion of phosphorus into silicon from glassy films, ensuring specific profile of the alloying admixture in  $n^+p$ -frontal junction, are presented. The frontal contact net parameters are optimized. The obtained results allow to provide photo transformation optimal conditions.

4 fig. Ref: 11 items

УДК 621.396

**Оценка влияния параметров конструкции на информационную способность резонаторных датчиков для измерения диэлектрической проницаемости / Ю.Е.Гордиенко, А.Ю.Панченко, А.А.Рябухин // Радіотехніка: Всеукр. межвід. наук.-техн. зб. 2001. Вип. 120. С. 162-165.**

Рассматриваются вопросы определения информационной способности резонаторных измерительных преобразователей. Оптимизация параметров преобразователей на современных ЭВМ является весьма сложной для реализации задачей. Рассматривается разбиение общей задачи на отдельные этапы, на каждом из которых результат оценивается на основании строгого решения электродинамической задачи.

Ил.11.Библиогр.: 6 назв.

УДК 621.396

**Оцінка впливу параметрів конструкції на інформаційну здатність резонаторних давачів для вимірювання діелектричної проникності / Ю.О.Гордієнко, А.Ю.Панченко, А.А.Рябухін // Радіотехніка; Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2001. Вип. 120. С. 162-165.**

Розглядаються питання визначення інформаційної здатності резонаторних вимірювальних перетворювачів. Оптимізація параметрів перетворювачів на сучасних ЕОМ є дуже складною для реалізації задачею. Розглядається розбивка загальної задачі на окремі етапи, на кожному з яких результат оцінюється на підставі строгого рішення електродинамічної задачі.

Лл. 11. Бібліогр.: 6 назв.

UDC 621.396

**Estimate of construction parameters action on the information ability of the resonator sensors for inductivity measurement / Y.E.Gordienko, A.Y.Panchenko, A.A.Ryabukhin // Radiotekhnika: All-Ukr. Interdep. Mag. 2001. N 120. P. 162-165.**

Problems of the resonator transducers information ability definition is considered. The transducers parameters optimization is rather complicated problem based on modern computers. The general problem partition into separate stages is considered, the result is estimated based on a strict solution of the electrodynamic problem at each stage.

11 fig. Ref.: 6 items.

УДК 621.317

**Многозондовые микроволновые мультиметры большого уровня мощности / В.М.Волков, О.Б.Зайченко, А.В.Огуй // Радіотехніка: Всеукр. міжвед. наук.-техн. зб. 2001. Вип. 120. С. 166-169.**

Рассмотрены алгоритмы, датчики и структурная схема многозондового микроволнового мультиметра, предназначенного для измерения падающей, отраженной и проходящей в нагрузку мощности, комплексного коэффициента отражения. Разработанные алгоритмы обеспечивают широкополосность. Описана конструкция датчиков нового типа для волноводов и коаксиальных линий, обладающего высокой надежностью, быстродействием, малой зависимостью коэффициента преобразования от частоты, долговременной стабильностью. Приведена структурная схема измерителя.

Лл.2. Библиогр.: 8 назв.

УДК 621.317

**Багатозондовий мікрохвильовий мультиметр високого рівня потужності / В.М.Волков, О.Б.Зайченко, А.В.Огуй // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн.зб.2001,Вип. 120. С. 166-169.**

Розглянуто алгоритм, первинний перетворювач і структурну схему багатозондового мікрохвильового мультиметра, призначеного для вимірювання падаючої, відбитої та прохідної потужності, комплексного коефіцієнту відбиття. Розроблено алгоритми, які забезпечують широкосмуговість. Наведено конструкцію первинних перетворювачів нового типу для хвильоводів та коаксіальних ліній, що мають високу надійність, малу залежність коефіцієнту перетворення від частоти, довгочасову стійкість. Надано структурну схему мікропроцесорного вимірювача.

Лл.2.Біблогр.: 8 назв.

UDC 621.317

**Multiprobe microwave multimeter of high power level / V.M.Volkov, O.B.Zaichenko, A.V.Ogyi // Radiotekhnika: All-Ukr.Sci.Independ.Mag. 2001. N 120. P. 166-160.**

The algorithms, sensor and block diagram for an incident, reflected and passing power, complex reflection coefficient modulus and phase measurement were considered. The synthesized algorithms maintain bandwidth. New waveguide and coaxial sensors, possessing a high reliability, high speed of response, small transformation coefficient dependence on frequency were described. The microprocessor system structure was given.

2 fig. Ref. 8 items.

УДК 621.391:519.72

**Оценка качества речи в цифровых системах передачи / И.Н.Пресняков, А.В.Омельченко, А.И.Пресняков // Радіотехніка: Всеукр. міжвед. наук.-техн. зб. 2001. Вип. 120.С. 170-174.**

Обоснованы показатели разборчивости и натуральности речи применительно к задачам оптимизации цифровых систем передачи. Построен новый показатель разборчивости речи, который предназначен для автоматической оценки качества речи средствами вычислительной техники с использованием выборок речевых сигналов. Предложено в качестве показателей натуральности речи использовать среднюю вероятность автоматической верификации абонентов и среднее квадратическое отклонение частоты основного тона принятого сигнала от частоты основного тона переданного речевого сигнала. Предложен подход к оптимизации цифровых систем передачи по совокупности показателей разборчивости и натуральности переданной речи.

Библиогр.: 10 назв.

УДК 621.391:519.72

**Оцінка якості мовлення в цифрових системах** / І.М.Пресняков, А.В.Омельченко, А.І.Пресняков // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2001. Вип. 120. С. 170-174.

Обґрунтовано показники розбірливості і натуральності мовлення стосовно задач оптимізації цифрових систем передачі. Побудовано новий показник розбірливості мовлення, що призначений для автоматичної оцінки якості мовлення засобами обчислювальної техніки з використанням вибірок мовних сигналів. Показано його зв'язок із показником формантної розбірливості мовлення, що застосовується у телефонії. Запропоновано в якості показників натуральності мовлення використовувати середню імовірність автоматичної верифікації абонентів і середньоквадратичне відхилення частоти основного тону прийнятого сигналу від частоти основного тону переданого сигналу мовлення. Запропоновано підхід до оптимізації цифрових систем передачі по сукупності показників розбірливості і натуральності переданої промови.

Бібліогр.: 10 назв.

UDC 621.391:519.72

**Evaluation of quality of speech in digital transmission systems** / I.N.Presnyakov, A.V.Omelchenko, A.I.Presnyakov // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2001. № 120. P. 170-174.

The indexes of intelligibility and naturalness of speech, with reference to the problems of digital optimization systems transmission are justified. A new index of speech intelligibility is constructed intended for an automatic evaluation of speech quality by means of computer facilities using the speech signals selection. It is offered that speech indices naturalness may be used as the mean probability of automatic verification of abonents and standard deviation of frequency of the main tone of the received signal from frequency of the main tone of the transmitted speech signal. The approach to optimization of digital transmission systems is offered on a set of indexes of intelligibility and naturalness of the transferred speech.

Ref.: 10 items.

УДК 621.391.24

**Эффективность систем передачи данных с решающей обратной связью и переменными параметрами корректирующего кода** / В.Н.Захарченко, В.В.Корчинский, А.А.Гринь // Радіотехніка: Всеукр. межвед. науч.-техн. зб. 2001. Вип. 120. С. 175-181.

Одним из перспективных направлений повышения скорости передачи информации при заданной достоверности является адаптивное изменение параметров передаваемого сигнала в зависимости от текущего состояния канала. В материалах статьи представлена методика расчета оптимальных параметров корректирующего кода в системе ПД с РОС и переменными параметрами передачи.

Табл. 8. Ил. 6. Библиогр.: 3 назв.

УДК 621.391.24

**Ефективність систем передачі даних з вирішальною зворотним зв'язком та перемінними параметрами корегувального коду** / В.М.Захарченко, В.В.Кочинський, О.О.Гринь // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2001. Вип. 120. С. 175-181.

Одним з перспективних напрямків підвищення швидкості передачі інформації при заданій вірогідності являється адаптивна зміна параметрів сигналу що передається, в залежності від поточного становища каналу. У матеріалах даної статті подана методика розрахунку оптимальних параметрів корегувального коду в системі ПД з РЗЗ та змінними параметрами передачі.

Табл. 8. Ил. 3. Бібліогр.: 3 назви.

UDC 621.391.24

**Efficiency of systems of data transfer with decisive feedback and variable parameters of the adjusting code** / V.N.Zakharchenko, V.V.Korchinsky, A.A.Grin' // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2001. N 120. P. 175-181.

One of the perspective directions of increase in the information transmission rate at the given reliability is the adaptive change of parameters of a transmitted signal depending on the current status of the channel. In this paper the technique of accounting the optimum parameters of the adjusting code in the system of data transfer with decisive feedback and variable parameters of transfer is presented.

8 tab. 3 fig. Ref.: 3 items.

УДК 621.391.037.372

**Новая форма представления селективных сигнальных функций для цифровых систем передачи** / Э.А.Сукачев // Радіотехніка: Всеукр. межвед. науч.-техн. зб. 2001. Вип. 120. С. 182-184.

Предложена новая форма записи для сигналов, удовлетворяющих первому критерию Найквиста. Введена вспомогательная функция, заданная интегральным выражением, и исследованы ее основные свойства.

Ил. 2. Библиогр.: 3 назв.

УДК 621.391.037.372

**Нова форма відображення селективних сигнальних функцій для цифрових систем передачі** / Е.О.Сукачов // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2001. Вип. 120. С. 182-184.

Запропоновано нову форму для запису сигналів, які відповідають вимогам першого критерію Найквіста. Введено допоміжну функцію, яка задана інтегральним виразом, та досліджено її основні властивості.

Іл. 2. Бібліогр.: 3 назв.

UDC 621.391.037.372

**New form of selective signal functions representation for digital transmission systems** / E.Sukachev // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2001. N 120. P. 182-184.

The new form of a record for the signals satisfying the Nyquist's criterion is offered. The auxiliary function is given with the integral expression, its main properties are studied.

2 fig. Ref.: 3 items.

УДК 621.391:519.28

**Статистический оптимальный алгоритм распознавания образов заданных интервалами эталонных значений признака** / Г.В.Певцов, В.А.Лупандин // Радиотехника: Всеукр. межвед. научн.-техн.сб. 2001. Вып. 120. С. 185-187.

На основе методов проверки сложных статистических гипотез синтезирован алгоритм двухальтернативно-го распознавания образов, каждый из которых в метрике измеряемого признака (параметра процесса) задан интервалом возможных значений.

Ил. 2. Библиогр.: 3 назв.

УДК 621.391:519.28

**Статистичний оптимальний алгоритм розпізнавання образів, які задані інтервалами еталонних значень ознаки** / Г.В.Певцов, В.А.Лупандін // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2001. Вип. 120. С. 185-187.

На основі методів перевірки складних статистичних гіпотез синтезований алгоритм дво-альтернативного розпізнавання образів, кожний з яких в метриці вимірюваної ознаки (параметра процесу) заданий інтервалом можливих значень.

Іл. 2. Бібліогр.: 3 назви.

UDC 621.391:519.28

**Statistical optimum algorithm for recognition of patterns given by intervals of the feature standard values** / G.V.Pevtsov, V.A.Lupandin // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2001. N 120. P. 185-187.

An algorithm bi-variant patter recognition was synthesized on the basis of the complex statistical hypothesis verification method; each of the variants is given with the possible values interval in the metrics of the measured feature (the process parameter).

1 fig. Ref.: 3 items.

УДК 681.396

**Интеграция системы технического зрения в технологический робототехнический комплекс** / И.Ш.Невлюдов, В.В.Токарев, А.М.Цымбал // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2001. Вып. 120. С. 188-191.

Рассмотрены вопросы интеграции системы технического зрения в технологический робототехнический комплекс. Приведены временные диаграммы синхронной работы системы технического зрения, робототехнического комплекса и персонального компьютера. Описана методика ввода информации с системы технического зрения в персональный компьютер с последующей её обработкой.

Ил. 3. Библиогр.: 1 назв.

УДК 681.396

**Інтеграція системи технічного зору у технологічний робототехнічний комплекс** / І.Ш.Невлюдов, В.В.Токарев, О.М.Цимбал // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2001. Вип. 120. С. 188-191.

Розглянуто питання інтеграції системи технічного зору у технологічний робототехнічний комплекс. Наведені часові діаграми синхронної роботи системи технічного зору, робототехнічного комплексу та персонального комп'ютера. Описана методика вводу інформації з системи технічного зору у персональний комп'ютер з подальшою її обробкою.

Іл. 3. Бібліогр.: 1 назв.

UDC 681.396

**The technical vision system integration to robotic complex / I.Sh.Nevlyudov, V.V.Tokarev, A.M.Tsimbal // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2001. N 120. P. 188-191.**

The questions of technical vision system integration to the technological robotic complex are considered. The time diagrams of synchronic work for that technical vision system, robotic complex and personal computer are described. The methods of information input from the technical vision system to the personal computer with the following processing are presented.

3 Fig. Ref.: 1 item.

УДК 681.3.06: 519.248.681

**Обеспечение стойкости шифра DES к атакам дифференциального криптоанализа. Перекрытие итеративных характеристик обнуляющего типа и четырехцикловых итеративных характеристик / В.И.Долгов, И.В.Лисицкая, В.И.Руженцев // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2001. Вып. 120. С. 192-198.**

Внимание сосредотачивается на детальном рассмотрении отдельных видов дифференциальных характеристик, которые могут быть положены в основу проведения атаки дифференциального криптоанализа. Также рассматриваются возможности повышения криптостойкости алгоритма путем введения дополнительных ограничений к отбору таблиц подстановок стандарта.

Ил. 7. Библиогр.: 14 назв.

УДК 681.3.06: 519.248.681

**Забезпечення стійкості шифра DES до атак диференційного криптоаналізу. Перекриття ітеративних характеристик обнуляючого типу та чотирициклових ітеративних характеристик / В.І.Долгов, І.В.Лисицька, В.І.Руженцев // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2001. Вип. 120. С. 192-198.**

Увага приділяється розгляду окремих видів диференційних характеристик, що можуть бути використані в атаці диференційного криптоаналізу. Також розглядаються можливості підвищення криптостійкості алгоритму шляхом введення додаткових обмежень відбору таблиць підстановок шифру.

Ил. 7. Бібліогр.: 14 назв.

UDC 681.3.06: 519.248.681

**The provision of resistance for the cipher DES to attacks of differential cryptanalysis. Blocking of the iterative characteristics of the set-to-zero type and the four-round iterative characteristics / V.I.Dolgov, I.V.Lisitskaya, V.I. Ruzhentsev // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2001. N 120. P. 192-198.**

The attention is paid to the detailed consideration of some kinds of differential characteristics, which can be used as the basis for realization of the differential cryptanalysis attack. The possibilities to increase the algorithm resistance by introduction of additional restrictions to selection of the substitution tables of the cipher are considered.

7 fig. Ref.: 14 items.

УДК 616.33/34-008.1-07

**Неинвазивный компьютерный электрогастроэнтерограф / М.Ф.Лагутин, А.И.Кузин // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2001. Вып. 120. С. 199-202.**

Предложен неинвазивный метод мониторингования сократительной функции органов желудочно-кишечного тракта у больных в послеоперационный период, который пригоден к использованию в условиях стационара.

Ил. 3. Библиогр.: 5 назв.

УДК 616.33/34-008.1-07

**Неінвазивний комп'ютерний електрогастроентерограф / М.Ф.Лагутін, А.І.Кузін // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2001. Вип. 120. С. 199-202.**

Запропоновано неінвазивний метод моніторингування скорочувальної функції органів шлунково-кишкового тракту у післяопераційних хворих. Метод придатний до використання в умовах стаціонару.

Ил. 3. Бібліогр.: 5 назв.

UDC 616.33/34-008.1-07

**Noninvasive computer electrogastroenterograph / M.F.Lagutin, A.I.Kuzin // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Indep. Mag. 2001. N 120. P. 199-202.**

A noninvasive method of digestive tract constriction monitoring has been presented. It can be used in clinical practice both for short-term diagnostics and for long monitoring of evacuation.

1 fig. Ref.: 5 items.

УДК 615.47:616 - 072.7

**Особенности применения технических средств в медицине** / Н.П.Мустецов, О.Н.Величко // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2001. Вып. 120. С. 203-205.

С позиций системного анализа рассмотрен комплекс инженерных проблем, связанных с проведением и интерпретацией результатов экспериментальных исследований биообъектов при помощи технических средств. Предложен системный подход к анализу взаимодействия в системе "биологический объект □ исследователь", детально рассмотрено назначение и функции биомедицинской техники различных типов как связующего звена между пациентом и врачом. Произведен анализ ошибок, возникающих при измерении основных медико-биологических показателей и формировании диагноза.

Ил. 3. Библиогр.: 3 назв.

УДК 615.47:616 - 072.7

**Особливості використання технічних засобів в медицині** / М.П.Мустецов, О.М.Величко // Радиотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2001. Вип. 120. С. 203-205.

З позицій системного аналізу розглянуто комплекс інженерних проблем, пов'язаних із проведенням та інтерпретацією результатів експериментальних досліджень біооб'єктів за допомогою технічних засобів. Запропоновано системний підхід до аналізу взаємодії в системі "біологічний об'єкт □ дослідник", детально розглянуті призначення і функції біомедичної техніки різних типів як сполучної ланки між пацієнтом і лікарем. Зроблено аналіз помилок, що виникають при вимірі основних медико-біологічних показників та формуванні діагнозу.

Ил. 3. Бібліогр.: 3 назви.

UDC 615.47:616-085

**The features of the technical facilities application to medicine** / N.P.Mustetzov, O.N.Velichko // Radiotekhnika.: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2001. N 120. P. 203-205.

In the context of the systems analysis the complex of the engineering problems connected with biological objects experimental researches and the results interpretation using technical facilities is considered in this article. The systems approach to the analysis of interaction in the system "biological object □ researcher" is offered, the purpose and functions of various types biomedical technique as a link between a patient and a physician are considered in details. The analysis of errors originating when measuring the main medical-biological indices and making a diagnosis is made.

3 fig. Ref.: 3 items.

УДК 616-073.75: 681.31

**Спеціалізовані програмні засоби для моніторингового дослідження стану кісткової системи населення** / Л.О.Авер'янова, С.А.Шармазанов // Радиотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2001. Вип. 120. С. 206-209.

Розглянуто можливість спільного застосування пристрою для малодозової цифрової дентальної рентгенографії та програмних засобів для визначення рентгеноморфометричних метакарпальних індексів при проведенні моніторингових досліджень стану кісткової системи населення.

Ил. 2. Табл. 1. Бібліогр.: 3 назви.

УДК 616-073.75: 681.31

**Специализированные программные средства для мониторингового исследования состояния костной системы населения** / Л.А.Аверьянова, С.А.Шармазанов // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2001. Вып. 120. С. 206-209.

Рассмотрена возможность совместного использования устройства для малодозовой цифровой дентальной рентгенографии и программных средств для определения рентгеноморфометрических метакарпальных индексов при проведении мониторинговых исследований состояния костной системы населения.

Ил. 2. Табл. 1. Библиогр.: 3 назв.

UDC 616-073.75: 681.31

**Specialized software for population bone status monitoring** / L.O.Aver'yanova, S.A.Sharmazanov // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2001. N 120. P. 206-209.

The possibility of low-dosed dental X-ray equipment and software joint use for definition of X-ray morphometric metacarpal indexes in population bone status monitoring is considered.

2 fig. 1 tabl. Ref.: 3 items.