

621.396(06)  
P 15

МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ УКРАИНЫ

ХАРЬКОВСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ ТЕХНИЧЕСКИЙ  
УНИВЕРСИТЕТ РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ

# РАДИОТЕХНИКА

Всеукраинский межведомственный  
научно-технический сборник

Основан в 1965 г.

ВЫПУСК 106

КС

БІБЛІОТЕКА ХНУРЕ ИНВ. № 743434
--------------------------------------

Харків

Харківський державний технічний  
університет радіоелектроніки

1998

ХНУРЕRadvotekhnvka : Yubyle



743434

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

Специальный выпуск сборника посвящен 35-летию радиотехнического факультета и 40-летию Проблемной научно-исследовательской лаборатории радиотехники. Изложены результаты теоретических и экспериментальных исследований антенных и ректенных решеток. Рассмотрены особенности и перспективы использования метеорной радиосвязи. Приведены алгоритмы обработки сигналов.

Для преподавателей вузов, научных работников и специалистов.

Спеціальний випуск збірника присвячено 35-річчю радіотехнічного факультету й 40-річчю Проблемної науково-дослідної лабораторії радіотехніки. Викладено результати теоретичних і експериментальних досліджень антенних та ректенних решіток. Розглянуто особливості й перспективи використання метеорного радіозв'язку. Наведено алгоритми обробки сигналів.

Для викладачів вищих закладів освіти, науковців і фахівців.

Редакционная коллегия: гл. ред., д-р техн. наук проф. *А.И. Терещенко*, зам. гл. ред., канд. техн. наук проф. *В.И. Алехин*, отв. 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*, 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. *В.М. Шокало*, д-р техн. наук проф. *С.Н. Шостка*

Ответственный за выпуск канд. техн. наук проф. *В.И. Алехин*

**Адрес редакционной коллегии:** Украина, 310726 Харьков-726, просп. Ленина, 14, Харьковский государственный технический университет радиоэлектроники (ХТУРЭ), тел. 40-93-97

© Харківський державний технічний університет радіоелектроніки, 1998

## Уважаемые читатели!

Этот выпуск сборника "Радиотехника" посвящен 35-летию радиотехнического факультета (РТФ) Харьковского государственного технического университета радиоэлектроники.

Год рождения радиофака — 1963. Много сил и душевной энергии вложили в создание факультета его первый декан Виталий Дмитриевич Кукуш, Всеволод Владимирович Толстов, Евгений Григорьевич Прошкин, Михаил Федорович Лагутин. Мне, как студенту радиофака 60-х гг., хочется пожелать этим людям крепкого здоровья и творческого долголетия. Именно они сформировали молодой преподавательский коллектив, который работал много, плодотворно и с большим энтузиазмом.

Уже тогда, в 60-е гг., была рождена главная традиция РТФ — учить требовательно. Благодаря этой традиции, буквально через несколько лет после создания факультета на заводы, в НИИ и КБ страны пришли хорошо подготовленные молодые радиоинженеры. Плеяда выпускников 60-х и предопределила на многие годы лицо радиофака как фирмы по "производству" классных специалистов.

РТФ 1998 г., конечно же, существенно отличается от факультета 1963 года. Прежде всего, различие проявляется в качественном составе преподавателей. На факультете ныне преподают 13 профессоров, 29 доцентов. Но осталась традиция учить требовательно и фундаментально.

Секрет радиофака в том, что здесь учат не способам создания радиоэлектронной аппаратуры, а фундаментальным принципам ее построения. Специалист, знающий принципы, способен к самообразованию и саморазвитию. Он нацелен на изучение смежных профессий, образцов новой техники, т.е. идет в ногу с техническим прогрессом. Именно это и предопределяет в нынешних социально-экономических условиях спрос на наших выпускников. Будущие инженеры готовятся сейчас по трем специальностям: радиотехника; аппаратура радиосвязи радиовещания и телевидения; радиоэлектронные устройства, системы и комплексы со специализацией "Медицинские радиоэлектронные приборы и системы".

Весомы и научные достижения коллектива РТФ. В его состав входят две проблемные научно-исследовательские лаборатории — радиотехники (ПНИЛ РТ) и зондирования атмосферы (ПНИЛ ЗА), которыми руководят

профессора Б.Л. Кашеев и Е.Г. Прошкин, а также научно-учебный центр технической электродинамики и антенн (руководитель — проф. В.М. Шокало). На факультете трудятся единственный в Украине лауреат премии АН СССР им. А.С. Попова проф. Я.С. Шифрин и два лауреата премии НАНУ им. акад. Н.П. Барабашова — профессора Б.Л. Кашеев и Ю.И. Волощук.

К наиболее значимым достижениям ученых факультета относятся:

— разработка уникальной аппаратуры и проведение с ее помощью в рамках ряда международных программ циклов измерений, направленных на изучение динамики атмосферы на высотах появления метеорных следов и изучение распределения в околоземном космическом пространстве метеорных частиц; создание уникальной радиометеорной системы синхронизации шкал эталонов времени для высокоточного сличения шкал трех эталонов Госстандарта Украины и семи эталонов Госстандарта России (коллектив ПНИЛ РТ под рук. проф. Б.Л. Кашеева);

— формирование системного подхода при решении проблемы лазерной резонансной локации в экологии космического пространства; разработка лидарных станций и выполнение с их помощью измерений, направленных на решение проблемы "озоновой дыры" над Антарктидой и диагностирование "атмосферы" вокруг летательных аппаратов в космосе (коллектив кафедры генерирования и формирования сигналов под руководством проф. М.Ф. Лагутина);

— разработка новых методов и аппаратуры акустического и радиоакустического зондирования пограничных слоев атмосферы Земли для определения основных метеорологических величин (коллективы кафедры радиотехнических систем под руководством проф. В.И. Алехина и ПНИЛ ЗА под руководством проф. Е.Г. Прошкина);

— создание общей теории нового класса антенн — антенн с нелинейными элементами (профессора Я.С. Шифрин и А.И. Лучанинов); проведение на базе этой теории исследований в области разработки систем передачи энергии СВЧ-лучом, включая первые в Украине натурные эксперименты по беспроводной передаче энергии в интересах развития космической энергетики (коллектив кафедры основ радиотехники под руководством проф. В.М. Шокало).

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

Как декан, я живу надеждой, что в наше непростое время радиофак сохранит свою индивидуальность, свой "фирменный знак качества" и будет так же дорог студентам, преподавателям и выпускникам, как в уже далекие 60-е годы.

С 35-летием тебя, славный радиофак!

Декан радиотехнического факультета,  
д-р техн. наук проф.



В. М. Шокало

P.S. Коллектив факультета выражает глубокую признательность редакционной коллегии за большую работу по организации юбилейного выпуска сборника "Радиотехника".



Владимир Михайлович Шокало, д-р техн. наук проф.,  
зав. кафедрой основ радиотехники, декан радиотехнического  
факультета, член редколлегии всеукраинского  
научно-технического сборника «Радиотехника»

## ИССЛЕДОВАНИЯ ПОГРАНИЧНОГО СЛОЯ АТМОСФЕРЫ МЕТОДОМ АКУСТИЧЕСКОГО ЗОНДИРОВАНИЯ

Атмосфера Земли представляет собой важный элемент окружающей среды. Погода и климат Земли определяются разнообразными процессами, протекающими в толще атмосферы. Для достоверного предсказания поведения атмосферы необходимо знать ее характеристики на различных высотах, в разных районах и в различные моменты времени.

Пограничный слой (ПС) атмосферы, где происходят механическое взаимодействие и термодинамический обмен движущихся воздушных масс с подстилающей поверхностью, является областью, которая в наибольшей степени подвержена воздействию выбросов газообразных продуктов антропогенного происхождения. В свою очередь, ПС существенно влияет на производственную деятельность и условия жизни человека. Повышение точности измерений метеорологических величин в ПС атмосферы и улучшение моделей кратко- и долгосрочного прогнозирования погоды представляет большой научный и практический интерес.

Использование акустического излучения для дистанционного зондирования атмосферы базируется на способности акустических волн рассеиваться на неоднородностях, образованных атмосферной турбулентностью. Взаимодействие акустических волн с такими объектами намного сильнее, чем у электромагнитных волн большинства областей спектра.

Теория рассеяния звука на турбулентности впервые была предложена в 1941 г. А.М. Обуховым [1], получила дальнейшее развитие в работах В.И. Татарского [2], А.С. Мониной [3] и экспериментально проверена М.А. Каллистратовой [4].

Первый метеорологический акустический локатор был создан и испытан в 1968 г. в Австралийском НИИ вооружения [5]. С этого момента началось интенсивное развитие акустического зондирования. В СССР и затем СНГ работы по акустическому зондированию проводятся с 1974 года. В России они выполняются в институтах Российской академии наук — Институте оптики атмосферы, Институте радиотехники и электроники, Институте физики атмосферы, а в Украине — в Харьковском государственном техническом университете радиоэлектроники (ХТУРЭ).

Уже первые результаты показали широкие возможности метода акустического зондирования при исследовании термической структуры атмо-

сферы (конвективных потоков, инверсионных слоев, внутренних гравитационных волн), измерении параметров турбулентности и скорости ветра.

Начало работ по акустическому зондированию в ХТУРЭ. Исследования метода акустического зондирования атмосферы на кафедре радиотехнических систем ХТУРЭ проводились с начала 70-х годов. Первые работы были посвящены созданию акустических излучателей повышенной мощности, расчету частотно-энергетических соотношений в акустической локации атмосферы [6], выбору оптимальных частот акустического зондирования нижнего слоя атмосферы [7], теоретическому и экспериментальному изучению статистических характеристик акустических помех [8]. Исследования показали, что ввиду сильного поглощения акустических колебаний последние могут быть эффективно использованы только для изучения нижней части пограничного слоя атмосферы. Увеличение дальности зондирования достигается переходом к использованию низких частот (до 100 Гц), что резко увеличивает габаритные размеры антенных систем излучателей звука и стоимость аппаратуры. В силу этого основное внимание уделялось разработке относительно недорогих мобильных систем, которые легче могли бы найти практическое применение.

При первых успешных попытках практического применения метода акустического зондирования, как правило, использовались моностатические акустические лоаторы с однопозиционной вертикально-ориентированной приемно-передающей антенной, импульсным зондирующим сигналом, факсимильной регистрацией эхо-сигнала. Такие лоаторы позволяли выявлять вертикальную стратификацию атмосферы и устанавливать наличие зон инверсии температуры и повышенной турбулентности. Методики зондирования для измерения вертикальных профилей скорости ветра требовали оптимизации геометрий зондирования, а также освоения техники измерения доплеровских сдвигов частоты с достаточно высокой точностью, для чего необходимо было обеспечивать высокое соотношение сигнал-помеха.

В акустических системах зондирования максимальная мощность зондирования, как правило, ограничена механической прочностью электроакустических преобразователей, поэтому превышение допустимой мощности недопустимо даже в импульсе.

Генерация и прием акустических импульсов с большой базой затруднительны из-за сложности обеспечения требуемой равномерности амплитудно-частотной характеристики приемно-передающих трактов. Поэтому для повышения точности измерений в условиях воздействия внешних помех в работе [9] было предложено реализовать режим с непрерывным зондирующим сигналом и разнесенными в пространстве передающей и приемной антеннами (бистатистический режим). Данный режим имеет следующие преимущества: простоту схемы и конструкции, отсутствие «мертвой зоны», возможность работы с узкой полосой пропускания системы, нечувствительность к медленным изменениям частоты передатчика.

Основным недостатком является прямое прохождение («просачивание») сигнала непосредственно из передающей антенны в приемную, вызывающее сужение динамического диапазона приемного тракта и ухудшение условий измерения малых доплеровских сдвигов частоты. Основные методы борьбы с этим недостатком — снижение уровня боковых лепестков приемных и передающей антенн, аппаратурная и программная компенсации данной коррелированной помехи.

Для практической реализации систем акустического зондирования в течение 1980—1981 гг. была сформирована специальная группа, работающая на договорной основе. Первый разработанный ею макет одноканального акустического лоатора непрерывного излучения, предназначенный для дистанционного измерения радиальной скорости ветра в приземном слое атмосферы, был размещен на аэрологической площадке аэропорта г. Харькова.

В реальных условиях аэропорта проводились сравнительные измерения скорости ветра содаром, системой КРАМС, шаропилотными и радиопилотными наблюдениями. Анализ результатов измерений показал удовлетворительное соответствие результатов измерения с шаропилотными и радиопилотными наблюдениями. Коэффициент корреляции результатов составил 0.97. Коэффициент корреляции результатов содара с данными системы КРАМС,

расположенной в 400 м от содара, изменялся от 0,65 до 0,95, причем большие значения отмечались при увеличении интервала усреднения до 15 мин. Были проведены также экспериментальные исследования вертикального профиля скорости ветра на высотах от 25 до 200 м на 8 уровнях. Цикл измерений проводился синхронно с радиопилотными наблюдениями с помощью РЛС «Метеорит-2» и радиозондов РКЗ-5 [10].

При последующей модернизации содар был снабжен тремя стационарными антеннами, расположенными в районе взлетно-посадочной полосы (ВПП) аэропорта, трехканальной системой приема и обработки информации. Однако при этом варианте исполнения содара исключалась возможность анализа помеховой обстановки в реальном масштабе времени, а также определения параметров эхо-сигналов с последующей адаптацией алгоритма обработки к сложившейся ситуации. Кроме того, не обеспечивалась инвариантность системы обработки относительно целого ряда специальных задач по исследованию метеопараметров [11], т.е. изменение решаемой задачи обуславливало необходимость изменения структуры как программной, так и аппаратной частей.

Первый этап работ показал работоспособность устройства дистанционного измерения скорости ветра в приземном слое атмосферы, которое использует непрерывный зондирующий сигнал. Были выполнены экспериментальные исследования внешних акустических помех, действующих на вход приемника, что в дальнейшем дало возможность провести измерения интенсивности внешних шумов в черте города, на полигоне и на научно-исследовательском судне. Результаты данных исследований могли рассматриваться как техническая основа для построения и совершенствования устройства акустического зондирования атмосферы непрерывными колебаниями.

**Разработка содара ИВА — новый этап развития непрерывного акустического зондирования.** С начала 80-х гг. особое внимание служб метеообеспечения авиации мира было направлено на решение задачи обнаружения сдвига ветра, приводящего к появлению авиационных происшествий, особенно при выполнении воздушным судном операций взлета и посадки. В 1985 г. Управление авиации СССР привлекло ХТУРЭ для решения этой задачи, учитывая накопленный здесь опыт разработки систем акустического зондирования.

С учетом современных тенденций развития техники акустического зондирования атмосферы был разработан в ХТУРЭ, изготовлен на опытном заводе и испытан опытный образец акустического измерителя параметров ветра ИВА. Технические решения измерителя должны были удовлетворить информационные запросы потребителей как в ближайшее время, так и по мере развития техники акустического зондирования.

Передающий канал ИВА включал синтезатор зондирующего сигнала (СЗС), схему преобразования цифровой комплексной огибающей (КО) в действительный зондирующий сигнал, усилитель мощности и передающую антенну. В схеме преобразования КО предусматривались цифроаналоговые преобразователи, перемножители, с помощью которых выполнялся перенос КО с нулевой частоты на частоту зондирования, ФНЧ и сумматор. Для тестирования приемного тракта СЗС синтезировал специальные сигналы, имитирующие эхо-сигналы локатора. Кроме функций синтеза, СЗС выполнял функции микроЭВМ общего назначения и мог распараллеливать алгоритм обработки центральной микроЭВМ локатора. Каждый из

приемных каналов включал в себя приемную антенну, аналоговый мультиплексор, кодоуправляемый усилитель, полосовой фильтр, схему выделения КО. Аналоговый мультиплексор предназначался для коммутации реальных или типовых сигналов. Схема выделения КО с помощью смесителей и ФНЧ переносила спектр сигнала из высокочастотной области в низкочастотную. Все переносы по частоте в квадратурных каналах осуществлялись с помощью опорного квадратурного генератора, общего с передающим трактом. С выходов приемных каналов КО через управляемый от микроЭВМ аналоговый мультиплексор сигналы подавались на быстродействующий АЦП, с выхода которого оцифрованный сигнал вводился в микроЭВМ. Алгоритмы статистического оценивания различных метеовеличин были реализованы с помощью микроЭВМ и программируемого процессора цифровой обработки сигналов (ЦОС), что позволяло переходить от одного алгоритма к другому в сравнительно широком диапазоне классов без изменения аппаратной части.

Для аэродромного варианта измерителя основной являлась бистатистическая схема зондирования [12]: передающая и приемные антенны были разнесены в пространстве, причем приемные антенны обслуживали группами по три каждую из трех высот зондирования. Для этого варианта также сохранялась возможность реализации непрерывного зондирующего сигнала, что позволяло повысить энергетические показатели лоатора при наличии акустических помех аэропорта.

*Основные технические характеристики измерителя ИВА*

Диапазон измеряемых скоростей ветра, м/с	1... 30
Высоты измерения, м	40, 70, 100
Несущая частота зондирующего сигнала, Гц	5000
Максимальная мощность, подводимая к передающей антенне, Вт	300
Уровень эквивалентного звукового давления, обусловленного собственными шумами микрофонного усилителя (в полосе 1 кГц), дБ, не более	16
Погребляемая мощность, кВт, не более	2
Допустимый уровень внешних помех, дБ	80

Управление лоатором осуществлялось оператором через системный терминал. Отображение, документирование информации реализовалось с помощью терминала, накопителя на гибких магнитных дисках, печатающего устройства, а вывод информации в систему высшего уровня производился по цифровому каналу связи со скоростью не менее 75 бит/с.

В качестве центральной микроЭВМ в разработке использована персональная ЭВМ типа IBM — PC/AT-386, снабженная специализированным процессором обработки сигналов ПОС-16, который позволяет выполнить основные операции в реальном масштабе времени.

Алгоритм измерения скорости ветра ИВА дает возможность проводить в реальном масштабе времени по каждому из девяти приемных каналов: оценку соотношения сигнал-помеха в принятых реализациях эхосигнала и отбор их для анализа; оценку доплеровского сдвига частоты с использованием алгоритма БПФ; усреднение результатов измерения на заданном интервале времени; определение составляющих вектора скорости ветра на каждой из высот зондирования; расчет вертикального сдвига ветра, модуля и направления горизонтального ветра с учетом ориентирования антенной системы; регистрацию информации на экране монитора в заданном формате; подачу сигналов (звуковых или в виде мигающих отметок на экране монитора), если скорость ветра или его сдвиг превышает заданное значение.

**Результаты измерений содаром ИВА в зоне аэродрома.** Экспериментальные исследования с использованием опытного образца акустического лоатора ИВА выполнялись в аэропорту г. Харькова летом 1989 г. и весной 1990 года. В процессе экспериментов изучались особенности спектральных характеристик акустических помех воздушных судов (ВС) при выполнении ими различных операций: выруливания к стартовой позиции, расположения на ней, старта, посадки, взлета с противоположного от лоатора торца ВПП. Кроме того, определялись характер и степень воздействия акустических помех ВС на функционирование лоатора, проверялась идентичность каналов измерения составляющих скорости ветра на различных высотах.

Для проведения испытаний антенны лоатора были расположены по Т-образной схеме на расстоянии от 120 до 200 м от торца ВПП. Уровень фоновых акустических помех и помех ВС измерялся в полосе 0,3...15 кГц с помощью шумомера ВШВ-003. Спектральный состав помех исследовался спектроанализатором СК4-72/2.

Эксперименты показали, что уровень фоновых помех аэропорта составляет 55...65 дБ, а их спектральная плотность (СП) имеет экспоненциальную форму, подтверждая выводы работы [13].

Уровень акустических помех ВС определяется типом ВС, выполняемой операцией, ракурсом ВС относительно антенной системы лоатора. Характерные уровни зафиксированных помех ВС приведены в таблице.

Тип ВС	Уровень помех, дБ			
	Посадка	Выруливание	Старт	Взлет
Ту-134	80...87	82...86	102...115	96...106
Як-40	72...76	До 75	74...86	До 89
Ан-24	75...84	76...80	80...86	80...88
Л-410	88...72	70	75	—

Форма СП помех ВС также приближается к экспоненциальной, но спад высокочастотных составляющих происходит медленнее, чем для фоновых помех. Кроме того, СП помех ВС содержит пики, положение которых на частотной оси, а также их относительный уровень различны для разных типов ВС и зависят от индивидуальных особенностей режима работы двигателя ВС при выполнении конкретных операций. Например, СП помех в режиме выруливания Ту-134 является наиболее широкополосной (до 8 кГц) и изрезанной, максимумы наблюдались на частотах около 2 и 4 кГц. Кроме того, в момент разворота на стартовой площадке отмечалось наличие пика, быстро перемещающегося от частоты около 7 кГц в область 3 кГц. СП помех при выруливании Як-40 имела отдельные пики на частотах 1,4; 2,8; 4 кГц, причем на частотах выше 4 кГц уровень спектральных составляющих был соизмерим с уровнем фона. При выруливании Ан-24 и Л-410 основная энергия помех была сосредоточена в полосе до 2 кГц, причем на более высоких частотах уровень СП незначительно превышал уровень фона.

В момент старта Ту-134 СП помех находилась в НЧ-области (в полосе до 2 кГц), хотя и отмечались кратковременные расширения полосы до 4 кГц. При старте Як-40 СП помех в основном была сосредоточена в области до 3 кГц, для Ан-24 и Л-410 — до 2,5 кГц с пиками на 2 кГц (Ан-24) и 300...400 Гц (Л-410).

При посадке ВС СП помех находились соответственно в области от 4,5 кГц (Ту-134) с пиком на 2 кГц до 12 кГц (Як-40) со спектральными пиками на частотах 1, 2, 8 кГц. Для Л-410 основная энергия СП помех была сосредоточена в полосе до 5 кГц, причем ее пик отмечался на частоте 2 кГц.

В процессе экспериментов была установлена значительная зависимость влияния акустических помех ВС на работу локатора от ориентирования реактивных струй относительно антенной площадки локатора: наибольший уровень помех отмечался при развороте ВС на стартовой позиции, когда выбрасываемая струя была направлена на антенную площадку. Поскольку наибольший уровень помех ВС в рабочем частотном диапазоне локатора обусловлен маневрами ВС в районе старта, наиболее целесообразным местом установки локатора ИВА является район ближнего приводного радиомаяка аэропорта. Необходимо отметить, что в указанном районе глиссада снижения ВС при посадке может проходить через рассеивающий объем локатора (на высоте 70 м), вследствие чего значимость данных измерений из этого объема для экипажа ВС возрастает.

**Международная апробация содара ИВА.** В мае — июне 1989 г. и в октябре 1990 г. на территории Словацкой метеорологической обсерватории, обслуживающей атомную электростанцию, проводились международные исследования параметров приземного слоя атмосферы по про-

граммам "JABEX-89" и "JABEX-90" с использованием локальных средств, размещаемых на 200-метровой метеорологической вышке и дистанционных содаров различных типов, в том числе акустического локатора ИВА [14].

Для совместных измерений скорости и направления ветра наряду с содаром ИВА применялись следующие приборы: российские датчики М-47, установленные на метеовышке (на высоте 60 и 85 м); словацкая аппаратура шаропилотных наблюдений; акустические анемометры DAT-310 производства японской фирмы "Кайо-Денкай", установленные на 25-метровой отметке вышки; шведский содар "Сенситрон"; немецкий содар "Эхо-2".

Передающая антенна содара ИВА располагалась на расстоянии 90 м от основания вышки, точка запуска шар-пилотов и первый пункт наблюдения — на расстоянии 15 м, а второй пункт наблюдения был расположен в 20 м от передающей антенны содара. Расстояние между местами установки содаров "Сенситрон" и ИВА составило 87 м, между содарами ИВА и "Эхо-2" — 300 м.

Площадка обсерватории размещена среди сельскохозяйственных угодий на равнине, окруженной цепью гор. Отличительной особенностью условий эксперимента явилось относительное постоянство средних параметров воздушных масс в течение длительных (несколько часов) серий экспериментов.

В процессе обработки результатов совместных измерений рассчитывались такие параметры: средние значения взаимных отклонений скорости и направления ветра  $\Delta V$ ,  $\Delta \phi$ , измеряемых различными средствами; среднеквадратические значения взаимных отклонений  $S_{\Delta V_x}$ ,  $S_{\Delta \phi}$ ; коэффициенты корреляции совместно измеренных величин  $\rho_v$ ; коэффициенты уравнения регрессии  $b_0$  и  $b_1$ .

При обработке данных совместных измерений с датчиками М-47 (установленный интервал усреднения  $T_y = 10$  мин) получены следующие значения:  $0,93 \leq \rho_v \leq 0,96$ ;  $|\Delta V| \leq 0,65$  м/с;  $\sigma_{\Delta V} \leq 0,43$  м/с;  $-0,03 \leq b_0 \leq 0,56$ ;  $0,85 \leq b_1 \leq 1,04$ .

При  $T_y = 1$  ч получены соответственно:  $0,97 \leq \rho_v$ ;  $|\Delta V| \leq 0,68$  м/с;  $\sigma_{\Delta V} \leq 0,43$  м/с;  $-0,68 \leq b_0 \leq 0,91$ ;  $0,92 \leq b_1 \leq 1,04$ .

Количественных сравнительных оценок при измерениях направления ветра не проводилось, поскольку было обнаружено наличие значительных выбросов в показаниях датчиков направления М-47, обусловленных, по-видимому, кратковременным "зависанием" датчиков при порывах ветра.

В процессе совместных измерений скорости ветра содаром ИВА и шаропилотными наблюдателями были получены следующие результаты:  $0,7 \leq \rho_v \leq 0,86$ ;  $|\Delta V| \leq 0,42$  м/с;  $S_{\Delta V_x} \leq 1$  м/с;  $|\Delta \phi| \leq 2,8^\circ$ ;  $S_{\Delta \phi} \leq 6,9$ .

При измерении скорости ветра совместно с акустическим анемометром DAT-310 ( $T_y = 40$  мин) значения показателей составили:  $\rho_v = 0,97$ ;  $|\Delta V| \leq 0,31$  м/с;  $b_0 = -0,52$ ;  $b_1 = 1,67$ ;  $S_{\Delta V} \leq 0,31$  м/с.

В результате совместных измерений с содаром "Сенситрон" ( $T_y = 15$  мин) получены такие данные:  $0,76 \leq \rho_v \leq 0,91$ ;  $|\Delta V| \leq 0,46$  м/с;  $S_{\Delta V} \leq 0,75$  м/с;  $|\Delta \varphi| = 3,4^\circ$ ;  $\sigma_{\Delta \varphi} \leq 5,5^\circ$ . В процессе испытаний отмечалось существенное снижение дальности зондирования содаром "Сенситрон" при скорости ветра более 10 м/с.

При испытаниях на помехоустойчивость использовался источник акустических помех, имитирующий реальную помеховую обстановку аэропорта. В процессе этих испытаний зафиксировано прекращение выдачи информации содаром "Сенситрон" при уровне помех 34...38 дБ в октавной полосе частот 2 кГц (71...72 дБ в полосе от 0 до 15 кГц). Содар ИВА сохранял работоспособность при максимальной интенсивности помех имитатора 58 дБ в октавной полосе 4 кГц (80...88 дБ в полосе 0...15 кГц) с незначительным снижением статистической обеспеченности оценок.

Таким образом, за четверть века исследований в области акустического зондирования на кафедре радиотехнических систем ХТУРЭ пройден путь от теоретической и экспериментальной стадий до начала внедрения комплексов зондирования в практику метеослужб обслуживания авиации. Опытный образец разработанного акустического локатора ИВА-4 в 1989 г. прошел ведомственные испытания, а в 1990 г. был передан на опытную эксплуатацию в Главную геофизическую обсерваторию им. Воейкова (Россия) [15]. С начала 1991 г. осуществлялась подготовка к выпуску установочной серии локаторов для проведения госиспытаний в 1992—1993 годах.

Имеющиеся наработки по акустическому зондированию позволили создать ряд спецкурсов для обучения студентов. На основе развития средств вычислительной техники и элементной базы производится дальнейшее развитие метода акустического зондирования, совершенствование алгоритмов и устройств обработки сигналов [16].

**Список литературы:** 1. Обухов А.М. О рассеянии звука в турбулентном потоке // Докл. АН СССР. 1941. Т. 30. С. 611. 2. Татарский В.И. К теории распространения звуковых волн в турбулентном потоке // ЖЭТФ. 1953. Т. 25. С. 74. 3. Монин А.С. Некоторые особенности рассеяния звука в турбулентной атмосфере // Акуст. журн. 1961. Т. VII, вып. 4. С. 457 — 461. 4. Каллистратова М.А. Экспериментальное исследование рассеяния звуковых волн в атмосфере // Тр. Ин-та физики атмосферы (ИФА) АН СССР. 1962. № 4. С. 203 — 256. 5. Акустическое зондирование — новый метод исследования строения атмосферы / Л.Г. Макаллистер, Д.Р. Поллард, А.Р. Махони, Р.Д. Шоу // ТИИЭР. 1969. Т. 57, № 4. С. 231 — 239. 6. К расщету частотно-энергетических соотношений в акустической локации атмосферы / А.Ф. Апорович, Г.И. Сидоров, В.И. Сидько, В.И. Леонидов // Радиотехника. 1978. Вып. 44. С. 44 — 48. 7. Сидоров Г.И., Сидько В.И. Выбор оптимальных частот акустического зондирования нижнего слоя атмосферы // IV Всесоюз. симп. по лазер. зондированию атмосферы: Тез. докл. Томск, 1976. С. 62 — 64. 8. Сидоров Г.И., Сидько В.И. Теоретическое и экспериментальное исследование характеристик акустических помех // V Всесоюз. симп. по лазер. и акуст. зондированию атмосферы: Тез. докл. Томск, 1978. С. 34 — 37. 9. Прошкин Е.Г., Сидоров Г.И., Сидько В.И. Акустический локатор с непрерывным зондирующим сигналом // VI Всесоюз. симп. по лазер. и акуст. зондированию атмосферы: Тез. докл. Томск, 1980. С. 109 — 112. 10. Алексин В.И., Рыженко А.И., Сидько В.И. Некоторые результаты измерения скорости ветра

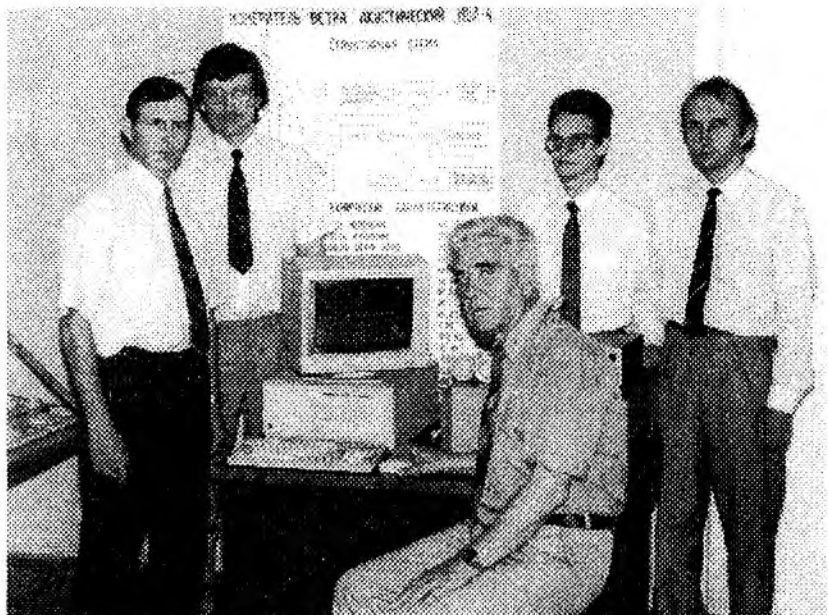
в зоне аэродрома акустическим докатором с непрерывным излучением // Радиотехника летат ашаратов. 1984. Вып. 13. С. 51 — 57. 11. *Каллистратова М.А., Шаманаева Л.Г.* Акустическое зондирование атмосферы пограничного слоя // VIII Всесоюз. симп. по лазер. и акуст. зондированию атмосферы: Тез. докл. Томск, 1984. С. 59 — 60. 12. *Измеритель ветра акустический ИВА-4* В.И. Алехин, Ю.Г. Плещеев, Б.М. Романовский и др. // Протокол рабочего совещания специалистов стран — членов СЭВ по вопросам КАС-МЕТЕО. Прил. 3. Л., 1988. С. 50 — 52. 13. *Справочник по технической акустике*: Пер. с англ. Под ред. Д. Хекла, М. Мюллера. Л.: Судостроение, 1980. 653 с. 14. *О некоторых результатах измерений характеристик ветра в рамках программы "JABEX-89"* / В.И. Алехин, А.Г. Жгунов, Ю.А. Малоков и др. // Оптика атмосферы. Томск, 1982. Т. 5. С. 109 — 110. 15. *Принципы построения автоматизированных систем метеорологического обеспечения авиации* / Под ред. Г.Г. Шукина. Л.: Гидрометеоиздат, 1991. 435 с. 16. *Алехин В.И., Доровский В.В., Рыженко А.И.* К вопросу о метеорологической аттестации тракта формирования информационных сигналов акустического докатора // III Междунар. конф. "Теория и техника передачи, приема и обработки информации". Харьков - Туансе, 1997 г.: Тез. докл. X, 1997. С. 59.

*Днепропетровский государственный технический университет радиотехники*

*Поступила в редакцию 01.09.98*



**Владимир Иванович Алехин,  
проф., директор Института  
радиотехники и электроники,  
зав. кафедрой  
радиотехнических систем,  
зам. главного редактора  
всеукраинского научно-  
технического сборника  
«Радиотехника»**



В научно-исследовательской лаборатории  
кафедры радиотехнических систем.  
Слева направо: А.И. Рыженко, В.В. Доровский, В.И. Алехин,  
А.С. Иванов, Э.А. Корецкий

*E.G. PROSHKIN, Dr Techn. Sci.*

## ATMOSPHERE BOUNDARY LAYER TURBULENCE LEVEL ESTIMATION WITH RADIOACOUSTIC SOUNDING METHODS

Fluctuations of amplitude of the radio signal reflected from the acoustic pulse of definite altitude allow to suppose that the field in the reception point represents superposition of the regular («mirror») wave with a constant amplitude and phase and a great number of scattered waves having random amplitude and phase.

Hence, the resultant radio signal can be presented as

$$E(t) = E_1 \cos \omega_1 t + \sum_S E_S \cos(\omega_S t - \varphi_S). \quad (1)$$

The resultant signal amplitude (1) is a random value, whose probability density obeys the generalized Rayleigh distribution

$$W(A) = \frac{A}{\sum_S E_S^2} \exp\left(-\frac{A^2 + E_1^2}{2 \sum_S E_S^2}\right) J_0\left(\frac{AE_1}{\sum_S E_S^2}\right). \quad (2)$$

From the expression (2) one can deduce the formulae for defining the mean square  $\overline{A^2}$  and mean value  $\overline{A}$  of the amplitudes

$$\overline{A^2} = \int_0^{\infty} W(A) A^2 dA = \sum_S \overline{E_S^2} (1 + \beta^2). \quad (3)$$

$$\overline{A} = \int_0^{\infty} W(A) A dA = \left(\frac{\pi \sum_S \overline{E_S^2}}{4}\right)^{1/2} \exp\left(-\frac{\beta^2}{2}\right) \left[ (1 + \beta^2) J_0\left(\frac{\beta^2}{2}\right) + J_1\left(\frac{\beta^2}{2}\right) \right] \beta^2. \quad (4)$$

where 
$$\beta = \frac{E_1}{\sqrt{\sum S E_S^2}}$$

Using the formulae (3) and (4) the dependence  $\beta = f\left(\frac{A^2}{\overline{A^2}}\right)$  (Y.L. Alpert, V.L. Guinsburg, E.L. Feinberg, 1953) allowing to define the value  $\beta$  obtained experimentally from  $\overline{A^2}/\overline{A^2}$  decrease and then  $E_1^2$  and  $\sum S E_S^2$  from (3) was calculated.

Verification of the assumption (1) confidence was carried out through comparison of amplitudes distribution curves obtained from the experiment with theoretical distribution curves  $W(A)$ .

From the radar standpoint the parameter  $\beta^2$  can be regarded as the relation of the effective scattering area  $\delta_0$  steadily reflecting parts of acoustic pulse to the mean value of the effective scattering area  $\overline{\delta_S}$  of all fluctuating parts of the pulse  $\beta^2 = \frac{\delta_0}{\overline{\delta_S}}$ .

### Results of experimental researches

Double-frequency system RAS (E.G. Proshkin, 1996) was used in the researches shown in Fig. 1.

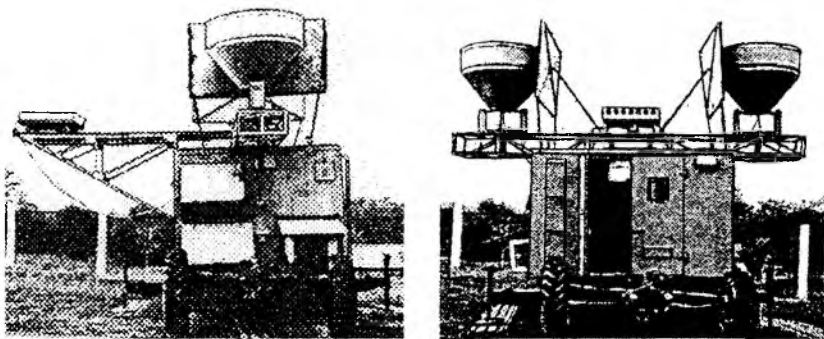
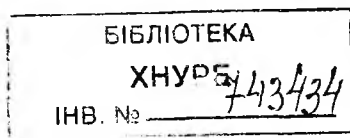


Fig. 1



The system was placed 400 m from the Black Sea coast (Odessa region). The system 20cm channel was used when registering amplitudes of the radio signal reflected from the acoustic pulse. Over the whole sounding route Bragg laws were met. The receiver had the linear amplitude characteristics in the field of the dynamic range of the signal amplitude values variations.

Wind velocity values in these experiments were measured with the anemometer placed at the altitude of 16m.

Continuous observations for the radio signals amplitudes fluctuations and their statistical processing show that in different meteorological conditions the amplitude fluctuations are of different nature.

Analyzing the recordings it is possible to note that the mean value of the signal amplitude with the stable atmosphere conditions is higher and fluctuations intensity is lower than with the unstable state.

Fig. 2 illustrates recordings of amplitude fluctuations of the signal reflected from the acoustic pulse at the height of 100 m in a hot time at 15.00 by the local time (a) and in a cold time of the year at 24.00 (b).

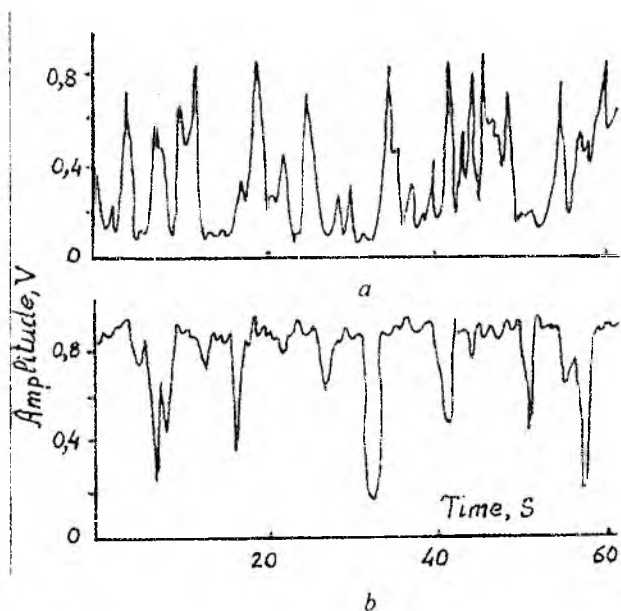


Fig. 2

It is worth to note that the nature of amplitude fluctuations with the vertical RAS coincides significantly by appearance with the nature of temperature and wind velocity fluctuations recordings (N.L. Byzova, V.N. Ivanova, E.K. Garguer, 1989).

To classify the atmosphere conditions by the types (P.A. Vorontsov, 1960) it is possible to use the results of radio signal amplitudes recording.

Table 1 gives the values of  $\beta = \frac{E_1}{\sqrt{\sum S E_S^2}}$  obtained experimentally.

Table 1

Data and time	H, m	t, °C	V, m/s	$\beta$	$E_1^2$ or $\delta$ , %
11.04.86	16		6,0		
20-00	30	9,7		2,3	84
	60	9,4		2,2	83
	90	9,5		1,6	72
	120	8,7		1,2	60
12.04.86	16		1,5		
0-00	30	10,1		10,0	99
	60	9,9		8,0	98
	90	10,0		5,0	96
	120	10,2		2,5	86

From the data given in the Table 1 it follows that with the wind velocity increase and therefore the turbulence of the atmosphere the region being studied the decrease in the relation of the «mirror» waves energy to the scattered waves energy is observed.

Fig. 3 shows recordings of amplitude fluctuations of the signals reflected from the altitude of 30, 60, 90, and 120m with the vertical sounding in 12.04.86 at 0.00 (see the Table 1).

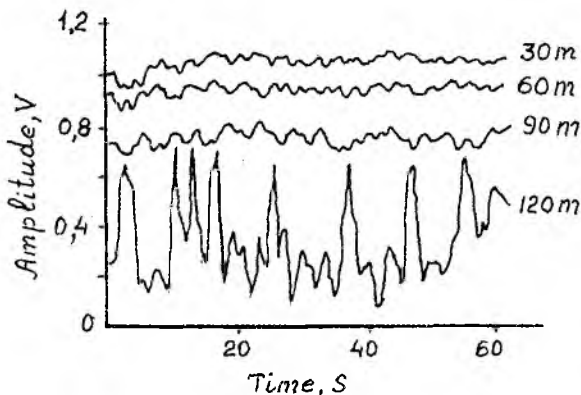


Fig. 3

At the heights of 30 and 60m the acoustic pulse structure practically did not suffer variations, at the heights of 90 and particularly at the height of 120m disturbance of the acoustic pulse by a small-scale turbulence ( $\beta = 5,0$  at the height of 90m and  $\beta = 2,5$  at the height of 120m) is observed.

Broadening of the reflected signal frequency spectrum is observed with the turbulence increase.

As an example Fig. 4 shows spectrum envelopes of Doppler frequencies with still air (a) and wind velocity of 6m/s (b)

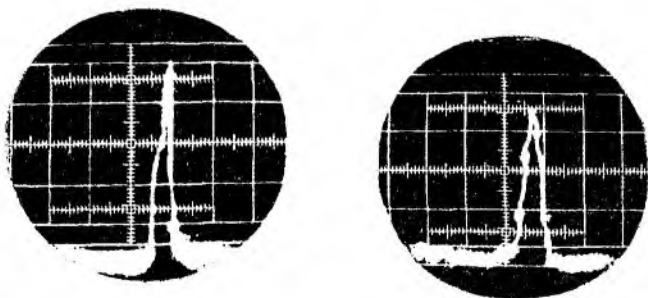


Fig. 4

### Turbulence level classification

By the degree of action on flying vehicles division into classes of the turbulence level in the atmosphere boundary layer is used. In this case the

turbulence level is characterized by the root-mean-square value of the wind velocity vertical component fluctuations  $\delta_V$ .

Table 2 lists the possible classification of the turbulence regime by  $\beta$  parameters measured values.

Table 2

Turbulence level	$\beta$ and $\delta_V$ values gradation	
	$\beta$	$\delta_V$ , m/s
Weak	$\beta > 3$	$\delta_V \leq 0,5$
Moderate	$1,5 \leq \beta < 3$	$0,5 < \delta_V \leq 2,5$
Strong	$\beta < 1,5$	$\delta_V > 2,5$

## Conclusion

Double-frequency RASS (E.G. Proshkin, 1996) operating in one-frequency regime (1,5 GHz) was used. The radiation pattern width both of acoustic and radio aerial was  $7^\circ$ , duration of the acoustic pulse was 40 ms.

With this volume of the atmosphere region being studied at the altitude of 30 m was  $180 \text{ m}^3$  and at the altitude of 120 m –  $2800 \text{ m}^3$ .

It is evident that the action of small-scale turbulence on the acoustic pulse at different altitude levels is also different. Furthermore, with the increase in the sounding altitude the acoustic pulse distortion are affected by the turbulence of lower atmosphere layer. Thus, for instance, the value  $\beta = 2,5$  (at the altitude of 120 m) obtained experimentally in 12.04.86 (Table 1) was defined with allowance for the acoustic pulse distortion by the turbulence of lower layer.

**Reference:** 1. Proshkin. E.G. 1996. Radioacoustic sounding in atmospheric boundary layer investigations, Proc. 8<sup>th</sup> ISAR Moscow, P. 6.105 — 6.108. 2. Alpert Y.L., Guinsburg V.L., Feinberg E.L., 1953, Radio waves propagation. Technical and Theoretical Literature Publishing House, 883 p. In Russian. 3. Byzova N.L., Ivanov V.N., Garguer E.K. 1989. Turbulence in the boundary layer of the atmosphere, 1989, Leningrad, Guidrometizdat, 263 p. In Russian. 4. Vorontsov P.A. 1966. Turbulence and vertical currents in the atmosphere boundary layer. Leningrad, Guidrometizdat, 296 p. In Russian.

Kharkov State Technical  
University of Radioelectronics

Поступила в редколлегию 30.07.98



Евгений Григорьевич Прошкин, д-р техн. наук, проф. кафедры радиотехнических систем. Научный руководитель Проблемной лаборатории зондирования атмосферы. С 1963 по 1980 г. — заведующий кафедрами конструирования радиоаппаратуры и радиотехнических систем. Член научного комитета (представитель от Украины) Международной организации по акустическому зондированию атмосферы (г. Дели, Индия).

Член редколлегии всеукраинского научно-технического сборника «Радиотехника» с 1965 г.

Член Российского акустического общества (г. Москва).

Область научных интересов — радиоакустическое зондирование атмосферы

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

## КОМПЛЕКС АППАРАТУРЫ ДЛЯ СОВМЕЩЕННОГО ЗОНДИРОВАНИЯ ПОГРАНИЧНОГО СЛОЯ АТМОСФЕРЫ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫМИ И АКУСТИЧЕСКИМИ ВОЛНАМИ

Среди методов дистанционной регистрации вертикальных профилей температуры воздуха (радиолокационный, лидарный, акустический) наиболее точным является метод радиоакустического зондирования (РАЗ) атмосферы. Связанные с ним основные методические вопросы (состав аппаратуры, наличие методики зондирования и обработки данных, оценка точности измерения температуры методом РАЗ и др.) практически решены, что позволяет использовать аппаратуру температурного РАЗ для геофизических исследований. В то же время продолжается работа по повышению точности регистрации вертикальных профилей температуры методом РАЗ, что вызвано требованиями геофизиков. Например, при исследовании микроструктуры теплых адвективных туманов погрешность измерения температуры воздуха не должна превышать 0,01 К.

Теоретическая оценка точности измерения скорости звука в атмосфере доплеровским радиолокатором [1] свидетельствует о том, что инструментальная погрешность измерения температуры воздуха аппаратурой РАЗ определяется в основном кратковременной нестабильностью частоты радиопередатчика и при обычной схемотехнике изготовления радиолокатора находится в пределах 0,1...0,3 К. Однако уже первые результаты регистрации высотного распределения температуры в пограничном слое атмосферы с помощью 10-сантиметровой системы РАЗ [2] выявили сильную изменчивость вида профилей, которая оказалась неожиданностью для метеорологов. В работе [2] показано, что при измерениях температуры метеодатчиками высотной метеомачты и системой РАЗ среднеквадратические отклонения результатов измерения температуры сравнимаемыми средствами лежат в пределах  $\pm 0,5$  К, что заметно отличается от инструментальной погрешности.

Скорость звука  $C$ , м/с, в атмосферном газе

$$C = A\sqrt{T} + v, \quad (1)$$

где  $A$  — коэффициент, зависящий от влажности воздуха,  $m/(cK^{1/2})$ ;  $T$  — абсолютная температура, К;  $v$  — проекция скорости ветра на направление распространения зондирующего звука, м/с. Как следует из формулы (1), неопределенность в значениях  $A$  и  $v$  (при вертикальном зондировании  $v$  представляет собой вертикальную составляющую скорости ветра) служит источником методической погрешности измерения температуры методом РАЗ при каждом единичном зондировании. Оценки погрешностей, вносимых этими величинами, свидетельствуют [3], что максимальная погрешность за счет неучета влажности достигает 2,26 К, а каждый 1 м/с в значении скорости ветра дает погрешность 1,68 К. Фактически фиксируются не только флуктуации температуры воздуха, но и флуктуации его влажности и скорости вертикальных потоков. Именно этим обстоятельством можно объяснить сильную изменчивость профилей температуры, регистрируемых методом РАЗ.

Рассмотрим некоторые профили температуры воздуха, зарегистрированные 20-сантиметровой системой РАЗ в приморском тумане (район г. Одессы) на разных стадиях его развития 28.03.85 с 14 до 19 ч по местному времени. Рис. 1, *а* соответствует стадии возникновения тумана, рис. 1, *б* — существования, рис. 1, *в* — разрушения.

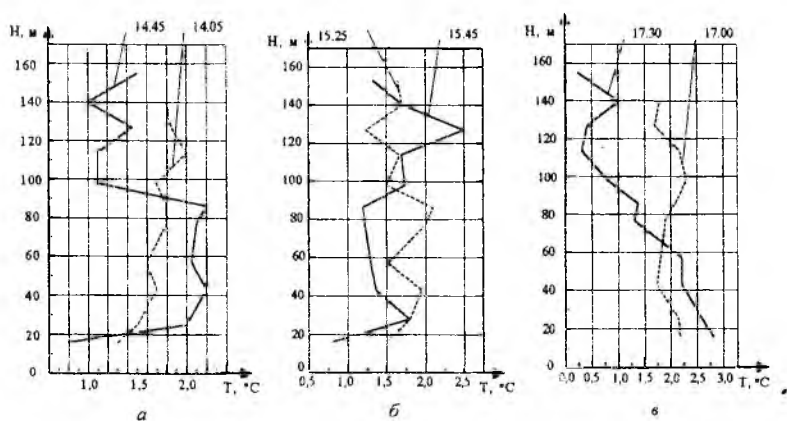


Рис. 1

Проанализировав представленные профили, можно предположить, что их вид определяется структурой теплового адвективного тумана, в котором эти профили были зарегистрированы: наблюдалось большое количество отдельных клочьев тумана, переносимых порывистым ветром (скорость

4...9 м/с). Очевидно, что такая структура и вызывает сильную изменчивость профилей, полученных РАЗ в этих условиях, хотя истинный профиль температуры воздуха может иметь и несколько другой вид. Сложности возникают при точном определении верхней границы температурной инверсии, в районе которой (по данным РАЗ) образуется заметная область, где температура регистрируется с большой дисперсией (последнее может быть вызвано повышенной турбулентностью на границе инверсии).

Давно созрела идея комплексирования (совмещения) средств дистанционного зондирования, особенно в отношении средств, использующих акустические волны. Однако о результатах действительного комплексирования авторам ничего не известно. Например, в работах [4; 5] описаны попытки комплексирования системы температурного РАЗ и содара. На практике все свелось к совмещению результатов раздельного (в силу технических причин) зондирования атмосферы этими средствами. Истинное комплексирование, под которым нами понимается совмещение процесса зондирования комплекслируемыми средствами во времени и пространстве, может быть реализовано лишь в том случае, когда акустический зондирующий импульс является целью для доплеровского радиолокатора системы РАЗ и он же рассеивается (в режиме обратного рассеяния) на температурных неоднородностях атмосферы. В описанных условиях один и тот же объем атмосферы, который занимает акустический импульс, формирует и электромагнитный, и акустический огражденные сигналы, что позволяет получать разнородную взаимодополняющую информацию об этом объеме. Технические трудности такого комплексирования заключались в необходимости подстройки опорного звукового генератора для поддержания условия Брэгга (для работы акустического излучателя в системе РАЗ) и одновременного поддержания высокой стабильности колебаний данного генератора (для работы доплеровского содара в режиме измерения скорости ветра), а также синхронной перестройки отдельных узлов приемника содара. Кроме того, в программе обработки содарных данных необходима соответствующая вариация параметров рабочей формулы расчета скорости ветра.

Для снижения неопределенности в регистрации высотного распределения температуры воздуха методом РАЗ, возникающей за счет вертикальной составляющей скорости ветра, разработана комплексированная система вертикального зондирования. Структурная схема комплекса аппаратуры показана на рис. 2. Этот комплекс включает в себя систему РАЗ температурного зондирования (блок 1), акустический локатор для измерения скорости вертикальных потоков (блок 2) и блок 3 обработки и представления данных на базе ПК. Доплеровский радиолокатор системы РАЗ работает на

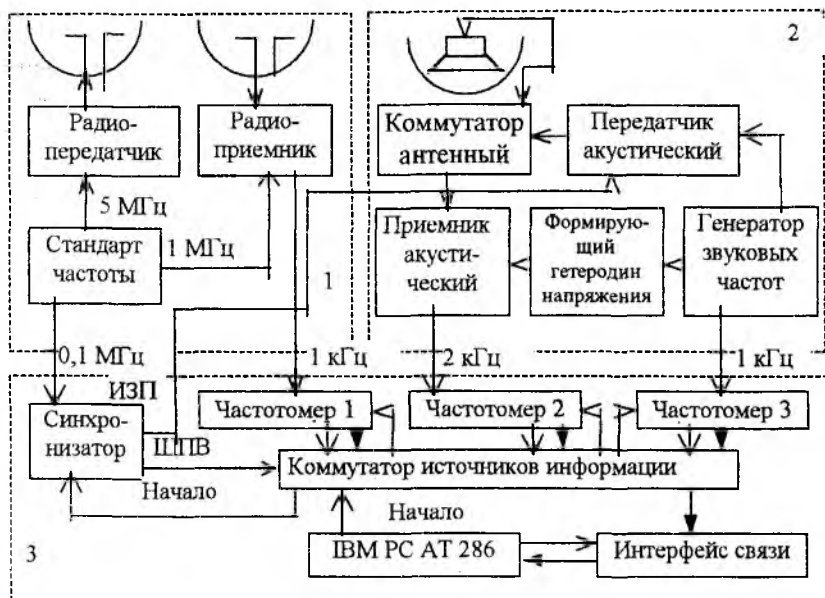


Рис. 2

частоте 440 МГц. Радиопередатчик функционирует в соответствии с принципом переноса стабильных высокочастотных колебаний опорного (стандарт частоты) генератора в СВЧ-диапазон; выходная электрическая мощность передатчика — 5 Вт. Чтобы обеспечивалась возможность регистрации вертикальных профилей температуры воздуха в нижней части пограничного слоя, передатчик радиолокатора работает в режиме непрерывного излучения волн. В состав радиоприемника с “нулевой” промежуточной частотой входят антенный усилитель радиочастоты, двухдиодный смеситель и усилитель доплеровской частоты; чувствительность приемника в полосе 300 Гц составляет около 1 мкВ. Средняя рабочая частота акустического локатора равна 1 кГц. Электрическая мощность акустического передатчика — 100 Вт, режим работы — импульсный (длительность импульса составляет 70 мс). Приемник содара построен по известному принципу стабилизации промежуточной частоты. Чувствительность акустического приемника составляет 0,5 мкВ в полосе частот 20 Гц. Антенное устройство комплекса включает в себя передающую и приемную антенны радиоканала, разнесенные на расстояние 5 м и экранированные друг от друга, а также приемно-передающую акустическую антенну с защитной шахтой, которая размещена между антеннами радиоканала. В качестве антенн для обо-

их докаторов использованы длиннофокусные параболические зеркала диаметром 1,8 м. В блок обработки данных входят, кроме компьютера РС АТ 286, коммутатор источников информации (три частотомера), интерфейс связи с компьютером и синхронизатор. Синхронизатор блока обработки позволяет задавать период зондирования (2 с), шаг регистрации информации по высоте — через 34 м при температурном РАЗ и через 17 м при акустическом зондировании, а также очередность передачи данных зондирования от источников информации к ПК.

Комплексированное зондирование с помощью описанной системы включает в себя: излучение (по сигналу синхронизатора ИЗП-импульса запуска передатчика) акустического импульса; прием отраженного от него электромагнитного сигнала и части энергии этого импульса, рассеянной на температурных неоднородностях атмосферы; выделение доплеровских сдвигов частоты принятых радио- и акустических сигналов; измерение (по сигналу синхронизатора ШПВ — шага по высоте) их мгновенного значения; вычисление вертикальной составляющей скорости ветра по данным акустического зондирования; расчет скорости звука по данным РАЗ; введение в полученное значение скорости звука поправки, учитывающей вертикальную составляющую скорости ветра; вычисление единичного значения температуры воздуха. Такой расчет производится для всех высотных уровней; при этом осуществляется согласование высот акустического и радиоакустического зондирования. Высоты регистрации при акустическом и радиоакустическом зондированиях определяются по формулам

$$H_{\text{РАЗ}} = (T_3 K - \tau_3 + T_{\text{из}}/2)C_1/2; \quad (2)$$

$$H_{\text{РАЗ}} = ((\tau_{\text{н}} + \tau_{\text{изм}})/2 + \tau_3(N-1))C_1, \quad (3)$$

где  $T_3$  — период зондирования;  $K$  — номер уровня зондирования;  $\tau_3$  — время задержки акустического импульса;  $T_{\text{из}}$  — время измерения доплеровского сдвига акустического сигнала;  $C_1$  — приземная скорость звука;  $\tau_{\text{н}}$  — временная длительность акустического импульса;  $\tau_{\text{изм}}$  — время измерения доплеровского сдвига радиоакустического сигнала;  $N$  — номер уровня зондирования.

Для разработанной аппаратуры значения технических параметров и параметров зондирования следующие:  $T_3=0,1$  с;  $\tau_3=0,03$  с;  $T_{\text{из}}=\tau_{\text{изм}}=0,01$  с;  $\tau_{\text{н}}=0,07$  с. Поэтому различие в уровнях высот акустического и радиоакустического зондирований составляет не более 0,85 м.

Отработка данной методики в условиях натурального эксперимента показала, что она применима в тех условиях комплексированного зондирования, когда по всем высотным регистрируемым уровням имеются достаточные как акустический, так и радиоакустический отраженные сигналы. При развитии и существовании температурной инверсии эти условия выполняются только для области в районе верхней границы инверсии.

**Список литературы:** 1. Бабкин С.И. О точности измерения скорости звука в атмосфере доплеровским радиолокатором // Радиотехника. 1979. Вып. 50. С. 67 — 72. 2. Некоторые результаты измерения температуры воздуха системой радиоакустического зондирования / С.И. Бабкин, Е.Г. Прошкин, Ю.Н. Ульянов и др. // Тр. 5-го Всесоюз. совещ. по радиометеорологии, Кишинев, 15 — 19 мая 1978 г. М., 1981. С. 281 — 284. 3. North E.M., Peterson A.M., Perry H.D. RASS, a remote sensing system for measuring low-level temperature profiles // Bull. Amer. Meteorol. Soc. 1973. Vol. 4, N 9. P. 912 — 919. 4. Петенко И.В., Шурыгин Е.А. Радиосодарный комплекс для дистанционных синхронных измерений скорости ветра, температуры и ее флуктуаций // Изв. АН СССР. Физика атмосферы и океана. 1984. Т. 20, № 8. С. 771 — 773. 5. Андрианов В.А., Панченко А.Ю. Восстановление высотных профилей показателя преломления пограничного слоя атмосферы по акустическим и радиоакустическим дистанционным измерениям // Радиотехника и электрон. 1990. Т. 35, № 12. С. 2518 — 2526.

*Харьковский государственный технический  
университет радиозлектроники*

*Поступила в редколлегию 30.07.98*



Сотрудники Проблемной научно-исследовательской  
лаборатории зондирования атмосферы.

Сидят (слева направо): Г.В. Груша, Н.Ф. Сушкова, Л.В. Андющенко.

Стоят: С.И. Бабкин, Е.Г. Прошкин, И.А. Делов

## СОРОК ЛЕТ ПРОБЛЕМНОЙ ЛАБОРАТОРИИ РАДИОТЕХНИКИ

Сорок лет назад, в сентябре 1958 г., на кафедре основ радиотехники Харьковского политехнического института была создана по распоряжению Правительства СССР первая в вузах страны Проблемная научно-исследовательская лаборатория радиотехники (ПНИЛ РТ).

Следует отметить, что 50-е гг. характеризовались быстрым развитием космической техники, комплексными исследованиями геофизических процессов, атмосферы Земли, околоземного космического пространства. Достигнутый во время второй мировой войны достаточно высокий уровень радиолокационной техники позволил сразу после окончания войны приступить к разработке и реализации радиоустройств для дистанционного зондирования атмосферы, изучения ионосферы, развития радиоастрономии. Мощным импульсом для изучения природных процессов радиометодом явилось принятое по инициативе ряда ученых межгосударственное соглашение многих стран о проведении с 1 июля по 31 декабря 1957 г. исследований окружающей нас среды по единой комплексной программе во время цикла повышенной активности Солнца. В истории науки ранее имели место аналогичные межгосударственные соглашения (о так называемых полярных годах). В выполнении программы 1957 г., названной Международным геофизическим годом (МГГ), выразили согласие участвовать более 2/3 государств земного шара. Главное преимущество МГГ заключалось в том, что мировой уровень науки и техники был уже значительно выше, чем при проведении международных программ в первой половине XX века.

В 1953 г. молодежный состав кафедры основ радиотехники (зав. кафедрой канд. техн. наук Б.Л. Кашеев, инж. Б.Г. Бондарь, асп. Е.Г. Прошкин) при участии студентов радиофакультета завершил изготовление первого в Украине ионозонда, с помощью которого летом 1953 г. зафиксировано изменение плотности электронов в ионосфере во время частичного солнечного затмения в Харькове. В последующем на кафедре были выполнены работы по изучению динамических процессов в ионосфере, по исследованию ее тонкой структуры. Разработка и совершенствование в лаборатории измерительных средств, проведение исследований сопровождались подготовкой научных кадров, выполнением студентами реальных курсовых работ и дипломных проектов.

Поэтому вполне закономерным можно считать обнаружение уже в 1956 г. интересного явления — кратковременных отражений в области E ионосферы при зондировании. По мере накопления данных выяснилось, что эти отражения длятся от нескольких секунд до нескольких десятков секунд. Так началось в Харькове изучение метеоров — плазменных образований (метеорных следов), возникающих на высоте 85...105 км при испарении твердых космических частиц (метеорных тел) массой от нескольких микрограммов до примерно десяти граммов. Подавляющее большинство таких тел движется вокруг Солнца по эллиптическим орбитам, параметры которых можно определять радиометодом. Познание закономерностей распространения метеорных тел в космосе имеет как научное, так и прикладное значение, особенно в связи с увеличением количества космических летательных аппаратов. Не случайно возникло понятие «метеорная опасность».

Метеорные следы отражают радиоволны, а значит, среди радиоканалов связи существует и метеорный канал. Детальное изучение последнего сотрудниками ПНИЛ РГ показало, что на частотах 40...60 МГц этот канал является широкополосным (полоса пропускания до 10 МГц) и позволяет передавать информацию на расстояния до 2,5 тыс. км.

С 1975 г. коллектив лаборатории использовал и продолжает использовать такой канал для высокоточного сличения шкал эталонов времени в Службе времени — сначала в СССР, а затем в Украине. Чтобы сформировать систему сличения шкал эталонов времени, потребовалось выполнить комплекс теоретических разработок, создать ряд оригинальных устройств (получено около 30 авторских свидетельств, несколько патентов на системы сличения). Сейчас идет интенсивная подготовка харьковской аппаратуры для применения в конце 1998 г. в международной программе «Пилот-проект». Основным методом последней является использование навигационных спутниковых систем, но впервые будет опробован и метеорный метод.

Если применить когерентный метод радионаблюдения метеорных следов, то, как установлено еще в начале 50-х гг., можно, базируясь на принципе Доплера, получать детальную информацию о поле скорости ветра в диапазоне высот 85...105 км. Харьковская аппаратура для измерения скорости ветра была разработана еще в 1957 г. и позволила установить основные закономерности движения атмосферы как на средних широтах северного полушария, так и в экваториальной зоне (двухлетний цикл измерений выполнен в 1968—1970 гг. в Сомали).

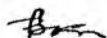
Впервые удалось обнаружить квазидвухсуточный компонент скорости ветра в мезосфере.

В июне 1971 г. начался новый этап деятельности ПНИЛ РТ — коллектив лаборатории был переведен из Харьковского политехнического института в Харьковский институт радиоэлектроники (ныне Харьковский государственный технический университет радиоэлектроники).

Наличие собственных фундаментальных теоретических работ, создание измерительной техники, проведение циклов экспериментальных работ позволяют коллективу ПНИЛ РТ быть в первых рядах исследователей ближнего космического пространства и процессов в мезосфере. Из числа сотрудников лаборатории подготовлено 6 профессоров, более 30 кандидатов наук. Активное участие в научных работах всегда принимали и принимают студенты. Результаты исследований опубликованы в 12 монографиях и каталогах, нескольких учебных пособиях, более чем в 300 статьях, сообщены в докладах на многих международных конференциях с 1957 по 1998 год.

Работы продолжаются. Помимо описанных выше направлений, следует упомянуть работы по созданию в Украине наземных радиосистем для оперативного определения поля скорости ветра в тропосфере. Сеть таких систем необходимо развернуть уже в ближайшем будущем в интересах авиации, метеорологии и экологии.

Руководитель лаборатории  
д-р техн. наук проф.



Б.Л. Кащеев

## НЕКОТОРЫЕ РЕЗУЛЬТАТЫ МОДЕРНИЗАЦИИ РАДИОЛОКАЦИОННОЙ СТАНЦИИ ВЕРТИКАЛЬНОГО ЗОНДИРОВАНИЯ АТМОСФЕРЫ

Совершенствование прогнозирования погоды, обеспечение безаварийных полетов самолетов, мониторинг переноса загрязнений в атмосфере невозможны без высокоточных, географически плотных данных о скорости ветра в тропо- и стратосфере с высоким временным разрешением. Обеспечить получение подобных данных может применение радиолокационных станций вертикального зондирования атмосферы (РЛС ВЗ). В подобных станциях используется явление рассеяния радиоволн на турбулентных неоднородностях преломления атмосферы, что делает функционирование аппаратуры независимым от наличия гидрометеоров и обуславливает возможность применения РЛС ВЗ как для решения прикладных задач, так и для научных исследований. Технические аспекты разработки и эксплуатации РЛС ВЗ обобщаются координационной международной комиссией COST 76. Учитывая ее рекомендации, в целях выхода на современный уровень точностных и потребительских параметров с 1992 г. проводится модернизация стратосферно-тропосферной (СТ) РЛС ВЗ Харьковского государственного технического университета радиоэлектроники.

СТ РЛС представляет собой импульсную доплеровскую моностатическую когерентную РЛС. Ее основные параметры в 1986—1992 гг. были такими:

Рабочая длина волны, м	5
Импульсная мощность, кВт	250
Апертура антенной системы, м <sup>2</sup>	2000
Ширина диаграммы направленности, °	6
Диапазон рабочих высот, км	2...14
Разрешение по высоте, м	300; 150
"    "    времени, мин	2

Подробное описание структуры и параметров станции приведено в [1]. Структура станции, типичная для РЛС ВЗ первого поколения, имела ряд недостатков. В частности:

— система квадратурной обработки сигналов отсутствовала, что приводило к расширению компонентов спектра отраженных сигналов, имеющих близкие к нулю частоты (земная помеха), к сужению рабочего диапазона измеряемых скоростей ветра, увеличению погрешности измерений;

— три фиксированных положения луча диаграммы направленности (ДН) антенны (в зенит и под углом  $15^\circ$  от зенита к западу и северу) не позволяли проводить измерения по пятилучевой схеме (см., например, [2]).

Модернизация СТ РЛС, призванная решить эти вопросы, затронула антенную систему, а также систему приема и цифровой обработки информации.

Введенная в строй в 1997 г. антенная система СТ РЛС представляет собой фазированную антенную решетку квадратного раскрыва размером  $60,8 \times 60,8$  м и содержит 256 трехэлементных антенн типа волнового канала. Четыре волновых канала, объединенных с помощью соединительных фидеров и согласующих устройств, образуют излучатель антенной решетки. Вся антенна состоит из восьми рядов по восемь излучателей в каждом ряду. Создание необходимого амплитудно-фазового распределения в раскрытии антенны осуществляется по параллельной схеме. В качестве диаграммообразующей схемы использовано девять матриц Батлера, что позволило сформировать восемь независимых лучей ДН в каждой из ортогональных плоскостей. Пространственная ориентация лучей такова:

Номер луча ДН (л — левый, п — правый)	4л	3л	2л	1л	1п	2п	3п	4п
Отклонение луча от зенита, ... <sup>0</sup>	-14,97	-9,92	-4,94	0	4,94	9,92	14,90	20,00

Для экспериментального измерения параметров антенны были использованы радиоастрономические методы измерений [4; 5]. Измерения проводились по радиоисточникам Кассиопея А и Лебедь А в июле—августе 1996 и 1997 гг. при суммировании сигнала четырех рядов излучателей. Амплитуда сигнала, принятого при фазировании антенны в зенит, представлена на рис. 1 в относительных единицах. Отражено прохождение двух радиоисточников через ДН по результатам измерений в течение 500 мин (начиная с 21 ч 57 мин) в ночь с 18 на 19 июля 1996 года.

При введении в фидерную систему дополнительного фазового сдвига, обеспечивающего фазирование ДН антенны точно на радиоисточник Кассиопея А, были получены реализации принятого сигнала, аналогичные представленным на рис. 2. Измерения проводились (начиная с 0 ч 08 мин) 15 августа 1997 года. В окрестностях основного пика, соответствующего главному лепестку ДН, различимы небольшие возрастания принятого сигнала, возможно, обусловленные влиянием боковых лепестков ДН. После прохождения радиоисточника выполнялась калибровка приемной системы по генератору шума Г2-32. Отсчеты калибровки показаны в правой части рис. 2.

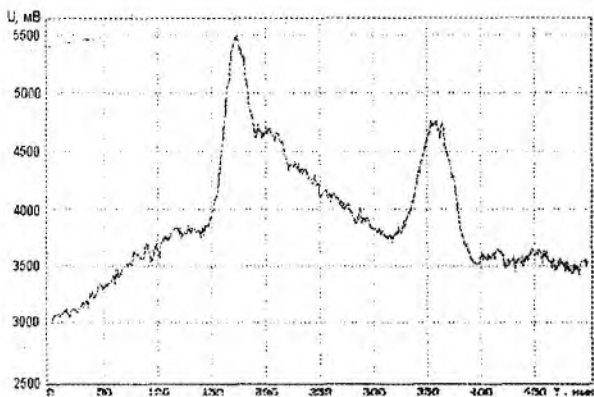


Рис. 1

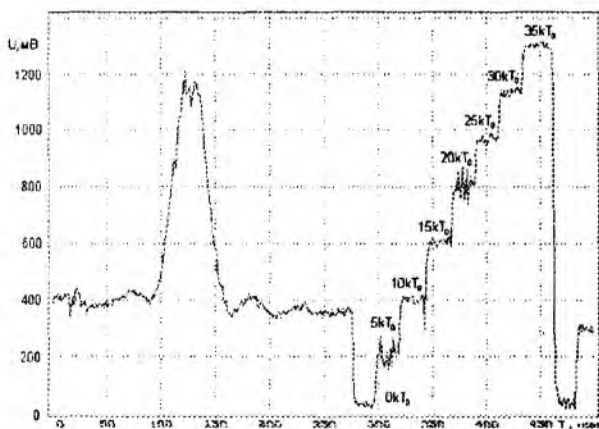


Рис. 2

Цикл измерений (более 30 сеансов по 500 мин каждый) позволил определить коэффициент усиления четырех рядов излучателей  $G = 27,8$  дБ. Соответствующая этому значению эффективная апертура антенны  $A_{эфф} = 1340$  м<sup>2</sup>. Ширина диаграммы направленности в сечении запад—восток по результатам измерений составила примерно  $4,4^\circ$ . В реализованной конфигурации РЛС четыре ряда излучателей (половина антенного поля) образуют приемную антенну, а другие четыре ряда — передающую.

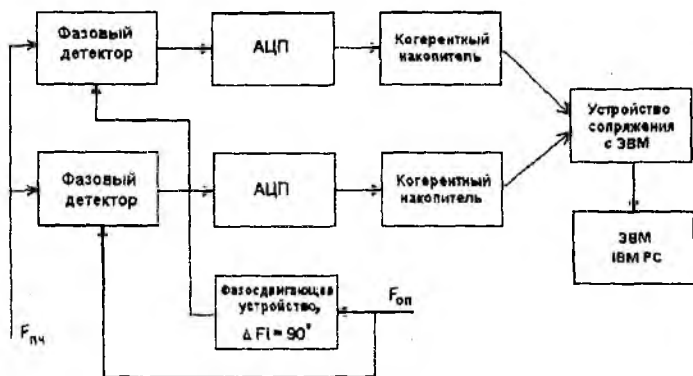


Рис. 3

Структура модернизированной системы цифровой обработки отраженных сигналов, обеспечивающей квадратурную обработку, изображена на рис. 3. Система выполняет квантование по времени (высотным уровням) и дискретизацию сигналов  $I$  и  $Q$  двух квадратурных фазовых детекторов, накопление (суммирование) выборок квадратурных сигналов, выдачу накопленных сумм в ЭВМ. Использование современной элементной базы позволило при компактных размерах и невысоком энергопотреблении реализовать следующие технические характеристики системы:

Количество независимых каналов обработки	2
" обрабатываемых высот	4...128
" спектральных точек, накапливаемых на каждой высоте	4...512
Разрешение по высоте, мкс (м)	1...8 (150...2400)
Кратность накопления одной спектральной точки	4...1024

С мая 1998 г. в Полевой лаборатории проблемной НИЛ радиотехники ХТУРЭ, имеющей координаты  $49^\circ 24'$  с.ш.,  $30^\circ 51'$  в.д., проводились пробные измерения скорости ветра на СТ РЛС с модернизированными антенной системой и системой цифровой обработки сигналов. Необходимо отметить, что применение квадратурной обработки сигналов позволило увеличить максимальную высоту зондирования  $H$  до 15...16 км. При этом профили скорости ветра  $V$  обнаруживают достаточно малые вариации от сеанса к сеансу зондирования. На рис. 4 представлены последние четыре профиля скорости ветра, полученные 27 мая 1998 г. при использовании квадратурной обработки сигналов (рис. 4, а) и старой системы с одним каналом приема (рис. 4, б). Время начала измерений — 21 ч 14 мин и 22 ч 32 мин соответственно.

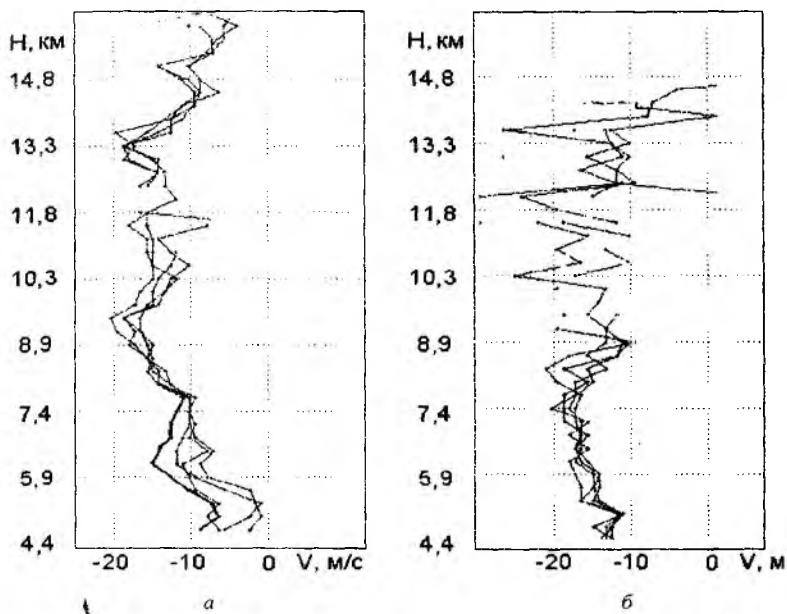


Рис. 4

Для калибровки станций ВЗ и оценки достоверности и точности получаемой информации наиболее широко используют метод сравнения с радиозондом [6; 7]. Такие совместные измерения были проведены для СТ РЛС и станции аэрологического зондирования, расположенной в Харьковском аэропорту. Расстояние между точками измерений составляет около 75 км. При таком пространственном разнесении только усредненные характеристики ветрового поля могут обнаруживать достаточно высокую корреляцию. Однако результаты измерений показывают удовлетворительное соответствие как модуля скорости ветра  $V$  (рис. 5, а), так и направления ветра  $\varphi$  (рис. 5, б) по данным для СТ РЛС и радиозонда.

Возможно, это связано с удачным для данного конкретного случая (измерения проводились с 0 ч 00 мин по 3 ч 00 мин 24 июня 1998 г.) направлением перемещения воздушных масс — от места пуска радиозонда к расположению РЛС.

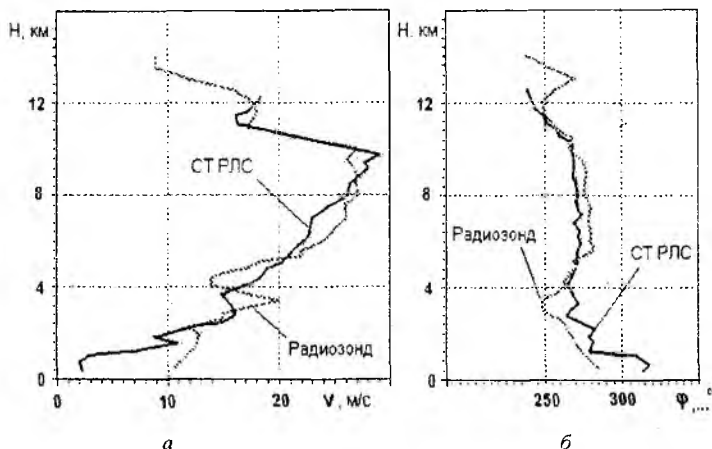


Рис. 5

В заключение следует отметить, что даже частичная модернизация комплекса СТ РЛС обеспечила существенное улучшение его характеристик. Проверено соответствие расчетных и реальных параметров антенной системы. Сравнительные измерения при использовании квадратурной обработки сигналов и без нее свидетельствуют о расширении после модернизации диапазона рабочих высот на 1—2 км, о получении более плотных и устойчивых профилей ветра от сеанса к сеансу. Вместе с тем совместные измерения СТ РЛС и станции аэрологического зондирования, показавшие высокую корреляцию данных, должны быть выполнены при различных метеоусловиях для повышения статистической обеспеченности проводимой верификации комплекса.

**Список литературы:** 1. *Исследования атмосферных динамических процессов в нижней тропосфере и тропо-стратосфере* / Б.Л. Кащеев, В.В. Жуков, В.Н. Олейников и др. // *Метеор. исслед.* 1988. № 14. С. 19 — 39. 2. *Griesser T., Richner H. Different Processing techniques for moment data for a 5 beam configuration, elimination of clutter and bird contamination* // *COST-76 profiler workshop 1997 extended abstracts. Engelberg, 1997. Vol. 1. P. 15 — 19.* 3. *Мирков Г.Т., Сазонов Д.М. Антенны.* М.: Энергия, 1975. 528 с. 4. *Кузьмин А.Д., Саломонович А.Е. Радиоастрономические методы измерения параметров антенн.* М.: Сов. радио, 1964. 184 с. 5. *Фарадин А.З., Рыжков Е.В. Измерение параметров антенно-фидерных устройств.* М.: Связь, 1972. 352 с. 6. *Winds derived from radar measurements in the Arctic troposphere and stratosphere* / В.В. Balsley, N. Cianos, D.T. Farley, M.J. Baron // *J. Appl. Meteorol.* 1977. N 16. P. 1235—1239. 6. *Czechowsky P., Schmidt G., Ruster R. The mobile SOUSY — doppler radar — technical design and first results* // *Handbook for MAP. Urbana, Illinois, 1983. Vol. 9. P. 433 — 446.*

Харьковский государственный технический университет радиозлектроники

Поступила в редколлегию 27.07.98

## ОБРАБОТКА ОТРАЖЕННЫХ СИГНАЛОВ В РЛС ВЕРТИКАЛЬНОГО ЗОНДИРОВАНИЯ АТМОСФЕРЫ

Традиционные методы исследования динамических процессов в тропосфере и стратосфере — радиозондовые и самолетные, а также измерения на метеорологических мачтах и башнях — уже не удовлетворяют требованиям к качеству получаемых данных, пространственному и временному разрешению. Это обуславливает быстрое развитие новых дистанционных методов зондирования атмосферы — лазерного (лидарного), акустического и радиолокационного. Согласно анализу [1], проведенному в NOAA (Национальное управление по исследованию атмосферы и океана США), атмосферные РЛС вертикального зондирования (РЛС ВЗ) являются на сегодняшний день техническим средством, обеспечивающим наилучшие точность, высотное и временное разрешение, вертикальный диапазон высот при измерении скорости ветра. К преимуществам РЛС ВЗ относятся: способность функционировать вне зависимости от погодных условий и в необслуживаемом режиме; возможность проводить с их помощью мониторинг состояния атмосферы.

РЛС ВЗ представляет собой высокопотенциальную доплеровскую когерентную импульсную РЛС метрового или дециметрового диапазона. Она позволяет измерять профиль полного вектора скорости ветра на высотах от 500 м до 13...18 км непосредственно над местом расположения РЛС. Высотное разрешение составляет 150...300 м, а время получения одного профиля — от нескольких минут до одного часа. РЛС ВЗ отличается невысокой стоимостью измерений, составляющей около 7 долл. США в час [1].

Основные принципы функционирования РЛС ВЗ заключаются в следующем. Излучаемая РЛС когерентная пачка зондирующих импульсов (чаще всего это простые радиопульсы) отражается от флуктуаций диэлектрической проницаемости атмосферы, которые вызваны турбулентным перемешиванием объемов воздуха с различными температурами и влажностью. Отметим, что флуктуации очень мало отличаются от среднего значения. Возможно также формирование сигнала в результате френелевского отражения от тонких горизонтальных слоев с резко меняющимся преломлением радиоволн. Согласно гипотезе Дж. Тейлора о «замороженной турбулентности» [2], отражающие неоднородности переносятся как целое преобладающим ветром, который выражается вектором скорости  $\vec{V}$ . В

результате этого движения отраженный сигнал получает доплеровский сдвиг

$$F_d = 2V_r/\lambda, \quad (1)$$

где  $V_r$  — проекция  $\vec{V}$  на ось диаграммы направленности (ДН);  $\lambda$  — длина волны РЛС. Измерив этот доплеровский сдвиг, можно найти оценку  $V_r$ , соответствующую используемой ориентации ДН антенны. Для измерения полного вектора скорости ветра  $\vec{V}$  (трех его ортогональных компонент:  $W$  — вертикальной,  $U$  — зональной и  $V$  — меридиональной) требуется использование трех попеременно устанавливаемых фиксированных положений ДН антенны — вертикального и двух наклонных, направленных на запад и на север под углом  $\beta = 7...20^\circ$  к зениту (рис. 1).

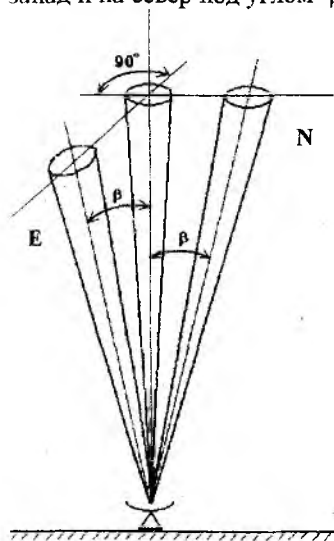


Рис. 1

При такой ориентации лучей длины проекций  $V_{re}, V_{rn}, V_{rz}$  вектора  $\vec{V}$  на оси ДН антенны при зондировании в восточном, северном и вертикальном направлениях соответственно составят:

$$V_{re} = U \sin(\beta) + W \cos(\beta); \quad (2)$$

$$V_{rn} = V \sin(\beta) + W \cos(\beta); \quad (3)$$

$$V_{rz} = W. \quad (4)$$

Полученные при зондировании радиальные составляющие преобразуются в компоненты скорости ветра с помощью выражений, следующих из (2) — (4):

$$U = V_{re} \csc(\beta) - W \operatorname{ctg}(\beta); \quad (5)$$

$$V = V_{rn} \csc(\beta) - W \operatorname{ctg}(\beta); \quad (6)$$

$$W = V_{rz}. \quad (7)$$

Особенности реализации аппаратуры РЛС ВЗ и методов обработки вытекают из особенностей отраженного сигнала. Прежде всего, необходимо отметить низкое соотношение сигнал-шум (с-ш) на входе приемного устройства (менее единицы на высотах более 4...5 км), что обусловлено слабой отражающей способностью флуктуаций диэлектрической проницаемости атмосферы, имеющих в тропосфере объемную удельную ЭПР в пределах  $\sigma_v \approx 10^{-17}...10^{-13} \text{ м}^{-1}$  для дециметрового диапазона длин волн [3].

Уровень отраженного сигнала падает в тропосфере со скоростью около 6 дБ/км, так что динамический диапазон отраженных сигналов для диапазона рабочих высот составляет 60...80 дБ. Доплеровский сдвиг для реально существующих в тропосфере и нижней стратосфере скоростей ветра (обычно не более 50 м/с) составляет несколько герц. Еще одной особенностью отраженных сигналов является наличие в их спектре помеховых компонентов, иногда на один-два порядка превышающих по мощности полезную составляющую. Эти помеховые компоненты образуются в результате:

- приема отражений от побочных целей по главному и боковым лепесткам ДН антенны;
- приема отражений от полезных целей по боковым лепесткам ДН антенны;
- внутрисистемных электромагнитных помех;
- межсистемных электромагнитных помех.

Формирование помеховых компонентов спектра отраженных сигналов иллюстрируется рис. 2 [4].

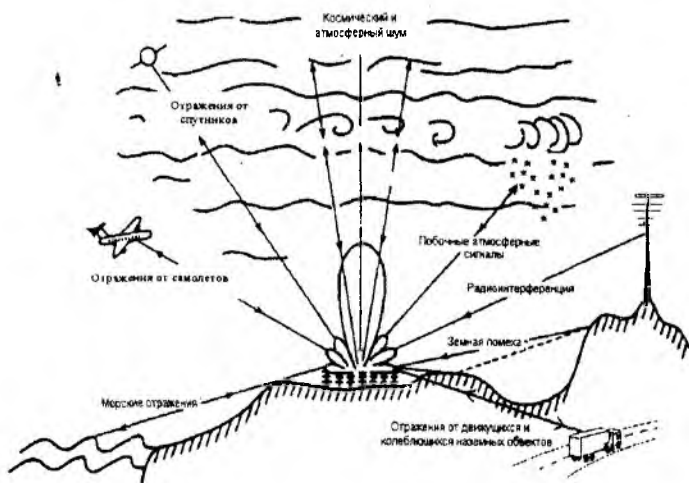


Рис. 2

Сложный характер отраженного сигнала и низкое соотношение с-ш на входе системы вызывают необходимость полного использования априорной информации о статистических и спектральных характеристиках отражений при обработке. Известно [5], что отраженный сигнал имеет

время корреляции, определяемое временем существования неоднородностей в атмосфере:

$$T_k = 0,2\lambda/\sigma, \quad (8)$$

где  $\sigma^2$  — дисперсия турбулентных скоростей ветра в разрешаемом объеме РЛС, обычно  $\sigma^2 \approx 1$  м/с. Для РЛС ВЗ метрового диапазона время корреляции составляет несколько секунд. При достаточной фазовой стабильности системы формирования опорных частот РЛС выборки отраженного сигнала от  $i$  последовательных зондирующих импульсов можно просуммировать. При этом происходит увеличение соотношения с-ш в  $i$  раз. Однако увеличение  $i$  приводит к уменьшению однозначно определяемой доплеровской частоты:

$$f_{d\max} = 1/(2T_n i), \quad (9)$$

где  $T_n$  — период повторения зондирующих импульсов РЛС.

Оценка доплеровского сдвига частоты отраженного сигнала после его накопления производится в РЛС ВЗ с помощью спектрального анализа. Спектр отраженного сигнала вычисляется по реализации из  $N$  точек. При этом длительность реализации

$$T_p = T_n i N. \quad (10)$$

Она не должна превышать времени когерентности сигнала (8), что достигается выбором  $i$  и  $N$  при заданном  $T_n$ .

Число точек  $N$  определяет разрешающую способность при спектральном анализе и должно выбираться исходя из соотношения

$$N \geq 2V_{r\max}/\Delta V_r, \quad (11)$$

где  $\Delta V_r$  — требуемое разрешение по радиальной скорости;  $V_{r\max}$  — максимальная однозначно определяемая радиальная скорость, получаемая из соотношения Найквиста и (1):

$$V_{r\max} = \lambda T_n i / 4. \quad (12)$$

С другой стороны, возможное увеличение  $N$  ограничено, что вытекает из следующих соображений. При спектральном анализе коэффициент увеличения соотношения с-ш определяется [5] выражением

$$k = N F \left( \frac{\Delta V_r}{2\sqrt{2}\sigma} \right), \quad (13)$$

где  $F$  — функция ошибок. Из анализа поведения (13) следует, что при увеличении  $N$  более

$$N_1 = \lambda / (2\sigma T_n i) \quad (14)$$

соотношение с-ш практически не увеличивается. Кроме того, при длительном анализе возникает возможность выхода отражающей неоднородности, переносимой ветром, за пределы разрешаемого объема РЛС. Это происходит при

$$N_2 = L / V_{\max} i T_n, \quad (15)$$

где  $L$  — линейный размер разрешаемого объема в горизонтальной плоскости;  $V_{\max}$  — максимально возможная горизонтальная скорость ветра.

В результате  $N$  должно быть выбрано таким, чтобы не превышать меньшую из величин  $N_1$  и  $N_2$ .

Вычисление спектра традиционно производится с помощью процедуры быстрого преобразования Фурье (БПФ). При дальнейшей обработке из спектра отраженного сигнала удаляются помеховые компоненты. Наиболее часто встречающаяся из них — так называемая земная помеха, обусловленная приемом по боковым лепесткам ДН отражений зондирующих сигналов от земной поверхности. Она выражена рядом спектральных составляющих, расположенных симметрично вокруг нулевой частоты и быстро спадающих по мере удаления от нее. При квадратурной схеме обработки сигналов ширина компонентов земной помехи в спектре значительно меньше, чем при использовании одного канала, вследствие устранения неоднозначности определения фазы принимаемого сигнала. Удаление земной помехи может производиться несколькими методами. Согласно наиболее простому из них отсчеты частоты, прилегающие к нулю, отбрасываются. В случае наличия медленно затухающих спектральных компонентов земной помехи необходимо применять более сложные методы. Так, применяется вычисление шаблона земной помехи по результатам предварительных сеансов зондирования, и затем шаблоны вычитаются из обрабатываемого спектра. Вопросы удаления помеховых компонентов подробно рассмотрены в [6].

В некоторых случаях при малых  $i$  или  $N$  перед оценкой параметров спектра проводится некогерентное суммирование  $M$  спектров от нескольких смежных сеансов зондирования. При отсутствии вариаций параметров спектров от сеанса к сеансу соотношение с-ш в суммарном спектре увеличивается в  $\sqrt{M}$  раз. Однако следует отметить, что если изменение скорости ветра от сеанса к сеансу зондирования превышает  $\sigma$ , то увеличения соотношения с-ш при усреднении спектров не происходит.

Форма полезной составляющей спектра, обусловленная отражением зондирующего сигнала от неоднородностей преломления атмосферы, при отсутствии шума может быть описана с помощью функции Гаусса [7]:

$$S(\omega) = \frac{P}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp\left(-\frac{(\omega - \Omega)^2}{2\sigma^2}\right). \quad (16)$$

Эта форма полностью определяется первыми тремя моментами:  $P$  — 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 соответствии с определением моментов они могут быть вычислены по формулам

$$P = \int S(\omega) d\omega; \quad (17)$$

$$\Omega = \frac{1}{P} \int \omega S(\omega) d\omega; \quad (18)$$

$$\sigma^2 = \frac{1}{P} \int (\omega - \Omega)^2 S(\omega) d\omega, \quad (19)$$

которые в случае наличия дискретного спектра, получаемого по процедуре БПФ, переходят в формулы

$$P' = \sum_{j=1}^N S(\omega_j); \quad (20)$$

$$\Omega' = \frac{1}{P'} \sum_{j=1}^N \omega_j S(\omega_j); \quad (21)$$

$$\sigma'^2 = \frac{1}{P'} \sum_{j=1}^N (\omega_j - \Omega')^2 S(\omega_j). \quad (22)$$

Перед вычислениями по формулам (20) — (22) из спектра необходимо удалить смещение, обусловленное наличием шума,

$$S(\omega_j) = S(\omega_j) - N_0, \quad (23)$$

где  $N_0$  — спектральная плотность шума, принимаемая равномерной. Уровень шума  $N_0$  определяется по результатам анализа отраженного сигнала на больших высотах, где отражения заведомо отсутствуют.

При использовании высокопроизводительных компьютеров появляется возможность применить вместо оценок (20) — (22) оценки, основанные на априорных данных о гауссовой форме спектра, отраженного от неодно-

родностей сигнала. Такие оценки отыскиваются по методу наименьших квадратов [7; 8] с аппроксимирующей функцией в виде кривой Гаусса. Суть метода состоит в минимизации выражения погрешности

$$\Delta^2 = \sum_{j=1}^N [S'(\omega_j) - S(\omega_j, P, \Omega, \sigma)]^2 \quad (24)$$

путем вариации параметров  $P$ ,  $\Omega$  и  $\sigma$ . Соответствующий алгоритм обеспечивает оценку максимального правдоподобия [8]. Дисперсии полученных при этом оценок для малых соотношений с-ш могут быть установлены с помощью выражений [7]

$$\sigma_P^2 = \frac{3}{2\sqrt{\pi}} (\sigma_{T_p}) \frac{n^2}{M}; \quad (25)$$

$$\sigma_{\Omega}^2 = \frac{2\sigma^2}{M\sqrt{\pi}} (\sigma_{T_p}) \left(\frac{n}{s}\right)^2; \quad (26)$$

$$\sigma_{\sigma}^2 = \frac{2\sigma^2}{M\sqrt{\pi}} (\sigma_{T_p}) \left(\frac{n}{s}\right)^2, \quad (27)$$

где  $\sigma_P^2$ ,  $\sigma_{\Omega}^2$ ,  $\sigma_{\sigma}^2$  — вариации оценок  $P$ ,  $\Omega$  и  $\sigma$  соответственно;  $T_p$  — время наблюдения сигнала;  $n^2$  — энергия шума;  $M$  — количество оценок;  $s^2$  — энергия сигнала.

Найденные по описанному алгоритму оценки доплеровского сдвига со всех исследуемых дальностей образуют после пересчета по формулам (5) — (7) профиль скорости ветра. На стадии вторичной обработки профили редактируются, сглаживаются и усредняются для получения среднечасовых и среднесуточных оценок.

Алгоритмы первичной и вторичной обработки обсуждаются в большом количестве статей, посвященных обработке отраженных сигналов и интерпретации результатов зондирования РЛС ВЗ. Анализ этих работ показал: система обработки сигналов в общем случае разрабатывается в предположении, что в сигналах присутствует только полезный компонент. Это приводит к некорректной обработке спектра отраженного сигнала при наличии коррелированных помех и, как результат, — к значительным погрешностям измерений, а в некоторых случаях — к полному искажению реальных значений [9]. На основе анализа многолетнего использования РЛС ВЗ в США в составе Демонстрационной сети, имеющей около 30 станций, определены слабые стороны применяемых сейчас алгоритмов обработки и контроля качества данных [1]. Отмечена необходимость мо-

дернизации алгоритмов. Показано, что хотя предельная практическая обеспеченность измерений ветра (число случаев, при которых РЛС ВЗ с безошибочной системой обработки сигналов корректно измеряет скорость и направление ветра) в тропосфере составляет около 98 %, реальное значение, полученное при годичной эксплуатации экспериментальных РЛС ВЗ, составило лишь 84 %. Таким образом, до 14 % данных зондирования искажается на различных стадиях обработки. Кроме того, применяемые алгоритмы обработки ограничивают временное разрешение таких данных (около 1 ч), в то время как требуемое значение, позволяющее изучать короткопериодические атмосферные процессы, составляет около 6 мин.

Повышение точности данных, получаемых на РЛС ВЗ, а также их временного разрешения может быть достигнуто несколькими путями. Так, повышение энергетического потенциала станции (произведения средней мощности и эффективной апертуры антенны) приведет к увеличению соотношения с-ш и соответственно к повышению точности. При этом временное разрешение также улучшится вследствие сокращения требуемого времени накопления. Однако этот путь оказывается дорогостоящим. Предпочтительным является совершенствование алгоритмов обработки сигналов и редактирования данных. Работам в этом направлении в последнее время уделяется большое внимание. Так, разрабатывается система обработки сигналов CASPER (Control, Acquisition, and Signal Processing Engine for Radar) для национальной сети РЛС ВЗ США [9], в которой планируется нейтрализовать упомянутые выше недостатки.

Создание аппаратуры для исследования динамических характеристик тропо-стратосферы ведется и в Харьковском государственном техническом университете радиоэлектроники (ХТУРЭ). При разработке алгоритмов обработки сигналов для системы СТ РЛС (стратосферно-тропосферная РЛС проблемной НИЛ радиотехники ХТУРЭ) внимание было уделено следующим вопросам:

- повышению достоверности и точности измерений при получении оценок  $P$ ,  $\Omega$  и  $\sigma$ ;
- обнаружению сигналов, искаженных межсистемными электромагнитными помехами, до вычисления спектров и их параметризации;
- учету наличия помеховых компонентов спектра при параметризации.

Отличительные черты разработанных алгоритмов заключаются в следующем:

1. При обработке сигналов используются временные реализации увеличенной длины (128 или 256 точек вместо 64, обычно используемых в зарубежных РЛС ВЗ).

2. Введены процедуры фильтрации накопленных реализаций принимаемого сигнала перед вычислением их спектральной плотности мощности. Параметры фильтрации выбраны на основе анализа статистических характеристик отраженных сигналов, освещенных в литературе [10; 11]. Эти процедуры позволили устранить выбросы в принимаемых реализациях сигнала, возникающие в результате воздействия импульсных электромагнитных помех и сбоев аппаратуры.

3. Принятая реализация отраженного сигнала проверяется на наличие межсистемных радиопомех (непрерывных узкополосных фазоманипулированных сигналов), характерных для помеховой обстановки места расположения СТ РЛС.

4. Использовано некогерентное накопление спектров перед параметризацией. Кратность накопления составляет 2...4 в зависимости от текущего состояния атмосферы.

5. Перед параметризацией спектров определяется их тип, на основании чего выбирается метод удаления помеховых компонентов

6. Для параметризации спектров применен метод наименьших квадратов с аппроксимирующей функцией типа гауссианы.

7. Редактирование профилей скорости ветра производится с учетом непрерывности изменения измеряемой величины и значений ее градиентов, реально существующих в атмосфере.

8. Анализ достоверности получаемых профилей скорости ветра выполняется с учетом спектральной ширины отраженного сигнала, что позволяет отсеивать ошибочные значения скоростей, возникающие при отражении от гидрометеоров (имеющих широкие спектры) и точечных целей (имеющих узкие спектры).

Экспериментальные измерения на СТ РЛС, выполненные при использовании этих алгоритмов обработки сигнала, показали, что максимальная высота зондирования комплекса повысилась с 13 до 15...16 км. При этом время получения одного профиля скорости ветра составило 2 мин. Экспериментальные сеансы зондирования позволили определить уточненные значения параметров обработки — кратности накопления  $i$ , числа точек в реализации сигнала  $N$  и кратности накопления спектров  $M$ , а также значения пороговых величин, используемых при редактировании профилей и анализе наличия межсистемных электромагнитных помех. В результате получены профили скорости ветра с малым разбросом от сеанса к сеансу, без пропусков данных и без выбросов. Правильность примененных решений и оценка точности измерений подтверждена совместными измерениями СТ РЛС и радиозонда. Сравнение результатов было проведено с использованием данных станции аэрологического зондирования

Харьковского аэропорта. Результаты описаны в [12], поэтому здесь достаточно отметить, что погрешности значений скорости ветра находятся в пределах погрешностей метода, с учетом пространственно-временных вариаций поля скорости ветра между точками измерений.

**Список литературы:** 1. *Wind profiler assessment report / NOAA*. Silver Spring, Maryland, 1994. 141 p. 2. *Татарский В.И.* Распространение радиоволн в турбулентной атмосфере. М.: Наука, 1967. 548 с. 3. *Черников А.А.* Радиолокационные отражения от ясного неба. Л.: Гидрометеоздат, 1977. 148 с. 4. *Rottger J.* The instrumental principles of MST radars and incoherent scatter radar and the configuration of radar system hardware // *Handbook for MAP*. Urbana, Illinois, 1989. Vol. 30. P. 54 — 113. 5. *Strauch R.G.* Data analyses techniques : spectral processing // *Handbook for MAP*. Urbana, Illinois, 1983. Vol. 9. P. 528 — 531. 6. *Rottger J.* Interpretation of radar returns from clear air — discrimination against clutter // *Handbook for MAP*. Urbana, Illinois, 1983. Vol. 9. P. 114 — 119. 7. *Woodman R.F.* Spectral moment estimation in MST radars // *Handbook for MAP*. Urbana, Illinois, 1983. Vol. 9. P. 548 — 562. 8. *Estimation of spectral parameters of MST radar obtained by least squares fitting method / M. Yamamoto, T. Sato, P.T. May et al.* // *Handbook for MAP*. Urbana, Illinois, 1989. Vol. 28. P. 628 — 633. 9. *Wind Profilers: Next Generation / T.L. Wilfong, D.A. David, D.A. Merrit et al.* // *COST-76 profiler workshop 1997 extended abstracts*. Engelberg, 1997. Vol. 1. P. 59 — 65. 10. *Фельдман Ю.И., Мандуровский И.А.* Теория флуктуаций локационных сигналов, отраженных распределенными целями. М.: Радио и связь, 1988. 270 с. 11. *Liu C.H.* Interpretation of MST radar returns from clear air // *Handbook for MAP*. Urbana, Illinois, 1983. Vol. 9. P. 49 — 56. 12. *Карабанов А.Г.* Некоторые результаты модернизации радиолокационной станции вертикального зондирования атмосферы — См. статью в настоящем сборнике.

*Харьковский государственный технический университет радиозлектроники*

*Поступила в редколлегию 07.09.98*

*Б.Л. КАЩЕЕВ, д-р техн. наук, Б.Г. БОНДАРЬ, канд. техн. наук,  
И.Е. АНТИПОВ, канд. техн. наук*

## **ПЕРСПЕКТИВЫ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ МЕТЕОРНОЙ СВЯЗИ**

Метеорная связь осуществляется на метровых волнах за счет их отражения от метеорных следов, возникающих при вторжении в земную атмосферу мелких частиц космической пыли. Зеркальный характер отражения и, как следствие, малые потери в канале, являются важнейшим достоинством метеорной связи. Это дает возможность передавать информацию на расстояния до 2500 км при небольшой средней мощности передающих устройств и небольшой потребляемой мощности.

Другая существенная особенность радиометеорного канала связи (РМКС) — направленный характер распространения отраженных сигналов, что резко ограничивает возможность радиоперехвата и способствует лучшей электромагнитной совместимости. Кроме того, отражение радиоволн от метеорных следов происходит на высотах около 100 км, что в ряде случаев позволяет работать при больших углах возвышения главных лепестков диаграммы направленности антенна, а это может быть необходимо, например, в условиях горной местности.

Основным недостатком метеорной связи является ее прерывистость, обусловленная случайным характером возникновения “полезных” метеорных следов. Имеется заметный суточный ход численности таких метеоров, вызванный движением Земли вокруг Солнца и ее вращением вокруг своей оси. Максимум пропускной способности РМКС наблюдается ранним утром, к вечеру она снижается в среднем в 4...6 раз. Имеются также сезонные изменения (летом данный показатель в среднем вдвое больше, чем зимой).

В мире известен целый ряд систем связи, использующих метеорный радиоканал. Например, дуплексная система магистральной связи КОМЕТ поддерживала связь между штабами НАТО в Европе и обеспечивала передачу информации от 5 и более одновременно работавших телетайпов. В настоящее время на базе современной микропроцессорной техники созданы более компактные и совершенные системы радиометеорной связи. Системы SNOTEL и AMBCS (США) реализуют автоматический сбор метеорологической и полетной информации в 11 западных штатах США и на Аляске. Даже в наихудших условиях ими гарантируется сбор информации от более чем 500 пунктов, причем полное время работы системы составляет

менее 2 ч/сут. В последние годы разработана большая система метеорной связи с подвижными объектами TRANSTRAC (США). Она включает в себя 5 базовых станций и рассчитана на получение данных о местонахождении более чем 64 тыс. транспортных средств, а также осуществляет двухстороннюю передачу коротких сообщений [1].

В Проблемной НИЛ радиотехники Харьковского государственного технического университета радиоэлектроники созданы и испытаны образцы универсальной аппаратуры, способной работать как по прерывистому метеорному радиоканалу, так и земным лучом в пределах прямой видимости в непрерывном режиме.

#### Основные параметры приемника:

Чувствительность (при отношении с-ш более 10), мкВ	1
Полоса пропускания, кГц	15
Избирательность по соседнему каналу, дБ	60
Напряжение питания, В	12
Сила потребляемого тока, мА	300

#### Основные параметры передатчика:

Режим работы — частотная манипуляция с девиацией частоты, кГц	6
Мощность предварительного усилителя, Вт	10
Напряжение питания, В	12
Сила потребляемого тока, А	3
Выходная мощность оконечного усилителя, Вт	500
Максимальное время непрерывной работы, с	1
Напряжение питания, В	28
Сила потребляемого тока, А	60

Питание аппаратуры универсальное. Она может работать как от сети переменного тока, так и от автономного источника питания (двух аккумуляторов 6СТ60), а блок сетевого питания может служить в качестве зарядного устройства. Для связи земным лучом в пределах прямой видимости используется штыревая антенна, а для работы по метеорному радиоканалу — пятиэлементная антенна типа “волновой канал”.

По мере поступления информация от внешнего устройства накапливается в ОЗУ контроллера и при возникновении “полезного” метеорного следа передается станции-корреспонденту. Передача по метеорному каналу ведется со скоростью 4800 бит/с. Если принять коэффициент заполнения равным 0,01, а коэффициент использования времени передачи (учитывающий потери времени на поиск канала, передачу служебных сообщений и синхронизацию) на уровне 0,6, то минимальная пропускная способность РМКС может быть оценена как 30 бит/с.

Эта оценка может быть отнесена к трассам длиной 500...700 км (что является оптимальным для метеорной связи) [1]. Для трасс длиной до 200 км характерно уменьшение длительностей существования "полезных" метеорных следов и сокращение их численности, поэтому пропускная способность РМКС на коротких трассах несколько снижается. Полевые испытания аппаратуры, проведенные в Проблемной НИЛ радиотехники ХТУРЭ, позволяют оценить пропускную способность аппаратуры на такой трассе в 5...10 бит/с. Проведенные исследования [2] позволяют производить выбор ориентации антенн в зависимости от расположения трассы и времени суток.

Несмотря на интенсивное развитие телефонных, спутниковых и иных средств связи, мировой опыт свидетельствует, что имеется достаточно сфер применения и для метеорной связи. Она может использоваться для сбора метеорологической и гидрологической информации от большого числа необслуживаемых наблюдательных постов, расположенных в труднодоступных районах, а также в качестве резервной при возникновении чрезвычайных ситуаций, когда использование иных средств связи затруднено или невозможно. Метеорный радиоканал может обеспечивать связь на небольших расстояниях в условиях сильно пересеченной местности, исключающей прохождение сигнала земной волной. Для сетей с пунктами в диапазоне дальностей 0...2000 км, которые нельзя охватить ни тропосферной, ни ионосферной связью, также можно рекомендовать применение РМКС. За счет метеорного распространения может осуществляться связь с подвижными объектами (большегрузными автомобилями, судами) при нахождении их в указанном диапазоне дальностей. Перечисленное не ограничивает сферы использования РМКС. В частности, данный канал может найти применение в коммерческих и иных целях, где требуется скрытая передача небольших объемов информации.

**Список литературы:** 1. *Кащеев Б.Л., Бондарь Б.Г.* Метеорная связь: Учеб. пособие. К.: Учеб.-метод. каб. высш. образования, 1989. 76 с. 2. *Антипов И.Е.* Оптимизация ориентации диаграмм направленности антенн метеорных радиотехнических систем с целью повышения их пропускной способности в условиях коротких трасс: Дис...канд. техн. наук. Х., 1996. 148 с. Машинопись.

*Харьковский государственный технический университет радиотехники*

*Поступила в редколлегию 07.09.98*



Сотрудники Проблемной научно-исследовательской лаборатории радиотехники (ПНИЛ РТ).

Сидят (слева направо): С.Ф. Семенов, Л.Е. Кузьменко, Б.Л. Кащеев, Б.Г. Бондарь, Е.Н. Павленко.

Стоят: А.Г. Карабанов, Л.П. Татарец, С.Г. Кундюков, В.М. Миняйло, О.А. Соляник, В.Н. Олейников, А.Н. Олейников, В.А. Посошенко, Г.В. Нестеренко, В.И. Горбач

Б.Л. КАЩЕЕВ, д-р техн. наук, Б.Г. БОНДАРЬ, канд. техн. наук,  
И.Е. АНТИПОВ, канд. техн. наук

## К ВОПРОСУ О ПРОПУСКНОЙ СПОСОБНОСТИ РАДИОЛИНИИ МЕТЕОРНОЙ СВЯЗИ

Радиометеорный канал связи (РМКС) возникает и исчезает случайно, что обусловлено случайностью самого физического явления «метеор». Из-за своего прерывистого характера РМКС применяется, как правило, для передачи цифровой информации, в виде пакетов определенного объема. Среди основных преимуществ РМКС можно указать следующие: большая (до 2500 км) дальность связи в диапазоне метровых волн при небольшой (десятки ватт) средней мощности передатчика; направленный характер распространения радиоволн и связанная с этим скрытость связи; отсутствие влияния солнечной активности и магнитных бурь на метеорное распространение [1]. Важнейшей характеристикой РМКС является коэффициент заполнения:

$$\eta = T_{\text{св}}/T_{\Sigma}, \quad (1)$$

где  $T_{\text{св}}$  — время существования канала;  $T_{\Sigma}$  — полное время работы системы. При определенной рабочей частоте и энергетических параметрах аппаратуры он зависит от длины, расположения и ориентации трассы, подвержен суточным и сезонным изменениям.

Прогресс в развитии микроэлектроники решил проблему управления процедурой обмена данными по РМКС и предоставил возможность создания сравнительно недорогой аппаратуры метеорной связи, которая может быть использована и в условиях Украины, особенно в гористой местности западных областей и Крыма. Цель настоящей работы — дать оценку пропускной способности несложной аппаратуры метеорной связи с устройством управления на базе однокристалльной ЭВМ.

Прерывистый характер связи вынуждает идти на дополнительные затраты времени для обнаружения канала, передачи служебных сигналов для поиска канала, синхронизации и подтверждения неискаженного приема. Важное значение имеют меры, обеспечивающие заданную достоверность передачи информации и исправление возникающих ошибок. Их реализация также требует затрат времени. Кроме того, следует учитывать время распространения информационных и служебных сигналов на трассе. Для учета этих потерь нами вводится понятие коэффициента использования РМКС, представляющего собой отноше-

ние времени  $T_{\text{инф}}$  передачи по каналу полезной информации ко времени существования этого канала:

$$\xi = T_{\text{инф}} / T_{\text{св}}. \quad (2)$$

Рассмотрим простейший алгоритм передачи информации по РМКС, использованный в аппаратуре, которая разработана и создана в Проблемной научно-исследовательской лаборатории радиотехники Харьковского государственного технического университета радиоэлектроники. Одна из станций (ведущая) непрерывно передает зондирующий сигнал для обнаружения канала. В случае приема зондирующего сигнала, свидетельствующего о возникновении канала, станция-корреспондент передает информационный пакет определенного объема. Его неискаженный прием подтверждается квитанцией, которая одновременно служит сигналом для передачи следующего пакета. При обнаружении ошибки запрашивается повтор целого пакета. Мгновенная мощность передатчика составляет 500 Вт в полосе частот 15 кГц. Более подробно алгоритм и аппаратура описаны в [2]. Объем пакета, близкий к оптимальному (без учета вероятности искажений), определяется его длительностью и вероятностным распределением времени существования метеорных сигналов, которое описывается экспоненциальным законом. Если исходить из среднего значения длительности метеорного следа 500 мс [1] и скорости передачи 4800 бит/с, то близким к оптимальному можно считать объем пакета 500...1000 бит. Как показывает практика, указанная скорость передачи наилучшим образом соответствует возможностям аппаратуры с приведенными параметрами. Ее повышение связано с необходимостью расширения полосы пропускания и, следовательно, с увеличением мощности передатчика, усложнением его конструкции и устройства питания. Снижение скорости передачи и соответствующее уменьшение полосы пропускания приемника и мощности передатчика затруднены в связи с необходимостью обеспечить стабильность частот задающего генератора передатчика и гетеродина приемника (не хуже  $10^{-6}$ ), что также усложняет конструкцию аппаратуры.

Без учета вероятности искажения пакета выражение для коэффициента использования имеет вид

$$\xi = \frac{N t_{\text{пак}}}{\frac{T_{\text{зонд}}}{2} + t_{\text{зонд}} + t_{\text{расп}} + t_{\text{синх}} + (N + 0,5)(2t_{\text{расп}} + t_{\text{квит}} + t_{\text{пак}})}, \quad (3)$$

где  $N$  — число пакетов, переданных через один метеорный след;  $t_{\text{пак}}$  — длительность пакета;  $T_{\text{зонд}}$  — период повторения зондирующего сигнала;  $t_{\text{зонд}}$  — длительность зондирующего сигнала;  $t_{\text{расп}}$  — время распространения сигнала на трассе связи;  $t_{\text{синхр}}$  — длительность синхросигнала;  $t_{\text{квит}}$  — длительность сигнала подтверждения (квитанции).

Потеря времени связи, обусловленная незавершенностью передачи последнего пакета при окончании следа, статистически равна половине длительности пакета. При объеме пакета 500 бит и  $N = 10$  коэффициент  $\xi \approx 0,82$ .

Однако использование пакета упомянутого выше объема при исправлении ошибок путем повторения целого пакета, содержащего ошибку, недопустимо, поскольку при вероятности битовой ошибки  $p_{\text{бит}} = 10^{-3}$  вероятность безошибочного приема целого пакета длиной в 1000 бит составляет всего 37 % и на повторение ошибочных пакетов будет уходить большая часть времени связи. Если исходить из допустимой вероятности появления ошибки в пакете  $10^{-1}$ , то при той же вероятности битовой ошибки оптимальным следует считать объем пакета 100...120 бит. Тогда с учетом потерь времени на повторение искаженных пакетов выражение (3) можно записать в виде

$$\xi = \frac{Nl_{\text{пак}}(1 + p_{\text{пак}})}{\frac{T_{\text{зонд}}}{2} + t_{\text{зонд}} + t_{\text{расп}} + t_{\text{синх}} + (N + 0,5)(2t_{\text{расп}} + t_{\text{квит}} + t_{\text{пак}})}, \quad (4)$$

где  $p_{\text{пак}}$  — вероятность искажения пакета. В данном случае при  $p_{\text{бит}} = 10^{-3}$ ,  $n_{\text{пак}} = 100$  бит и  $N = 10$  коэффициент  $\xi = 0,64$ .

При рассмотрении этого достаточно простого алгоритма передачи данных необходимо остановиться на выявлении ошибок, неизбежно возникающих в РМКС. Характерной особенностью канала является флуктуация амплитуды отраженного сигнала при общей тенденции его экспоненциального снижения [1], поэтому очевидно, что значительная часть ошибок связана именно с “провалами” уровня сигнала. Один из способов предотвращения таких ошибок, не требующий дополнительных затрат времени связи, — контроль уровня принимаемого сигнала. Другой способ — контроль общего объема пакета, который при наличии помех или “провалов” может отличаться от установленного. В связи с этим следует отметить особую важность контроля уровня принимаемого сигнала в приемном тракте и ограничения обмена данными при снижении отношения сигнал-шум ниже допустимого. Для примененного в аппаратуре способа модуляции и детектирования сигнала вероятность битовой ошибки не выше  $10^{-3}$  обеспечивается при отношении сигнал-шум на входе приемника не менее 15 дБ.

Коэффициенту заполнения  $10^{-2}$  и коэффициенту использования 0,64 соответствует пропускная способность РМКС 30 бит/с. На коротких трассах (менее 200 км) коэффициент заполнения может оказаться меньше 1 %, однако проведенные эксперименты показывают, что устойчивая связь обеспечивается и в этом случае. В летние утренние часы, когда коэффициент заполнения может превышать 5...6 %, пропускная способность РМКС при  $\xi = 0,64$  составит 150...180 бит/с. Такие данные соответствуют полученным в мировой практике [1].

Как известно, предельно достижимая пропускная способность канала определяется формулой Шеннона. Для приведенных энергетических параметров аппаратуры, работающей при отношении сигнал-шум на выходе приемника 15 дБ, и коэффициента заполнения 1 % предел составляет примерно 300 бит/с, что заметно превосходит приведенное выше значение. Главная причина столь значительного различия реальной и теоретически достижимой пропускной способности заключается в том, что время изменения параметров РМКС и само время его существования соизмеримо с временем распространения сигнала по трассе. Это обстоятельство сводит к минимуму или полностью исключает возможность адаптивной подстройки системы к изменениям. Поэтому сколько-нибудь заметное приближение пропускной способности РМКС к пределу Шеннона вряд ли возможно.

Если ограничиться только указанными мерами обнаружения ошибок, то, как показывают экспериментальные исследования [2], вероятность появления необнаруженной ошибки составляет примерно  $2 \cdot 10^{-3}$ , т.е. одна ошибка приходится на 100 букв, что считается допустимым, например, в телеграфной связи. Применение помехоустойчивого кодирования повысит достоверность передачи, однако снизит коэффициент использования времени существования следа и, следовательно, пропускную способность канала.

Необходимо также указать, что в ряде случаев наиболее существенным параметром надо считать не пропускную способность, а время ожидания возникновения полезного метеорного следа. Это время, как и длительность следа, является случайной величиной, функция распределения которой приближенно описывается экспоненциальной зависимостью. В самых неблагоприятных условиях среднее время ожидания не превосходит несколько минут, а с вероятностью 95 % не превышает 10...15 мин (данные для длинных трасс [1]).

В заключение следует отметить, что недорогая, несложная и экономичная в эксплуатации аппаратура метеорной связи может найти применение, в частности, в сети для сбора метеорологической или иной информации от сотен пунктов в обширном районе, а также для связи с подвижными объектами, о чем свидетельствует мировой опыт [3].

**Список литературы:** 1. *Кащеев Б.Л., Бондарь Б.Г., Горбач В.И.* Метеоры сегодня. К.: Техника, 1996. 196 с. 2. *Антипов И.Е.* Оптимизация ориентации диаграмм направленности антенн метеорных радиотехнических систем с целью повышения их пропускной способности в условиях коротких трасс: Дис... канд. техн. наук. Х., 1996. 148 с. Машинопись. 3. *Кащеев Б.Л., Бондарь Б.Г.* Метеорная связь: Учеб. пособие. К.: Учеб.-метод. каб. высш. образования, 1989. 76 с.

*Харьковский государственный технический университет радиотехники*

*Поступила в редколлегию 14.07.98*

## ОПРЕДЕЛЕНИЕ СКОРОСТИ МЕТЕОРНОГО ТЕЛА МЕТОДОМ ИМИТАЦИОННОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ

Данная работа посвящена исследованию алгоритма измерения скорости метеорного тела, реализованного в комплексе МАРС, выявлению "узких" мест в работе алгоритма и усовершенствованию последнего. В Проблемной НИЛ радиотехники Харьковского государственного технического университета радиоэлектроники создана и работает с 1968 г. специализированная радиотехническая система МАРС, предназначенная для изучения атмосферы Земли на высотах 90...110 км, исследования метеоров радиолокационным методом. По результатам измерения параметров движущегося метеорного тела можно оценивать параметры, необходимые для организации метеорного канала связи. Кроме того, можно построить картину динамики развития комплекса малых тел Солнечной системы, что актуально в связи с решением проблемы кометно-астероидной опасности.

Основным параметром движущегося метеорного тела служит вектор скорости. Погрешность измерения скорости должна быть как можно меньше для получения достоверных результатов. Наиболее эффективным методом исследования действующего алгоритма измерения скорости является метод компьютерного имитационного моделирования (при условии правильно выбранной модели процедуры и аппаратуры регистрации).

При моделировании комплекса МАРС регулируемые и нерегулируемые факторы учитываются с помощью включения в алгоритм программы имитации математических моделей влияющих факторов: модели шума; физических моделей метеорного тела, его разогрева, прогрева насквозь, плавления, испарения, образования ионизированного следа; модели формирования сигнала, отраженного от метеорного следа; модели аппаратуры, производящей все виды обработки сигнала — предварительную (обнаружение сигнала и выделение его информационных параметров) и первичную (процедура определения скорости). Учитываются также экспериментально полученные распределения метеорных тел по скоростям и координатам радиантов (ориентации метеорного следа в пространстве), что во многом решает проблему учета избирательности системы по отношению к скорости.

Небесная сфера разделяется на  $N = 1600$  равновеликих участков, называемых площадками. Предполагается, что метеорные тела, радианты которых находятся внутри заданной площадки, имеют скорость, удовле-

творящую экспериментально полученному распределению скоростей, а плотность потока соответствует распределению плотности метеорного вещества по небесной сфере. Образуется метеорный след согласно физической модели [1]. Зондирующий сигнал, представляющий собой последовательность радиопульсов с прямоугольной огибающей, рассеивается метеорным следом, формируя сигнал, регистрируемый приемным устройством [1; 2]. Его огибающая называется амплитудно-временной характеристикой (АВХ). Затем производится измерение скорости по колебаниям АВХ [2; 3]. При этом делаются следующие предположения.

1. Формирование принимаемого сигнала происходит согласно зависимости

$$P_r = \frac{P_t G_r G_t \lambda^3 \alpha^2}{32\pi^2 R^3} \left( \frac{e^2}{mc^2} \right)^2 f^2(r_0) I^2, \quad (1)$$

где  $P_r$ ,  $P_t$  — мощности принимаемого и передаваемого сигналов;  $G_r$ ,  $G_t$  — коэффициенты усиления приемной и передающей антенн;  $\lambda$  — длина волны,  $\alpha$  — линейная электронная плотность следа;  $R$  — наклонная дальность от РЛС до точки зеркального отражения на следе;  $e$ ,  $m$  — заряд и масса электрона;  $c$  — скорость света;

$$f(r_0) = e^{-\left(\frac{2\pi r_0}{\lambda}\right)^2}; \quad (2)$$

$r_0$  — начальный радиус следа;

$$I = \left| \frac{1}{\sqrt{2}} \int_{-\infty}^{x_0} e^{-\left(\frac{2\pi r_0}{\lambda}\right)^2} e^{-\Delta(x_0-x)} dx \right|. \quad (3)$$

Мощность излучаемого сигнала

$$P_t = P_{cp} T/\tau. \quad (4)$$

2. Мощность помехи [4] на входе приемного устройства

$$P_n = k(T_a + T_r) \Delta F_{eq}, \quad (5)$$

где  $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$  Дж/°С — постоянная Больцмана;  $T_a$ ,  $T_r$  — эквивалентные температуры шумов антенны и приемного устройства, °С;  $\Delta F_{eq}$  —

эквивалентная полоса пропускания, Гц. Дисперсия напряжения помехи, нормированной к сигналу,

$$\sigma_u^2 = P_n/P_r. \quad (6)$$

Помеха считается аддитивной, гауссовой, узкополосной.

3. Полоса пропускания приемника

$$\Delta F_{\text{opt}} = 1,37/\tau, \quad (7)$$

что соответствует условию квазиоптимальности по Сифорову.

Выделение сигнала из шума проводится в два этапа. На первом из них осуществляется поимпульсное выделение согласно критерию Неймана—Пирсона. Относительный порог  $h_0 = A_{\text{пор}}/\sigma$  для обнаружения одиночного импульса на фоне шума находится согласно выражению

$$h_0 = \sqrt{-2 \ln F}. \quad (8)$$

При вероятности ложной тревоги  $F = 0,1$  порог  $h_0 = 2,145$ , что соответствует вероятности правильного обнаружения  $D = 0,995$ .

На втором этапе производится обнаружение пачки (ABX) с помощью цифрового обнаружителя, используемого для защиты системы от ложных срабатываний. Он определяет начало импульсной последовательности по схеме «три из трех» и ее конец по трем пропускам. При заданной вероятности ложной тревоги  $F = 0,001$  обнаружитель обеспечивает вероятность правильного обнаружения  $D > 0,999$ . На этом заканчивается этап предварительной обработки. Далее выполняется первичная обработка.

Измеряется скорость метеорного тела по ABX [5]. Вначале последовательность импульсов сглаживается фильтром с астатизмом пятого порядка, реализованного в процедуре моделирования в виде скользящего среднего с весом [5]. Затем устанавливаются экстремумы ABX. Вначале в окрестности каждого из экстремумов берется пять точек и строится параболическая аппроксимация. Временное положение экстремума определяется как абсцисса экстремума полученной параболы. После этого по полученным экстремумам отыскивается скорость метеорного тела [2;3]:

$$V = L\sqrt{\lambda R}/(T2n), \quad (9)$$

где  $V$  — измеренная скорость;  $L$  — длина соответствующей зоны Френеля, выраженная в нормированных единицах (табличное значение) [2];  $\lambda$  — длина волны;  $R$  — наклонная дальность;  $T$  — период следования импульсов;  $n$  — число импульсов в зоне Френеля.

Все указанные действия повторяются для значений параметров метеорных тел (скорости  $V_\infty$ , азимута  $A$  и зенитного угла  $z$  радианта), сгенерированных согласно экспериментально найденным распределениям метеорных тел по скорости и координатам радианта. Усредненное значение квадрата отклонения измеренной скорости от заданной считается равным СКО измерения скорости комплексом МАРС. Данный эксперимент далее именуется экспериментом 1.

По результатам эксперимента 1 можно сделать следующие выводы. Во многих случаях погрешность измерения скорости по рассматриваемому алгоритму очень велика. В некоторых случаях оценка скорости не попала в интервал измеряемых скоростей (приблизительно 20...60 км/с) и была отброшена. При разных значениях параметров метеорных тел процент таких случаев различен и доходит до 20 % от общего количества измерений. Минимальное СКО измеряемой скорости составляет 2 км/с. Если это вызвано воздействием нерассматриваемых факторов (помех), то такой алгоритм измерения скорости нуждается в модификации.

Наиболее уязвимой частью алгоритма измерения скорости является процедура выбора точек в окрестности экстремумов. Рассматривая медленные метеоры, нужно выбирать больше точек для точного определения положения экстремума, поскольку экстремальные области плоские. Под действием помех координаты экстремумов могут значительно меняться. С другой стороны, для быстрых метеоров АВХ формируется за более короткое время, т.е. оказывается настолько сжатой, что, например, для скорости 60 км/с первый минимум в АВХ состоит из трех импульсов.

В связи с этим со времени создания комплекса МАРС предпринимались попытки усовершенствования алгоритма измерения скорости алгоритма. Прежде всего, на этапе от определения экстремумов до определения скорости проводилась многоканальная обработка. Использовалось три канала [34], где, например, дифференцировались: медленные метеоры с  $V_{\text{app}} \in [10...40]$ , средние с  $V_{\text{app}} \in [30...50]$ , быстрые с  $V_{\text{app}} \in [40...70]$ . Но тогда для выбора одного значения измеренной скорости из трех потребовалось вводить процедуру арбитража. Последняя сравнивает измеренные в трех каналах значения скорости с грубой оценкой скорости, предварительно полученной по максимальной зоне. Данный метод оказался сложным в реализации и обслуживании и не дал ожидаемого улучшения качества.

Следующей попыткой было использование аппроксимирующих сплайнов для описания АВХ, а затем определение экстремумов по сплайну [6]. Аппроксимирующий сплайн занимает промежуточное положение между интерполирующим сплайном и аппроксимацией по методу наименьших квадратов (МНК). Такой сплайн содержит параметр  $p_s \in [0...1]$ . При  $p_s=1$

имеет место интерполирующий сплайн, при  $p_s = 0$  — МНК-аппроксимация. В случае аппроксимации всей АВХ для всего диапазона скоростей  $p_s > 0,95$ . Если аппроксимировать только колебательную часть АВХ, т.е. отбросить пологий начальный участок, то оптимальные значения параметра лежат в интервале  $p_s \in [0,4...0,8]$  и существенно различаются для быстрых и медленных метеоров [7]. И в этом случае необходимы минимум три канала обработки и процедура арбитража.

Использование только экстремумов для определения скорости, по-видимому, связано с особенностями традиционной обработки, когда АВХ регистрировались на киноплёнку и обрабатывались вручную. В настоящее время использование, например, аппроксимирующих сплайнов позволяет описать всю АВХ, масштаб и форма которой определяются только двумя величинами — скоростью метеорного тела (которую и нужно определить) и наклонной дальностью до точки отражения (которая известна сразу после регистрации АВХ).

Фактически после выполнения предварительной обработки можно вводить сигнал в ЭВМ и решать задачу отыскания скорости программно. С помощью описанной математической модели генерируется АВХ с заданной скоростью метеорного тела. Затем две полученные АВХ (измеренная и моделируемая) сравниваются. Мерой расстояния между двумя функциями служит среднеквадратичное расстояние между значениями АВХ при одинаковых ее аргументах. Начальное значение скорости для моделирования задается из диапазона  $[10...72]$ , для расчета значения скорости на следующем шаге применяется алгоритм золотого сечения. Измеренным значением скорости считается такое значение, при котором расстояние между двумя АВХ (измеренной и моделируемой) минимально.

Подобно эксперименту 1 был выполнен эксперимент 2 — согласно алгоритму с изложенными выше изменениями. Результаты показывают высокое качество работы алгоритма (снижение погрешности по крайней мере на порядок, расширение диапазона измеряемых скоростей). При эксперименте 2 грубых ошибок измерения скорости (отказов) не было. Исследуемая СКО измеренной скорости  $\sigma_v$  принадлежит диапазону  $[0,3...1,2]$  во всем диапазоне скоростей.

Данный алгоритм позволяет измерять и вектор скорости. Для этого, дополнительно к измеренному значению модуля скорости, необходимо получить две временные задержки, по которым определяются направляющие косинусы вектора скорости [2; 3]. Одинаковым образом находятся три значения скорости — по АВХ, полученной в центральном и в двух выносных пунктах. После этого производится проверка

близости всех трех значений скорости. Что касается измерения задержек для определения направляющих косинусов скорости, то такая процедура после аппроксимации каждой из АВХ сплайном не является сложной.

**Список литературы:** 1. *Лебединец В.Н.* Пыль в верхней атмосфере. Метеоры. Л.: Гидрометеорологическое издательство, 1980. 247 с. 2. *Кащеев Б.Л., Лебединец В.Н., Лагутин М.Ф.* Метеорные явления в атмосфере Земли. М.: Наука, 1967. 260 с. 3. *Дьяков А.А., Кащеев Б.Л.* Измерение скорости // *Астрономический вестник*. 1972. Т. 6, № 2. С. 118 — 125. 4. *Защита от радиопомех* / Под ред. М.В. Максимова. М.: Советское радио, 1976. 496 с. 5. *Бор К. де.* Практическое руководство по сплайнам: Пер. с англ. М.: Радио и связь, 1985. 304 с. 6. *Кундюков С. Г., Назаренко Н.Б.* Применение сглаживающих сплайнов при обработке АВХ радиометеоров // *Метеор. исслед.* М., 1988. № 15. С. 103 — 108.

*Харьковский государственный технический университет радиозлектроники*

*Поступила в редколлегию 23.04.98*

*А.И. ЛУЧАНИНОВ, д-р физ.-мат. наук, В.М. ШОКАЛО, д-р техн. наук,  
А.А. КОНОВАЛЬЦЕВ, канд. техн. наук, А.М. РЫБАЛКО, канд.  
физ.-мат. наук, А.А. ЩЕРБИНА, канд. техн. наук*

## **ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ И ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ КРУПНОАПЕРТУРНЫХ РЕКТЕННЫХ РЕШЕТОК**

Беспроводная передача энергии (БПЭ), как одна из многообещающих альтернатив существующим способам энерготранспортировки, привлекает все большее внимание специалистов во всем мире. Это обусловлено наличием огромного потенциала у данного способа передачи энергии для решения глобальных энергетических проблем человечества. В частности, создание эффективных систем БПЭ позволит получить доступ к практически неиссякаемым запасам солнечной энергии в космосе, что, в свою очередь, будет являться необходимым энергетическим базисом для освоения человечеством ближнего и дальнего космоса.

Наиболее перспективными системами БПЭ в настоящее время считаются системы передачи энергии с помощью СВЧ-луча (СПЭСЛ). В развитии именно этого вида систем БПЭ достигнуты наибольшие успехи, о которых позволяют судить ряд успешных демонстрационных экспериментов и проведение интенсивных исследований возможностей промышленного применения СПЭСЛ практически во всех развитых странах мира. Однако, несмотря на определенные успехи в построении эффективных СПЭСЛ, в целом эта задача еще далека от окончательного решения.

Данная статья посвящена вопросам теоретического и экспериментального исследования КПД окончного устройства СПЭСЛ — ректенны (антенны-выпрямителя). Ректенна представляет собой антенную решетку из отдельных приемно-выпрямительных элементов (ПВЭ), ее функция заключается в приеме энергии, переносимой СВЧ-лучом, и преобразовании в энергию постоянного тока. В мощных СПЭСЛ ректенны содержат очень большое количество ПВЭ (до нескольких сотен тысяч и даже более) и имеют большие электрические размеры, т.е. являются крупноапертурными. Именно такие ректенны и рассматривается нами далее.

Ректенны принадлежат к классу антенн с нелинейными элементами (АНЭ), и для их анализа необходимо применять подходы, разработанные в теории АНЭ. Для решения рассматриваемой задачи очень часто применяется подход с использованием переменных состояния. Анализируемая антенна описывается системой уравнений состояния и системой внешних

уравнений [1]. В качестве переменных состояния выбирают такой набор сил токов и (или) напряжений, который позволяет определять режим работы схемы. Задача анализа разбивается на два этапа. Первый этап — это выбор уравнений состояния, т.е. нахождение условий функционирования АНЭ. На втором этапе определяются внешние характеристики антенны (диаграмма направленности, КПД и т.д.) с учетом параметров схемы, входных воздействий и результатов установления режима функционирования АНЭ. Однако непосредственное применение разработанных ранее методов к анализу крупноапертурных ректенн оказалось неэффективным вследствие больших вычислительных затрат. Вот почему необходимо разрабатывать новые методы анализа, учитывающие, в частности, особенности этого типа АНЭ:

— большое число ПЭВ, которые, в общем случае, расположены по апертуре ректенны произвольно;

— неравномерное распределение поля возбуждения по апертуре ректенны, создаваемое для обеспечения высокого КПД перехвата энергии СВЧ-луча.

Далее описан один из методов анализа крупноапертурных ректенн.

### Теоретический анализ параметров ректенны

Первоначально для разработки метода анализа крупноапертурной ректенны с неравноамплитудным возбуждением была рассмотрена задача равноамплитудного возбуждения ректенны с идентичными ПЭВ, излучатели которых размещены в узлах ректенной решетки эквидистантно. Предполагалось, что решетка является косоугольной с двойной периодичностью вдоль осей  $x$  и  $l$  (рис. 1). Шаг решетки вдоль оси  $x$  равен  $d_x$ , а вдоль оси  $l$  —  $d_l$ . Ось  $l$  образует угол  $\alpha_r$  с осью  $x$ . Решетка возбуждается на частоте  $\omega_0$  (длина волны  $\lambda_0$ ) плоской электромагнитной волной, падающей из направления  $\theta_{\Pi}$ ,  $\varphi_{\Pi}$ . Вектор напряженности электрического поля возбуждающей плоской волны в точке  $(x, y, z)$

$$\vec{E}_{\Pi} = \vec{E}_0 \exp(jk_0)(x \sin \theta_{\Pi} \cos \varphi_{\Pi} + y \sin \theta_{\Pi} \sin \varphi_{\Pi} + z \cos \theta_{\Pi}), \quad (1)$$

где  $k = 2\pi/\lambda_0$ .

Достаточно общая схема, позволяющая описывать различные типы ректенных решеток, дана на рис. 2. Она состоит из нелинейного многополосника (НМ) и линейного многополосника (ЛМ). Последний показан на рис. 2 пунктирной линией. В свою очередь, ЛМ состоит из многополосника ЛМ-1, соответствующего системе излучателей, и многополосника ЛМ-2, поставленного в соответствие схеме сбора мощности и нагрузке

ректенны. Многополосник ЛМ-3 включает в себя все остальные линейные элементы, которые можно выделить из каждого ПВЭ. Такое деление схемы крупноапертурной ректенны на многополосники позволяет формировать модели различного уровня строгости в зависимости от требуемого обоснования и точности получаемых результатов. В то же время это деление обусловлено различием в методах описания характеристик линейных и нелинейных элементов, входящих в схему ректенны.

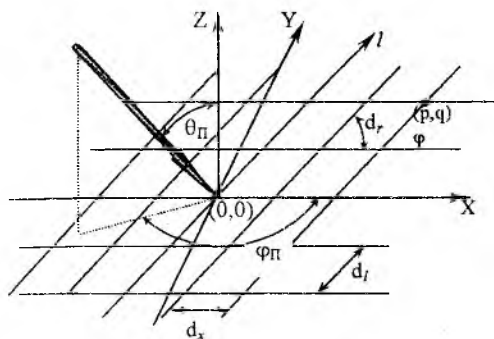


Рис. 1

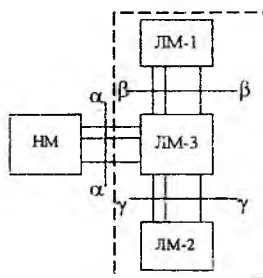


Рис. 2

Для описания нелинейных элементов используют, как правило, временные зависимости сил токов и напряжений на их выходах. В этом случае нелинейный многополосник ректенны описывается отображением  $R$ , трансформирующим вектор напряжений  $u_n(t)$  на его входах в вектор сил токов  $i_n(t)$ :

$$i_n(t) = R(u_n(t)). \quad (2)$$

В отличие от нелинейных, линейные многополосники ректенны описываются в частотной области. На первом этапе анализа (при определении режима функционирования ректенны) достаточно описывать ЛМ только со стороны входов, которые подключены к нелинейному многополоснику (сечение  $\alpha - \alpha$ ). Это означает, что для линейного многополосника достаточно знать его матрицу собственных и взаимных сопротивлений  $Z_{\alpha\alpha}(\omega)$  и вектор комплексных амплитуд ЭДС  $e_{\alpha\alpha}(\omega)$ , определенных относительно сечения  $\alpha - \alpha$ . Так как ректенна имеет большие размеры, то будем полагать, что для определения режима ее работы возможно применить приближение бесконечной решетки. Это означает, что процедура нахождения режима работы совокупности ПВЭ ректенны сводится к определению режима работы одного ПВЭ, входящего в состав бесконечной периодиче-

ской решетки из одинаковых элементов. В этом случае матрица  $Z_{\alpha\alpha}(\omega)$  представляет собою блочно-блочную теплицеву матрицу, а вектор  $e_{\alpha\alpha}(\omega)$  является бесконечномерным вектором, элементы которого удовлетворяют соотношению

$$e_{\alpha\alpha}^{(p,q)}(\omega) = e_{\alpha\alpha}^{(0,0)}(\omega) \exp j(ap + bq), \quad (3)$$

где  $e_{\alpha\alpha}^{(p,q)}(\omega)$ ,  $e_{\alpha\alpha}^{(0,0)}(\omega)$  — векторы комплексных амплитуд ЭДС, образуемые полем падающей волны и определенные относительно сечения  $\alpha - \alpha$  ПВЭ, расположенных в ячейках с номерами  $(p, q)$ ,  $(0, 0)$  соответственно;  $a = k_0 d_x \sin\theta_n \cos\varphi_n$ ;  $b = k_0 d_l (\sin\theta_n \cos\varphi_n \cos\alpha_r + \sin\theta_n \cos\varphi_n \sin\alpha_r)$ . Это позволяет определить временную зависимость для вектора ЭДС:

$$e_{\alpha\alpha}^{(p,q)}(t) = e_{\alpha\alpha}^{(p,q)} [t + (a/\omega)p + (b/\omega)q]. \quad (4)$$

Таковыми являются общие свойства матриц всех линейных многополюсников и векторов ЭДС на их входах. Можно показать [2], что использование указанных выше свойств матрицы  $Z_{\alpha\alpha}(\omega)$  и вектора  $e_{\alpha\alpha}(\omega)$  позволяет записать уравнение состояния ректенны в следующем виде:

$$I_0^{(0,0)} + \frac{1}{2} \sum_{n=-\infty}^{\infty} I_n^{(0,0)} \exp(jn\omega_0 t) + \text{R} \left\{ \tilde{Z}(0) I_0^{(0,0)} + \frac{1}{2} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \tilde{Z}(n\omega_0) I_n^{(0,0)} \exp(jn\omega_0 t) + e_{\alpha\alpha}^{(0,0)}(t) \right\} = 0, \quad (5)$$

$$\forall t \in [0, T],$$

Здесь  $\tilde{Z}(n\omega_0) = \sum_{k,l=-\infty}^{\infty} Z_{k,l}(n\omega_0) \exp[jn(ak + bl)]$ , где  $Z_{k,l}(n\omega_0)$  — вектор,

образованный элементами нулевой строки матрицы  $Z_{\alpha\alpha}(\omega)$ ;  $I_n^{(0,0)}$  — вектор, состоящий из комплексных амплитуд сил токов  $n$ -й гармоники на входах линейного многополюсника, которые соответствуют ПВЭ, расположенным в ячейке с номером  $(0, 0)$ ; штрих около знака суммы означает, что суммирование осуществляется для всех слагаемых, за исключением тех, для которых  $n = 0$ .

Уравнение (5) показывает, что с учетом упомянутых выше особенностей матрицы ЛМ и системы источников возбуждения анализ схемы на рис. 2 сводится к анализу схемы, состоящей из одного нелинейного много-

полосника, описываемого выражением (2), и одного линейного многополосника, матрица полных сопротивлений которого определена для частот всех гармоник и равна  $\tilde{Z}(n\omega_0), \forall n \in [-\infty, \infty]$ . Для анализа этой схемы необходимо решить систему уравнений  $m(2N+1)$ -го порядка ( $N$  — число удерживаемых в процессе вычислений гармоник сил токов;  $m$  — число входов нелинейного многополосника). Векторы  $n$ -й гармоники силы тока для ячеек с номерами  $(p, q)$ , которые требуются для вычисления внешних параметров ректенны, определяются выражением

$$I_n^{(p,q)} = I_n^{(0,0)} \exp[jn(ap + bq)]. \quad (6)$$

Следовательно, нахождение решения уравнений состояния (определение режима) крупноапертурной ректенны при условии равноамплитудного возбуждения сводится к нахождению решения системы для одного ПВЭ в составе бесконечной решетки, что, в свою очередь, позволяет построить эффективный метод анализа ректенны с применением существующих алгоритмов и программ для анализа одиночного ПВЭ.

Второй этап анализа заключается в определении требуемых внешних параметров. Наиболее важными из них являются: мощность постоянного тока, поглощаемая многополосником нагрузки; КПД; напряженность поля, переизлучаемого на частотах высших гармоник. Исходными данными для вычислений на втором этапе служат: частота  $\omega_0$ ; вектор напряженности электрического поля плоской возбуждающей волны  $\vec{E}_n(\omega_0, \theta_n, \varphi_n)$ ; вектор комплексных амплитуд сил токов  $I_n^{(p,q)} \forall (-N \leq n \leq N)$ , получаемый при нахождении решения уравнений состояния; параметры линейных многополосников схемы. К параметрам многополосников относятся:

— матрица  $S(n\omega_0)$ , объединяющая амплитуды падающей и отраженной волн на входах системы излучателей (ЛМ-1);

— система парциальных диаграмм направленности системы излучателей ректенны  $\vec{f}(n\omega_0, \theta, \varphi)$ ;

— матрица  $S_n(n\omega_0)$ , объединяющая амплитуды падающей и отраженной волн на входах многополосника нагрузки (ЛМ-2);

— матрица  $Q(n\omega_0)$ , объединяющая амплитуды падающей и отраженной волн в сечении  $\beta - \beta$  и сечении  $\gamma - \gamma$  многополосника ЛМ-3, а также силы токов напряжения в сечении  $\alpha - \alpha$  этого же многополосника.

Вычисление внешних характеристик осуществляется в несколько этапов. Во-первых, по заданным амплитудам падающих волн  $a_{\beta\beta}(n\omega_0)$ ,

$a_{\gamma\gamma}(n\omega_0)$  в сечениях  $\beta-\beta$  и  $\gamma-\gamma$  многополосника ЛМ определяется вектор  $I_n^{(p,q)}$ , при этом используются правила объединения [3] и параметры многополосников ЛМ-1, ЛМ-2, ЛМ-3. Затем отыскиваются требуемые параметры.

Мощность постоянного тока, поглощаемая многополосником нагрузки, вычисляется по формуле

$$P_0 = \langle a_{\gamma\gamma}(\omega) (E - S'_n(\omega)) a_{\gamma\gamma}(\omega) \rangle \Big|_{\omega \rightarrow 0}. \quad (7)$$

КПД ректенны определяется как отношение мощности  $P_0$  к максимальному значению мощности  $P_M$ , которая может быть извлечена системой излучателей ректенны из падающего поля при работе на согласованный многополосник:

$$\eta = \frac{P_0}{P_M} = \frac{8P_0}{\langle e_x(\omega_0, \theta_n, \varphi_n) R^{-1} e_x(\omega_0, \theta_n, \varphi_n) \rangle}. \quad (8)$$

Напряженность электрического поля, переизлучаемого на частоте  $n$ -й гармоники в направлении  $(\theta, \varphi)$ , находится из соотношения

$$\vec{E}(n\omega_0, \theta, \varphi) = \sqrt{2W_0} \langle a_{\beta\beta}(\omega_0) [E - S(n\omega_0)] \vec{f}(n\omega_0, \theta, \varphi) \rangle \frac{\exp(-jkr)}{r}. \quad (9)$$

В выражениях (7) — (9)  $E$  — единичная матрица;  $e_x(\omega_0, \theta_n, \varphi_n) = (j\lambda_0 / \sqrt{2W_0}) \left[ \vec{E}_n(\omega_0, \theta_n, \varphi_n) \vec{f}^*(\omega_0, \theta_n, \varphi_n) \right]$  — вектор ЭДС, наведенных полем  $\vec{E}_n(\omega_0, \theta_n, \varphi_n)$  на входах схемы;  $R$  — действительная часть матрицы собственных и взаимных сопротивлений системы излучателей;  $W_0$  — волновое сопротивление свободного пространства. Индекс  $t$  соответствует операции транспозиции, а  $*$  — операции комплексного сопряжения.

Таким образом, приведена последовательность анализа ректенны при условии равноамплитудного возбуждения. Теперь вкратце рассмотрим особенности анализа ректенны при условии неравноамплитудного ее возбуждения.

Как упоминалось ранее, для обеспечения высокого КПД апертура ректенны возбуждается неравномерно и может быть образована неоднотипными ПВЭ, размещенными неравномерно. Однако во всех известных существующих и разрабатываемых конструкциях ректенн используется равномерное размещение ПВЭ по всей апертуре либо в пределах заданных ее частей. Главное упро-

шение, применяемое для анализа неравномерно возбуждаемых ректенн, состоит в ступенчатой аппроксимации неравноамплитудного возбуждающего поля. Это позволяет представить апертуру ректенны в виде набора зон; внутри каждой из них размещение ПВЭ предполагается равномерным, а возбуждение зоны — равноамплитудным. В итоге ректенна рассматривается в виде набора эквидистантных решеток из ПВЭ с равноамплитудным возбуждением. Для определения режима работы каждой такой решетки используется приближение бесконечной решетки, упоминавшееся выше. После вычисления амплитуд сил токов нелинейных элементов для всех решеток формируется вектор сил токов для всей ректенны и в соответствии с выражениями (7)—(9) определяются внешние параметры.

## Результаты экспериментов

Достоверность предложенного метода анализа параметров ректенн в однородном и неоднородном полях проверялась экспериментально. Измерительная установка состояла из передатчика мощностью 600 Вт на рабочей частоте 2,45 ГГц, передающей параболической антенны диаметром 0,9 м и ректенны. Апертура ректенны имела квадратную форму с габаритным размером 0,7 м и была набрана из девяти модулей (3×3). Схема одного модуля представлена на рис. 3. В состав модуля входит 16 ПВЭ (восемь параллельно включенных по постоянному току линеек, в каждой из которых два ПВЭ соединены последовательно). Элементы модуля располагались в узлах решетки с треугольной сеткой ( $d_x = 60$  мм,  $d_y = 66$  мм). В качестве элемента модуля был выбран петлевой вибратор резонансных размеров над экраном со встречно включенными в его рассечки диодами 3A208A, имеющими допустимую мощность 0,5 Вт и вольт-амперную характеристику вида

$$i = 10^{-12} [\exp(3,69U) - 1],$$

где  $i$  — сила тока через диод;  $U$  — напряжение на его переходе.

Платы модулей изготавливались из фольгированного стеклотекстолита толщиной 2 мм, имеющего диэлектрическую проницаемость, равную шести. Они размещались над отражающим экраном на высоте 6 мм. Всего ректенна содержала 144 элемента.

Режим работы ректенны контролировался путем измерения плотности потока падающего СВЧ-пучка  $P$  в центре и на краях ее апертуры. Мощность постоянного тока ректенны  $P_0$  вычислялась по результатам измерения напряжения на известной нагрузке  $R_n$ .

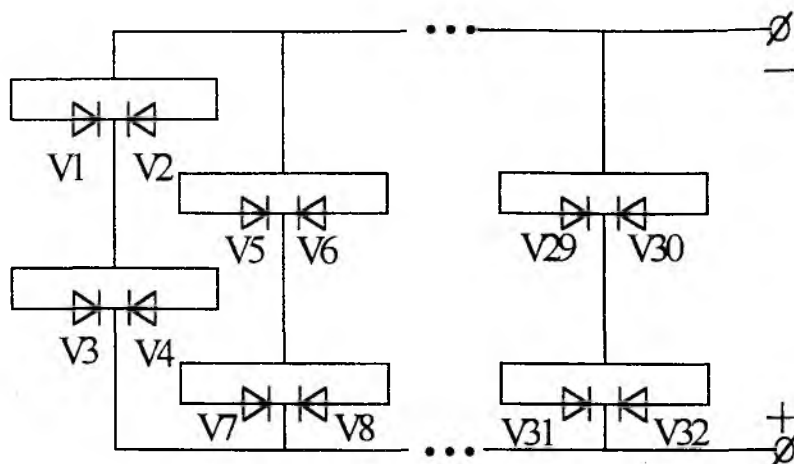


Рис. 3

Определялась зависимость мощности постоянного тока от сопротивления нагрузки при различных значениях плотности потока мощности падающего СВЧ-пучка для трех вариантов: 1) облучаемых однородным полем линейки из двух ПВЭ и центрального модуля, находящихся в составе ректенной решетки; 2) ректенны с последовательно соединенными модулями, возбуждаемой неравномерным полем, плотность потока мощности которого спадала к краям апертуры по экспоненте на 8 дБ; 3) линейки в составе уединенного модуля и уединенного модуля в целом.

Для первых двух вариантов результаты эксперимента отмечены на рис. 4 — 6 кружками, а для последнего — крестиками. Здесь же изображены теоретические кривые (сплошные линии), рассчитанные по описанному выше методу. Экспериментальные и теоретические зависимости хорошо совпадают друг с другом, как для однородно возбуждаемых линейки и модуля, так и для неоднородно возбуждаемой ректенны.

Интересно отметить, что параметры линейки ПВЭ в составе уединенного модуля и уединенного модуля в целом мало отличаются от параметров, измеренных для линейки и модуля, находящихся в составе ректенны. Полученный результат позволяет предположить, что можно существенно упростить этап подстройки ректенны на максимум КПД, определив, например, оптимальные размеры до экрана по результатам испытаний одного уединенного модуля.

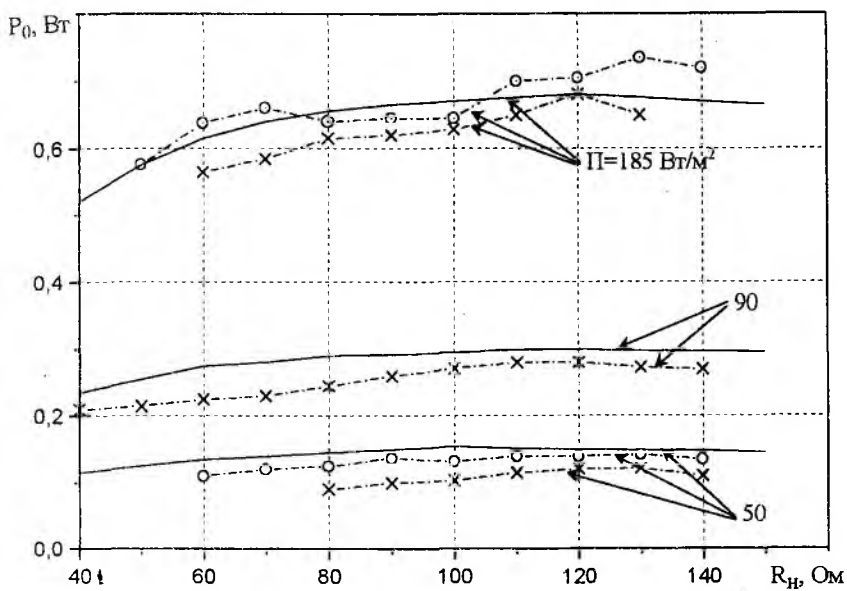


Рис. 4

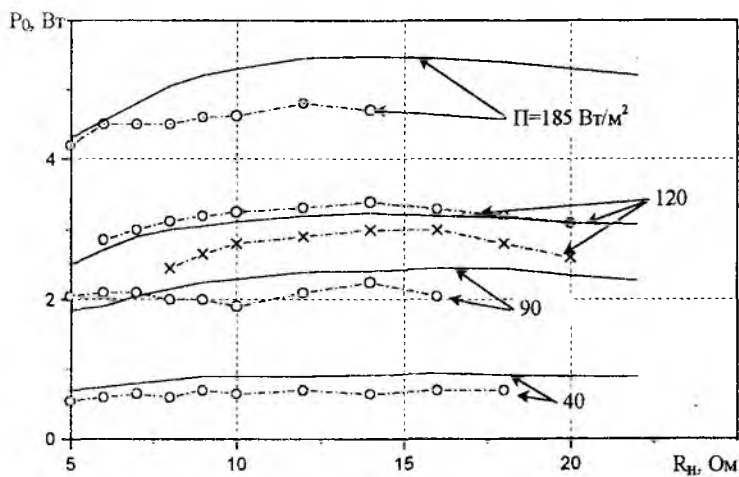


Рис. 5

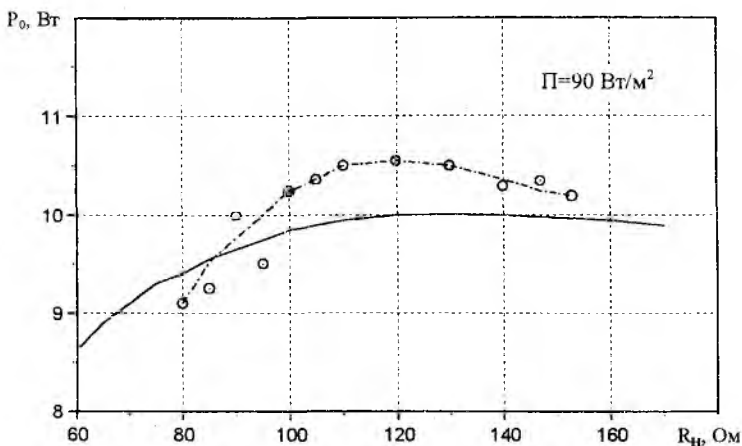


Рис. 6

Таким образом, основные результаты проведенных исследований состоят в следующем:

1. С использованием приближения бесконечной решетки разработан метод анализа параметров крупноапертурных ректенн, возбуждаемых равноамплитудно. На основе этого метода выполнены теоретические исследования ректенн при условии неравномерного облучения падающим полем.

2. Экспериментально подтверждено, что созданная теоретическая модель с высокой степенью адекватности описывает физические процессы в крупноапертурных ректеннах и может быть использована для расчетов на практике.

**Список литературы:** 1. Shifrin Y.S., Luchaninov A.I., Shcherbina A.A. Nonlinear antenna effects // Radioelectronics and Communication Systems. 1989. N 3. P. 2—8. 2. Шифрин Я.С., Лучанинов А.И., Шокало В.М. Приемно-выпрямительные элементы ректенных систем. Х., 1988. 181 с. Деп. в УкрНИИНТИ 20.02.89, № 1626-Ук89. 3. Шифрин Я.С., Лучанинов А.И., Посохов А.С. Нелинейные эффекты в активных фазированных решетках // Радиотехника и электрон. 1994. Т. 39, № 7. С. 1095—1106.

Харьковский государственный технический  
университет радиозлектроники

Поступила в редколлегию 25.09.98



Сотрудники научно-учебного центра технической электродинамики и антенн.  
Слева направо: С.Н. Сакало, И.Д. Гладкоскок, А.М. Рыбалко, И.А. Шокало, В.Г. Лихограй, В.М. Шокало, А.И. Лучанинов, А.А. Щербина

*В.М. ШОКАЛО, д-р техн. наук, А.А. КОНОВАЛЬЦЕВ,  
канд. техн. наук, Ю.А. ЛУЧАНИНОВ*

## **СНИЖЕНИЕ НАПРАВЛЕННОСТИ ПОБОЧНОГО ИЗЛУЧЕНИЯ РЕКТЕННЫХ РЕШЕТОК**

Одним из многообещающих альтернативных направлений развития современной энергетики можно считать построение систем беспроводной передачи энергии с помощью сфокусированного СВЧ-пучка. Конечным устройством таких систем служит ректенна (антенна-выпрямитель), назначение которой состоит в приеме энергии СВЧ и преобразовании ее в энергию постоянного тока. Ректенна представляет собой антенную решетку из большого числа приемно-выпрямительных элементов (ПВЭ), каждый из которых является излучателем, нагруженным на СВЧ-выпрямитель на диодах Шоттки. Как известно [1], процесс преобразования энергии СВЧ, выполняемый ректенной, существенно нелинеен и поэтому сопровождается излучением на частотах высших гармоник.

Вообще говоря, энергия, излучаемая ректенной на частотах высших гармоник, составляет лишь очень небольшую часть той энергии СВЧ-пучка, которая падает на ее апертуру. Однако, поскольку на этих частотах ректенна функционирует подобно фазированной антенной решетке, в определенных направлениях она способна создавать поле побочного излучения большой интенсивности, что порождает проблему электромагнитной совместимости ректенн.

Уменьшение направленности создаваемого ректенной побочного излучения может быть достигнуто за счет расфазировки ПВЭ на частотах гармоник любым известным способом: путем изменения случайным образом параметров элементов фильтров гармоник в ПВЭ, пространственной сдвижки модулей ректенны относительно друг друга и т.д. Общий недостаток перечисленных способов — дополнительное усложнение конструкции ректенны.

Исследуем возможность снижения направленности побочного излучения крупных ректенных решеток весьма простым способом. Его суть состоит в том, чтобы добиться на частотах высших гармоник противофазного возбуждения током соседних модулей ректенны или соседних линеек ПВЭ в пределах одного модуля. Техническая реализация указанного способа не влечет за собой усложнения конструкции модулей ректенны. Например, противофазное возбуждение излучателей ПВЭ в соседних линейках модуля ректенны на частотах высших гармоник (рис. 1, б) достигается за счет изменения направления включения диодов в схемах выпрямления ПВЭ на противоположное относительно направления при синфазном возбуждении (рис. 1, а).

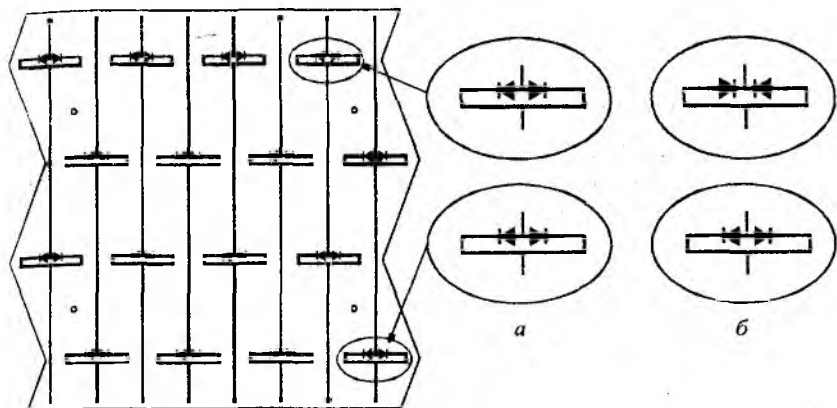


Рис. 1

Первоначально эффект снижения направленности побочного излучения ректенны, получаемый при реализации указанного выше способа, исследовался путем численного эксперимента. Для выполнения расчетов в качестве исходной модели была выбрана плоская периодическая ректенная решетка произвольной формы с косоугольной сеткой.

Для определения поля побочного излучения необходимо знать распределение сил токов на поверхности излучателей ПВЭ на частотах высших гармоник. При строгом расчете этого распределения требуется решить краевую задачу электродинамики с учетом нелинейных характеристик выпрямительных диодов. Однако, поскольку ректенна является крупноапертурной, т.е. имеет большие электрические размеры, решение такой строгой краевой задачи вряд ли осуществимо в обозримом будущем. В связи с этим при разработке метода расчета побочного излучения ректенны были сделаны такие упрощающие предположения: влияние краевых эффектов в ректенне отсутствует; все ПВЭ имеют такие же параметры, какие они имели бы в бесконечной решетке.

Использование указанных приближений позволяет применить к исследуемой ректенне методику расчета ее энергетических параметров, изложенную в [2].

На первом этапе методом моментов выполняется расчет электродинамических характеристик излучателей ПВЭ, который проводится как на основной частоте, так и на частотах высших гармоник. При этом распределение сил токов на частотах высших гармоник на поверхности излучателей ПВЭ аппроксимируется системой кусочно-синусоидальных базисных функций следующего вида:

$$\bar{I}(\xi) = \sum_{n=1}^M \bar{I}_n(\xi). \quad (1)$$

Здесь  $M$  — число базисных функций, которыми аппроксимируется распределение тока на поверхности излучателя ПВЭ;  $\bar{I}_n(\xi)$  — базисная кусочно-синусоидальная функция, определенная на двух соседних отрезках излучателя следующим образом:

$$\bar{I}_n(\xi) = I_n \frac{\sin(kl_{mn} - \xi)}{\sin kl_{mn}} \bar{\xi}_{mn}, \quad m = 1, 2, \quad (2)$$

где  $I_n$  — амплитудный коэффициент  $n$ -й базисной функции;  $l_{1n}, l_{2n}$  — длины первого и второго отрезков проводника излучателя, на которых определена  $n$ -я базисная функция;  $\xi$  — координата вдоль первого или второго отрезков, отсчитываемая от точки их соединения;  $\bar{\xi}_{1n}, \bar{\xi}_{2n}$  — единичные векторы, характеризующие направление соответствующих отрезков;  $k = 2\pi/\lambda_i$  — волновое число для  $i$ -й гармоники.

Второй этап методики расчета энергетических параметров ректенны включает в себя разработанную в теории антенн с нелинейными элементами [3] процедуру расчета сил токов, которые протекают через выпрямительные диоды на основной частоте и на частотах высших гармоник, образующихся в процессе выпрямления. В результате этого становится известным амплитудно-фазовое распределение сил токов высших гармоник по апертуре ректенны, которое, в свою очередь, определяет значения амплитудных коэффициентов  $I_n$  базисных функций силы тока в выражении (2).

Таким образом, на основе методики [2] поле побочного излучения ректенны в дальней зоне может быть найдено в такой последовательности. Вначале определяется поле, создаваемое  $n$ -й базисной функцией силы тока. Затем по известным из решения задачи возбуждения ректенны коэффициентам  $I_n$  находится поле, создаваемое одним ПВЭ. Сумма полей всех ПВЭ дает полное поле ректенны на выбранной частоте побочного излучения.

В общем виде поле, создаваемое силой тока (2), может быть описано таким образом:

$$E_\theta(r, \theta, \varphi) = -\frac{j30I}{\sin(kl)} e^{jk\bar{r}_0\bar{r}} \frac{e^{jkl(\bar{\xi}\bar{r})} - j(\bar{\xi}\bar{r}) \sin kl - \cos kl}{1 - (\bar{\xi}\bar{r})^2} \times \quad (3)$$

$$\times (\cos \gamma_1 \cos \theta \cos \varphi + \cos \gamma_2 \cos \theta \cos \varphi - \cos \gamma_3 \sin \theta) \frac{e^{-jkr}}{r};$$

$$E_{\varphi}^{\pm}(r, \theta, \varphi) = \frac{j30I}{\sin(kl)} e^{jk\bar{r}_0\bar{r}} \frac{e^{jkl(\bar{\xi}\bar{r})} - j(\bar{\xi}\bar{r}) \sin kl - \cos kl}{1 - (\bar{\xi}\bar{r})^2} \times \quad (4)$$

$$\times (\cos \gamma_1 \sin \varphi - \cos \gamma_2 \cos \varphi) \frac{e^{-jkr}}{r}.$$

В выражениях (3) и (4)  $\bar{r}_0$  — радиус-вектор, проведенный из начала координат в точку соединения двух отрезков, на которых определена базисная функция силы тока;  $\bar{r}$  — единичный вектор в направлении точки наблюдения;  $r$  — расстояние до точки наблюдения;  $\cos \gamma_1$ ,  $\cos \gamma_2$ ,  $\cos \gamma_3$  — направляющие косинусы единичного вектора  $\bar{\xi}$ .

Наличие экрана учитывалось введением зеркального изображения функции силы тока, поле которой определяется с учетом различия в фазе и положении силы тока зеркального изображения:

Окончательно поле полной базисной функции силы тока с номером  $n$  определяется следующим образом:

$$\begin{cases} E_{\theta n} = E_{\theta n1} - E_{\theta n2} - E'_{\theta n1} + E'_{\theta n2}; \\ E_{\varphi n} = E_{\varphi n1} - E_{\varphi n2} - E'_{\varphi n1} + E'_{\varphi n2}. \end{cases} \quad (5)$$

Здесь штрихом помечены поля зеркального изображения первого и второго отрезков.

Далее, применив принцип суперпозиции полей, нетрудно найти поле, создаваемое  $i$ -м ПВЭ ректенны:

$$E_{\theta, \varphi}^{(i)} = \sum_{n=1}^M E_{\theta, \varphi n}, \quad (6)$$

а затем и суммарное поле побочного излучения ректенны:

$$E_{\theta, \varphi}^{\Sigma} = \sum_{i=1}^N E_{\theta, \varphi}^{(i)}, \quad (7)$$

где  $N$  — число ПВЭ в ректенне.

Описанная выше процедура расчета была применена для численного исследования диаграмм направленности (ДН) побочного излучения ректенной решетки, состоящей из девяти однотипных модулей (один из них изображен на рис. 1) и содержащей 144 ПВЭ на петлевых вибраторах. При расчете принималось, что апертура ректенны облучается синфазным полем с равномерным амплитудным распределением.

Сопоставим расчетные ДН на частотах второй (рис. 2, а) и третьей (рис. 2, б) гармоник. Кривая 1 соответствует «традиционному» случаю, когда излучатели ПВЭ ректенны на частотах высших гармоник возбуждаются синфазно. ДН ректенны для случая противофазного возбуждения модулей на частотах высших гармоник представлена кривой 2, а кривая 3 соответствует случаю противофазного возбуждения линеек в модулях ректенны. Из сравнения указанных ДН побочного излучения на частотах второй и третьей гармоник можно сделать такие выводы:

— для рассматриваемой 144-элементной ректенны противофазное возбуждение модулей на частотах второй и третьей гармоник позволяет уменьшить максимальный уровень побочного излучения всего на  $-9,5$  дБ;

— более существенное снижение направленности ректенны на частотах высших гармоник наблюдается при противофазном возбуждении соседних линеек в каждом модуле (до  $-40 \dots -43$  дБ).

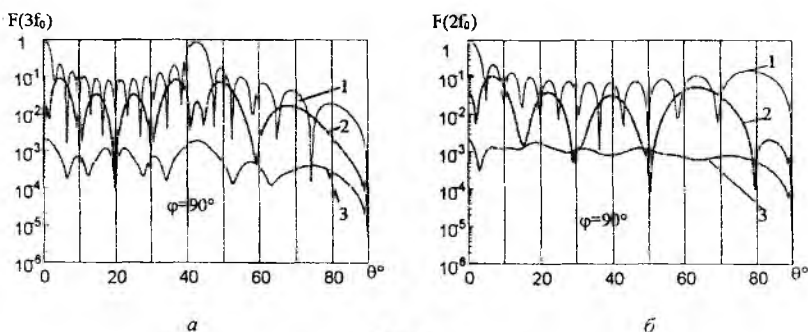


Рис. 2

Эффект снижения уровня побочного излучения при противофазном включении диодов в соседних линейках модуля ректенны (см. рис. 1, б) был подтвержден и экспериментально. С этой целью были выполнены измерения уровня гармоник модулей с противо- и синфазным включением диодов Шоттки. Структура измерительной установки показана на рис. 3.

Измерения проводились в безэховой камере 1. Исследуемый модуль ректенны 2 был нагружен по постоянному току на оптимальное сопротивление нагрузки  $R_L = R_{L\text{opt}}$ . Пучок СВЧ-энергии, падающий на модуль, формировался передающей зеркальной антенной 3 с радиусом раскрытия зеркала 0,45 м. Источником мощных СВЧ-колебаний с частотой 2,45 ГГц служил магнетронный генератор 4, питаемый блоком питания 5. Измерение амплитуд спектральных составляющих осуществлялось с помощью анализатора спектра 7, имеющего выносной пробник 6.

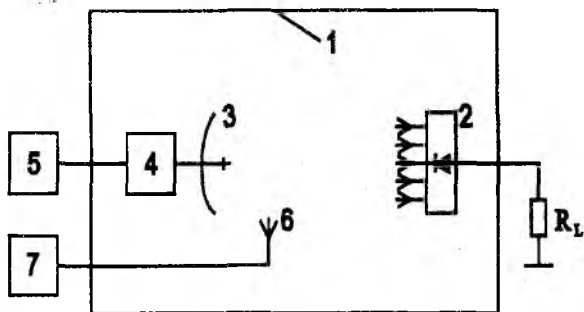


Рис. 3

Основная трудность в проведении измерений уровня гармоник, излучаемых модулем ректенны, состояла в том, что магнетронный генератор 4 имеет довольно значительный уровень собственных высших гармоник. В связи с этим измерялся лишь относительный уровень гармоник модуля по отношению к уровню гармоник генератора. Результаты выполненных измерений (таблица) свидетельствуют о том, что использование принципа

№ гармоник	Уровень гармоник, дБ			
	Генератор	Модуль с включением диодов		Выигрыш
		синфазным	противофазным	
1	0	0	0	—
2	-32,5	-26,3	-31,0	-4,7
3	-52,3	-43,4	-52,3	>-8,9

противофазного возбуждения диодов Шоттки лишь в одном модуле ректенны из 16 ПВЭ уже позволяет реализовать ощутимый выигрыш в подавлении второй и третьей гармоник (соответственно -4,7 дБ и более чем -8,9 дБ).

Таким образом, предложен и проверен весьма простой способ расфазировки побочного излучения ректенны путем создания условий, при которых соседние модули ректенны или соседние линейки ПВЭ в пределах одного модуля возбуждаются на частотах высших гармоник противофазно. Эффективность снижения уровня поля ректенны на частотах высших гармоник доказана результатами численных и экспериментальных исследований.

**Список литературы:** 1. *Spurious radiation of rectenna receiving-rectifying elements* / Y.S. Shifrin, A.I. Luchaninov, V.M. Shokalo, A.A. Shcherbina // Intern. Wroclaw Symp. on Electromagnetic Compatibility (EMC-94). Wroclaw, 1994. P. 67 — 72. 2. *Rectennas* / Y. Shifrin, A. Luchaninov, V. Shokalo, A. Shcherbina // JINA (Journées Intern. de Nice sur les Antennes), Nice, France, Nov., 1994. Nice, 1994. P. 394 — 397. 3. *Лучанинов А.И., Шифрин Я.С. Антенны с нелинейными элементами* // Справочник по антенной технике: В 5 т. / Под ред. Л.Д. Бахраха, Е.Г. Зелкина. М., 1997. Т. 1, гл. IX. С. 207 — 235.

## АЛГОРИТМ ОЦЕНКИ ПРОСТРАНСТВЕННЫХ ПАРАМЕТРОВ СИГНАЛОВ АНТЕННОЙ РЕШЕТКОЙ С СИНТЕЗИРОВАНИЕМ АПЕРТУРЫ

Оценка направления прихода сигналов может быть получена с помощью известных алгоритмов подпространств, например MUSIC [1], Min - Norm [2], ESPRIT [3; 4]. Алгоритмы такого класса работоспособны при условии, что предполагаемое количество принимаемых сигналов меньше числа степеней свободы антенной решетки. Нарушение этого условия приводит к потере источников и смещению в оценках направления прихода, которые зависят от соотношения их пространственно-энергетических параметров. Многочисленные экспериментальные исследования каналов подвижной радиосвязи позволяют считать, что вероятность возникновения описанной ситуации высока, поскольку рассматриваемым системам свойствен малый пространственный ресурс, а каналам присущи структурная многолучевость и системные помехи. Таким образом, в рамках концепции многосигнального воздействия низкая точность оценок направления прихода сигналов приводит к потере эффективности методов пространственно-временной обработки. В данной работе на основе алгоритма ESPRIT и синтеза апертуры антенной решетки предложен общий алгоритм оценки направления прихода сигналов для случая, когда количество принимаемых сигналов превышает число степеней свободы антенной решетки.

**Алгоритм оценки.** Рассмотрим  $P$  узкополосных сигналов, принимаемых  $L$ -элементной линейной эквидистантной антенной решеткой с однородными изотропными антенными элементами. Углы прихода сигналов различны и  $P \geq L$ . Принимаемый  $i$ -м антенным элементом суммарный сигнал в  $m$ -й момент времени может быть представлен выражением

$$\dot{x}_{im} = \sum_{k=1}^P \dot{S}_{km} \exp(j \Psi_{im}(\vartheta_k)) + \dot{n}_{im}, \quad (1)$$

где  $\dot{S}_{km}$ ,  $j\Psi_{im}$ ,  $\dot{n}_{im}$  — комплексные параметры: огибающая, фаза  $k$ -го сигнала и шум наблюдения. Предполагается, что шум наблюдения не коррелирован с сигналами, в соседних антенных элементах он является белым гауссовским случайным процессом с нулевым средним и одинаковой дисперсией  $\sigma_n^2$ .

Фазу каждого сигнала  $\Psi_{im}$  можно выразить в виде суммы постоянного набега фазы  $\Phi_i$ , обусловленного пространственным разнесом  $L$  элементов в  $m$ -й момент времени, и произвольного набега фазы  $\Phi_m$ , вызванного перемещением подвижного объекта на расстояние  $D_{m-1/m}$  за интервал времени  $\Delta t_{m-1/m}$  между  $m$ -м и  $(m-1)$ -м временными отсчетами. Таким образом, полная фаза определяется выражением

$$\begin{aligned} \Psi_{im}(\vartheta_k) &= \Phi_i(\vartheta_k) + \Phi_m(\vartheta_k) = \\ &= (i-1)\varphi(\vartheta_k) + \Phi_m(\vartheta_k) = \\ &= (i-1)(2\pi d/\lambda_c) \sin \vartheta_k + 2\pi D_{m-1/m} / \lambda_c \cos \vartheta_k, \end{aligned} \quad (2)$$

где  $d$  — расстояние между соседними антенными элементами;  $\lambda_c$  — рабочая длина волны. В данном выражении угол направления прихода сигнала отсчитывается по отношению нормали к антенной решетке.

Образуем выборку объемом  $M$  пространственно-временных отсчетов. Выберем оператор временного окна, удовлетворяющего условию

$$\chi_N(n) = \begin{cases} \alpha, & 1 \leq n \leq N; \\ 0, & n > N. \end{cases} \quad (3)$$

Здесь  $N, n$  — ширина окна и текущий индекс окна;  $\alpha$  — параметр, определяемый типом окна. По полученной выборке построим матрицу данных

$$\dot{Z}^T = [\dot{Y}_1 \quad \dot{Y}_2 \quad \dots \quad \dot{Y}_L], \quad (4)$$

элементы которой  $\dot{Y}_i$  представляют собой блоки размера  $N \times (M - N + 1)$ , образованные вектор-столбцами  $\dot{X}_{im/m+N-1}$  с элементами

$$\dot{X}_{im/m+N-1} = \{ \dot{x}_{im} \chi_N(n), m \leq n \leq m + N - 1 \}, m = \overline{1, M - N + 1}. \quad (5)$$

Каждый столбец  $\dot{Z}_{m/m+N-1}$  матрицы данных  $\dot{Z}$  в предположении равенства огибающей  $k$ -го сигнала  $\dot{S}_{km}$  на  $N$  соседних временных отсчетах может быть представлен в виде

$$\begin{aligned} \dot{Z}_m &= \dot{A}_{m/m+N-1} \dot{S}_{m/m+N-1} = \\ &= \exp \begin{pmatrix} j\Psi_{1m/m+N-1}(\vartheta_1) & j\Psi_{1m/m+N-1}(\vartheta_2) & \dots & j\Psi_{1m/m+N-1}(\vartheta_P) \\ j\Psi_{2m/m+N-1}(\vartheta_1) & j\Psi_{2m/m+N-1}(\vartheta_2) & \dots & j\Psi_{2m/m+N-1}(\vartheta_P) \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ j\Psi_{Lm/m+N-1}(\vartheta_1) & j\Psi_{Lm/m+N-1}(\vartheta_2) & \dots & j\Psi_{Lm/m+N-1}(\vartheta_P) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \dot{S}_{1m} \\ \dot{S}_{2m} \\ \dots \\ \dot{S}_{Pm} \end{pmatrix}, \end{aligned}$$

$$\Psi_{im/m+N-1}(\vartheta_k)^T = [\Psi_{im}(\vartheta_k) \quad \Psi_{im+1}(\vartheta_k) \quad \dots \quad \Psi_{im+N-1}(\vartheta_k)], \quad k = \overline{1, P}, i = \overline{1, L};$$

$$m = \overline{1, M - N + 1} \quad (6)$$

Здесь  $\dot{A}_{m/m+N-1}, \dot{S}_{m/m+N-1}$  — матрицы направления прихода сигналов размера  $LN \times M - N + 1$  и огибающих сигналов размера  $M - N + 1 \times M - N + 1$ . Структура (6) позволяет выделить две синтезированные подрешетки 1 и 2. Матрица набега фаз  $\dot{F}$  вследствие их пространственного разнеса определена соотношением

$$\begin{aligned} \dot{F} &= \dot{A}_1^{\#} \dot{A}_2 = \\ &= \text{diag}(\exp(j\varphi(\vartheta_1)), \exp(j\varphi(\vartheta_2)), \dots, \exp(j\varphi(\vartheta_P))), \end{aligned} \quad (7)$$

где  $\dot{A}_1, \dot{A}_2$  — перекрывающиеся подматрицы, сдвинутые одна относительно другой на  $N$  элементов и содержащие соответственно  $(L-1)N$  первых и последних строк матрицы  $\dot{A}_{m/m+N-1}$ ;  $(\cdot)^{\#}$  — операция псевдообращения Мура — Пенроуза.

Следовательно, с помощью алгоритма ESPRIT элементы матрицы  $\dot{F}$  определяются как обобщенные собственные значения  $\dot{\gamma}_k, k = \overline{1, P}$  разложения

$$\dot{U}_{S1} \dot{U}_{S1}^H \dot{\epsilon}_k = \dot{\gamma}_k \dot{U}_{S1} \dot{U}_{S2}^H \dot{\epsilon}_k \quad (8)$$

где  $\dot{U}_{S1} \dot{U}_{S1}^H, \dot{U}_{S1} \dot{U}_{S2}^H$  —  $P$ -ранговые аппроксимации размера  $P \times P$  матриц ковариации и взаимной ковариации, без учета энергетических параметров. Матрицы  $\dot{U}_{S1}, \dot{U}_{S2}$  записаны через элементы собственных векторов  $\dot{U}_s$  подпространства сигнала матрицы ковариации

$$\dot{R} = \frac{1}{M - N + 1} \dot{Z} \dot{Z}^H, \quad (9)$$

где  $(\cdot)^H$  — операция комплексно-сопряженного транспонирования. Столбцы матриц  $\hat{U}_{S1}, \hat{U}_{S2}$  охватывают подпространство столбцов матриц направлений  $\hat{A}_1, \hat{A}_2$  соответственно. При этом  $\hat{U}_{S1}$  содержит  $P$  первых строк  $\hat{U}_S$ , а  $\hat{U}_{S2}$  образована сдвигом относительно  $\hat{U}_{S1}$  на  $N$  строк. Мощность проходящих сигналов можно оценить, используя обобщенные собственные векторы  $\hat{e}_k$  разложения (8). Оценка матрицы  $\hat{F}$  может быть также найдена в результате разложения по собственным значениям решения (7) относительно  $\hat{U}_{S1}, \hat{U}_{S2}$  [4]. В этом случае задача оценки мощности сигналов при  $P > L$  значительно усложняется тем, что необходимо знать точную скорость подвижного объекта.

Таким образом, последовательность шагов алгоритма может быть представлена следующей схемой:

1. Осуществить инициализацию начальных параметров: получить оценки дисперсии шума наблюдения  $\hat{\sigma}_n^2, N = 1$ .

2. По выборке из  $M$  отсчетов сформировать выборочную оценку ковариационной матрицы  $\hat{R}$ , используя выражения (3) — (5), (9). Выполнить разложение  $\hat{R}$  по собственным значениям  $\hat{\lambda}_i$  и собственным векторам  $\hat{u}_i, i = \overline{1, LN}$ .

3. Оценить количество проходящих сигналов  $\hat{P}$  на основе статистического критерия. При выполнении условия

$$\begin{cases} \hat{P} > (L-1)N, N > 1; \\ \hat{\lambda}_{\hat{P}+1}(\hat{R}) > \hat{\sigma}_n^2, N = 1 \end{cases} \quad (10)$$

увеличить размер окна  $N = N + 1$  и перейти к п. 2, а в противном случае — к п. 4.

4. Определить направления прихода сигналов алгоритмом ESPRIT и их мощность.

Выбор длины окна (размера синтезированной апертуры в алгоритме) основан на априорной информации о дисперсии шума наблюдения и оценке количества принимаемых сигналов. Оценку дисперсии шума наблюдения в системах связи можно получить заранее, а для определения количества проходящих сигналов может быть использован информационно-теоретический критерий [ 5 ].

**Модель сигнала.** В качестве модели распределения обгибающей была принята марковская модель частично когерентных сигналов

$$d\bar{X}(t)/dt = F\bar{X}(t) + BG\bar{\xi}(t), \quad (11)$$

Здесь  $\bar{X}(t)$  — вектор амплитуд сигналов в квадратурных каналах;  $F$  — матрица временных связей размера  $2L \times 2L$ ;  $B$  — матрица амплитуд размера  $2L \times 2L$ ;  $G$  — матрица пространственных связей размера  $2L \times 2L$ ;  $\bar{\xi}(t)$  —  $2L$ -мерный белый гауссовский шум с матрицей ковариации  $\langle \bar{\xi}(t) \bar{\xi}(\tau)^T \rangle = I \delta(t - \tau)$ , где  $I$  — единичная матрица. Матрицы  $F, B, G$ , входящие в уравнение (11), имеют следующие элементы:

$$\begin{aligned} F_{ii} &= 1/\tau; F_{iv} = 0, i \neq v; \\ B_{ii} &= \sigma \sqrt{\left( 2F_{ii} / \sum_{v=1}^{2L} G_{iv} \right)}; B_{iv} = 0, i \neq v; \\ G_{iv} &= \exp(-d_{iv}/r), \end{aligned} \quad (12)$$

где  $\tau, r, \sigma$  — интервалы когерентности  $i$ -й компоненты процесса  $\bar{X}(t)$  во времени, в пространстве и его стандартное отклонение;  $d_{iv}$  — расстояние между  $i$ -м и  $v$ -м элементами антенной решетки. Данная модель учитывает наличие регулярной и флуктуационной компонент в каналах приема и позволяет получить различные распределения огибающей сигнала, например Рэлея, Райса, трехпараметрическое.

**Результаты эксперимента.** Исследование эффективности синтезированного алгоритма выполнено методом машинного моделирования. Двухэлементной антенной решеткой однородных изотропных элементов с межэлементным расстоянием  $\lambda_c/2$  принималось два частично когерентных сигнала, описываемых моделью

(10)–(11) на фоне белого гауссовского шума с дисперсией  $\sigma_n^2$ . Степень когерентности каждого сигнала моделировалась разным отношением уровня регулярной к уровню флуктуационной компоненты  $\eta_k$  в антенных элементах. Отношение сигнал-шум на выходах антенных элементов определялось как  $h_k^2 = 10 \lg(S_k^2 / \sigma_n^2)$ .

Параметры сигналов в эксперименте:  $\eta_1 = \eta_2$ ;  $\Delta t / \tau_k = 0,1$ ;  $d/r_k = 1$ ;  $k = 1, 2$ ;  $h_1^2 = h_2^2$ . Скорость подвижного объекта и шаг дискретизации приняты постоянными, так что  $D_{m-1/m} / \lambda = 0,1$ . Рассмотрено прямоугольное окно с параметром  $\alpha = 1$ , длина временного окна  $N = 2$ . Показатели эффективности алгоритма выражены среднеквадратическим отклонением ошибки  $\sigma_{\bar{y}}$  оценки, смещением

$\Delta\mu_{\tilde{\theta}}$  оценки направления прихода сигналов. Для каждой полученной точки было выполнено 500 статистически независимых испытаний. Объем выборки в экспериментах составил 100 отсчетов данных.

В первом эксперименте (рис. 1) исследовано влияние степени когерентности принимаемых сигналов на точность получаемых оценок при различном отношении сигнал-шум. Направления прихода сигналов:  $\vartheta_1 = 0^\circ$ ,  $\vartheta_2 = 35^\circ$ . С ростом отношения сигнал-шум точность получаемых оценок возрастает. Вместе с тем нарушение условия когерентности принимаемых сигналов в интервале синтетизирования приводит к снижению эффективности алгоритма. В диапазоне отношения уровня регулярной к уровню флуктуационной компоненты 15...40 дБ рост среднеквадратической ошибки оценки направления прихода (рис. 1, а) может составлять 10...20 дБ. Смещение в этом случае (рис. 1, б) возрастает на 3...5°.

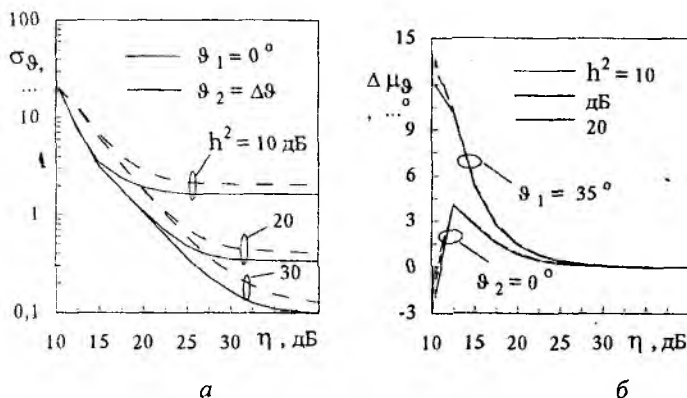


Рис. 1

Во втором эксперименте (рис. 2) исследовано влияние углового разнеса  $\Delta\vartheta$  в направлениях прихода сигналов на эффективность алгоритма при различном  $\eta$ . Результаты эксперимента представлены параметрами  $\sigma_{\tilde{\theta}}$  (рис. 2, а) и  $\Delta\mu_{\tilde{\theta}}$  (рис. 2, б) для оценок направления прихода сигналов мощности. Здесь отношение сигнал-шум составило  $h^2 = 20$  дБ, а  $\vartheta_1 = 0^\circ$ ,  $\vartheta_2 = \Delta\vartheta$ . С увеличением  $\eta$  и  $\Delta\vartheta$  ошибка в оценках параметров уменьшается. Так, для  $\eta = 20$  дБ и  $\Delta\vartheta = 40^\circ$  эффективность алгоритма по  $\sigma_{\tilde{\theta}}$  и  $\Delta\mu_{\tilde{\theta}}$  сопоставима со случаем, когда  $\eta = 30$  дБ и  $\Delta\vartheta = 25^\circ$ .

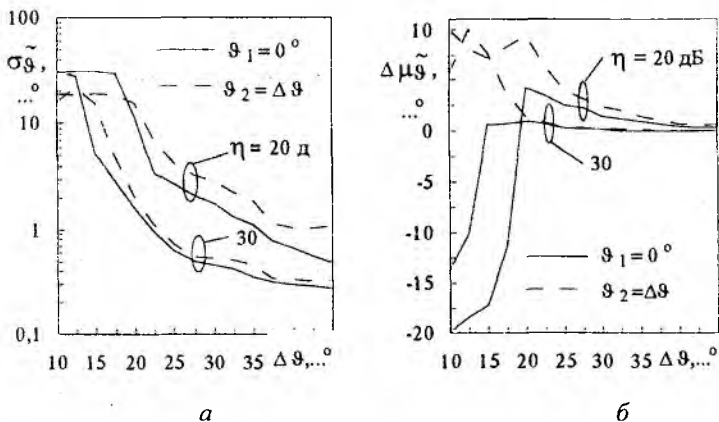


Рис. 2

Таким образом, представлен алгоритм оценки параметров сигналов, использующий синтезирование апертуры антенной решетки. Результаты исследования эффективности алгоритма на основе привлечения модели частично когерентных сигналов позволяют сделать следующие выводы:

1. Эффективность алгоритма в значительной мере зависит от степени когерентности принимаемых сигналов. Снижение степени когерентности сигналов сопровождается потерей эффективности алгоритма, что можно объяснить ослаблением корреляционных связей между сечениями выборок.

2. Предложенный алгоритм позволяет повысить точность оценок параметров принимаемых сигналов в многосигнальной обстановке для систем подвижной радиосвязи, исключая потерю сигналов, и может быть использован в каналах связи с отношениями уровня регулярной к уровню флуктуационной компоненты более 15 дБ. При этом нет необходимости знать точную скорость подвижного объекта в интервале оценивания параметров принимаемых сигналов.

**Список литературы:** 1. Schmidt R.O. Multiple emitter location and signal parameter estimation // IEEE Trans. Antennas Propagat. 1985. Vol. AP-34. P. 806 — 811. 2. Kumaresan R. D.W., Tufts D.W. Estimating the angles of arrival of multiple plan waves // IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst. 1983. Vol. AES-19. P. 134 — 139. 3. Полрадэ А., Рой П., Кайлатч Г. Оценивание параметров сигналов методом поворота подпространств // ТИИЭР. 1986. Т. 74, № 7. С. 165 — 166. 4. Roy R., Kailath T. ESPRIT-estimation of signal parameters via rotational invariance techniques // IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Processing. 1989. Vol. 37, N 7. P. 984 — 995. 5. Zhao L.C., Krishnaiah P.R., Bai Z.D. On detection of the number of signals in presence of white noise // J. of Multivariate analysis. 1986. Vol. 20, N 1. P. 1 — 25.

Харьковский государственный технический университет радиозлектроники

Поступила в редакцию 13.04.98

## ПРОДОЛЬНОЕ РАСПРЕДЕЛЕНИЕ ИНТЕНСИВНОСТИ ПОЛЯ В ЗОНЕ ФРЕНЕЛЯ КРУГЛОЙ СФОКУСИРОВАННОЙ АПЕРТУРЫ

Исследование структуры поля излучающих систем, сфокусированных в зону Френеля, имеет важное значение для решения многих актуальных проблем радиоэлектроники, например таких, как проблемы ЭМС радиоэлектронных средств, защиты биологических объектов от электромагнитного излучения, радиолокации ближнего действия. Кроме того, в связи с интенсивным развитием космических технологий в последнее время резко возрос интерес к созданию эффективных систем передачи энергии СВЧ-лучом, систем связи с объектами, расположенными в заданной точке пространства, а также к фокусировке СВЧ-луча с целью получить в ограниченном объеме пространства высокую плотность электромагнитной энергии. Значимость изучения этих проблем возрастает вследствие тенденции к увеличению излучаемых мощностей и электрических размеров излучающих систем.

Нами проведено исследование осевого распределения интенсивности поля в зоне Френеля равномерно возбужденной круглой сфокусированной апертуры. Получены аналитические выражения, позволяющие рассчитывать параметры, которые характеризуют распределение поля вдоль оси при любых расстояниях фокусировки в пределах френелевской и дальней зон.

Антенна с круглой апертурой, имеющей радиус  $R$  и площадь  $S$ , сфокусирована в точку с координатами  $\rho = 0$ ;  $z = L_\Phi$ . Центр апертуры лежит в начале цилиндрической системы координат  $(\rho, \varphi, z)$ . Напряженность электрического поля на оси антенны определяется формулой Френеля — Кирхгофа [1]

$$E(z) = i \frac{k}{2\pi} E_0 \frac{\exp(-ikz)}{z} \int_S f(\rho, \varphi) \exp \left[ ik \frac{\rho^2}{2} \left( \frac{1}{L_\Phi} - \frac{1}{z} \right) \right] ds. \quad (1)$$

Здесь  $k = 2\pi/\lambda$ , где  $\lambda$  — длина волны в свободном пространстве;  $E_0$  — амплитуда напряженности электрического поля на апертуре;  $f(\rho, \varphi)$  — функция, описывающая амплитудное распределение возбуждающего поля;  $L_\Phi$  — фокусное расстояние.

Введем новые переменные

$$\xi = \frac{\pi}{16\chi_0} \left( 1 - \frac{\chi_0}{\chi} \right); \quad y = \left( \frac{\rho}{R} \right)^2. \quad (2)$$

Здесь  $\chi_0 = L_\Phi / L_{д.з}$ ;  $\chi = z / L_{д.з}$ , где  $L_{д.з} = 8R^2 / \lambda$  — расстояние до дальней зоны.

Тогда (1) примет вид

$$E(\chi_0, \xi) = iE_0 \frac{\pi}{8\chi_0} \left( 1 - \frac{16\chi_0}{\pi} \xi \right) e^{-ik\chi L_{д.з}} \int_0^{2\pi} \int_0^1 f(y, \varphi) e^{i2\xi y} dy d\varphi. \quad (3)$$

Рассмотрим апертуру с равномерным амплитудным распределением  $f(\rho, \varphi) = 1$ . Для квадрата модуля напряженности (в дальнейшем просто интенсивности) поля, выполнив интегрирование в (3), получим выражение

$$|E(\chi_0, \xi)|^2 = E_0^2 \frac{\pi^2}{64} \frac{1}{\chi_0^2} \left[ \left( 1 - \frac{16\chi_0}{\pi} \xi \right) \frac{\sin \xi}{\xi} \right]^2. \quad (4)$$

Соотношение (4) определяет распределение интенсивности поля в зоне Френеля вдоль оси круглой равномерно возбужденной сфокусированной апертуры. Зависимость нормированной интенсивности поля сфокусированной апертуры от продольной координаты для различных фокусных расстояний показана на рис. 1, где кривая 1 соответствует синфазной апертуре, 2 —  $\chi_0 = 0,25$ , 3 —  $\chi_0 = 0,125$ . Нормировка проведена на значение интенсивности на границе дальней зоны синфазной апертуры.

Отметим, что  $|E(\chi_0, \chi)|^2$  симметрично относительно  $\chi_0$  и  $\chi$  (координат фокуса и точки наблюдения на оси). Поэтому зависимости интенсивности от продольной координаты  $\chi$  при заданном  $\chi_0$  и интенсивности в данной точке  $\chi$  от фокусного расстояния  $\chi_0$  имеют одинаковый вид. Например, кривая 3 описывает не только распределение  $|E|^2$  вдоль оси круглой апертуры, сфокусированной на расстоянии  $\chi_0 = 0,125$ , но и зависимость  $|E(\chi_0, \chi)|^2$  в точке с координатой  $\chi = 0,125$  от фокусного расстояния.

Согласно кривым, представленным на рис. 1, осевое распределение имеет многолепестковый характер. Для сфокусированной апертуры, в отличие от несфокусированной, величина лепестков монотонно убывает по мере приближения к апертуре. Максимальную величину имеет самый

дальний от апертуры (или первый от границы дальней зоны) лепесток, который назовем главным, а остальные — побочными лепестками.

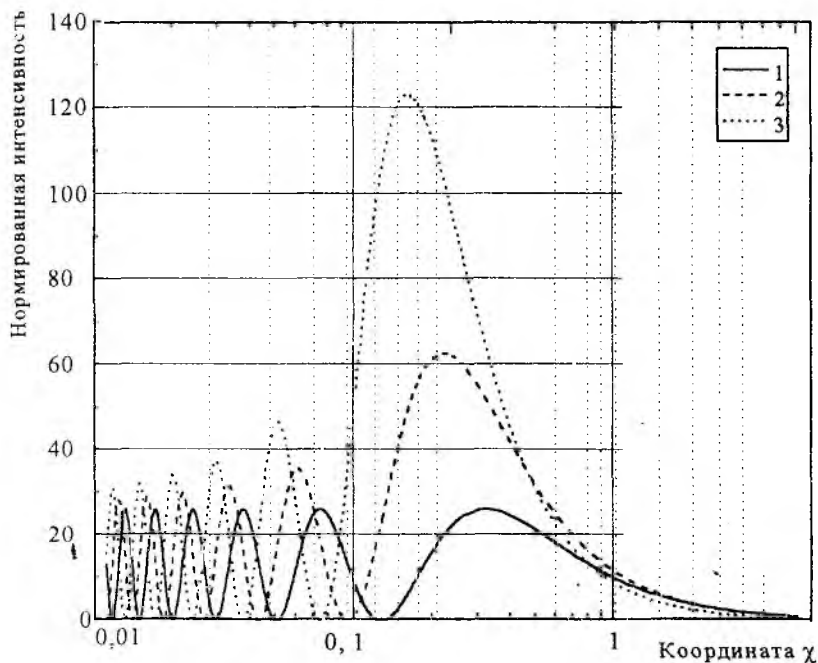


Рис. 1

Положение максимума главного лепестка определим из условия равенства нулю первой производной от  $|E(\chi_0, \xi)|^2$  по  $\xi$ :

$$\left(1 - \frac{16\chi_0}{\pi} \xi\right) \left(\frac{\sin \xi}{\xi}\right)^2 \left[-\frac{16\chi_0}{\pi} + \left(1 - \frac{16\chi_0}{\pi} \xi\right) \left(\frac{\cos \xi}{\sin \xi} - \frac{1}{\xi}\right)\right] = 0. \quad (5)$$

Исключив из рассмотрения точки  $\xi = -\pi n, n = \overline{1, \infty}$ , в которых интенсивность обращается в нуль, после ряда преобразований получим окончательное уравнение для нахождения координаты максимума

$$\frac{\cos \xi}{\sin \xi} = \frac{1}{\xi \left(1 - \frac{16\chi_0}{\pi} \xi\right)}. \quad (6)$$

Исследование функций, стоящих в правой и левой частях уравнения (6), показывает, что искомый корень, который обозначим через  $\xi_m$ , лежит в интервале  $\left(-\frac{\pi}{2}, 0\right)$  и он единственный.

Уравнение (6) является трансцендентным и в общем случае допускает только численное решение. На рис. 2 представлена зависимость координат границ и максимума главного лепестка, выраженных в единицах  $\xi$ , от фокусного расстояния. Кривая 1 соответствует координате максимума, 2, 3 — координатам дальней и ближней границ главного лепестка на уровне 0,5 максимального значения. На этом и последующих рисунках начальное значение равно 0,001. Однако для ряда случаев возможно получение приближенного решения в аналитическом виде. Условно разобьем всю область значений  $\chi_0$  на два интервала:  $X_\Gamma (\chi_0 < 0,125)$  и  $X_M (\chi_0 > 0,125)$ ; назовем их областями глубокой и мелкой фокусировок. Из рис. 2 видно, что для глубокой и мелкой фокусировок  $\xi_m$  мало отличается от 0 и  $-(\pi/2)$  соответственно. Следовательно, при определении корня уравнения (6) в случаях мелкой и глубокой фокусировок можно ввести малый параметр, воспользоваться разложением левой и правой частей (6) в ряд по этому параметру и получить алгебраические уравнения, допускающие аналитическое решение.

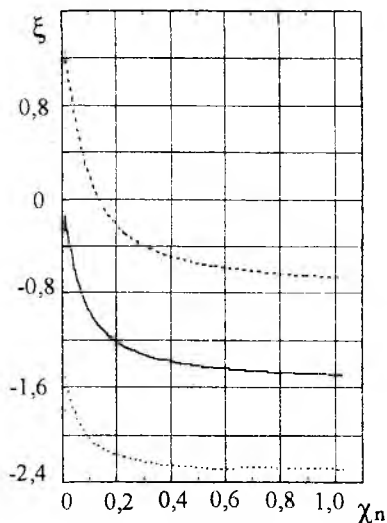


Рис. 2

Для мелкой фокусировки, положив  $\xi = 0,5\pi - x$ , где  $x \ll 1$ , в качестве такого параметра можно взять  $x$ , а для глубокой — модуль переменной  $\xi$ .

Опуская промежуточные вычисления и учитывая (2), записываем окончательные выражения для координат главного максимума интенсивности

$$\chi_m = \frac{2\chi_0}{1 + \sqrt{1 + \frac{12 \cdot 256}{\pi^2} \chi_0^2}}, \quad \chi_0 \in X_\Gamma; \quad (7)$$

$$\chi_m = \frac{1}{8 \left[ 1 + \frac{1}{8\chi_0} - \frac{4(1+8\chi_0)}{\pi^2(1+8\chi_0)^2 - 4(1+16\chi_0)} \right]}, \quad \chi_0 \in X_M. \quad (8)$$

Формулы (7) и (8) позволяют ограничить погрешность уровнем 2,3 % при  $\chi_0 \leq 0,12$  и  $\chi_0 \geq 0,12$  соответственно. Таким образом, они позволяют определить положение максимума главного лепестка при любых фокусных расстояниях с приемлемой для практики точностью.

Разложив правые части (7) и (8) в ряд Тейлора и ограничившись тремя членами разложения, получим

$$\chi_m = \chi_0 - 77,81467 \chi_0^3 + 12110,248 \chi_0^5, \quad \chi_0 \in X_\Gamma; \quad (9)$$

$$\chi_m = 0,125 \left( 1 - 0,074336 \chi_0^{-1} + 0,00432686 \chi_0^{-2} \right), \quad \chi_0 \in X_M. \quad (10)$$

Погрешность результатов вычислений по формулам (9) и (10) не превышает 1 % для интервалов  $\chi_0 \leq 0,04$  и  $\chi_0 \geq 0,5$  соответственно.

Согласно (7) и (9) при  $\chi_0 \rightarrow 0$  (приближении фокуса к апертуре) смещение точки максимума относительно фокальной плоскости убывает пропорционально  $\chi_0^3$ . При  $\chi_0 \rightarrow \infty$  координата максимума монотонно стремится снизу к 0,125, т. е.  $z_m \rightarrow R^2/\lambda$ . Следовательно, для равномерно возбужденной круглой апертуры главный максимум интенсивности на оси не может располагаться дальше чем на расстоянии  $R^2/\lambda$  от ее центра.

Значение максимума главного лепестка может быть определено по (4) и (7), (8). При этом погрешность не превышает 0,2 % для  $\chi_0 < 0,125$  и 0,5% для  $\chi_0 > 0,125$ . Соответствующие выражения имеют вид

$$|E_m|^2 = \frac{\pi^2 E_0^2}{64 \chi_0^2} \left( 1 + 77,814669 \chi_0^2 - 3633,073704 \chi_0^4 \right), \quad \chi_0 \in X_\Gamma; \quad (11)$$

$$|E_m|^2 = \frac{\pi^2 E_0^2}{64} \left( 25,9382 + 6,484576 \chi_0^{-1} + 0,569544 \chi_0^{-2} \right), \quad \chi_0 \in X_M. \quad (12)$$

Значения  $|E_m|^2$ , вычисленные по приведенным формулам, отличаются от точных не более чем на 1 % при  $\chi_0 < 0,057$  и  $\chi_0 > 0,32$ .

Из (11) и (12) следует, что для синфазной апертуры нормированный максимум интенсивности  $|E_m|^2 / |E_0|^2 = 4$  (аналогичный результат приведен в [2]). По мере приближения фокуса к апертуре этот максимум монотонно растет (рис. 3).

Для координат побочных максимумов, подобно тому как это было сделано в случае использования главного лепестка, получена следующая приближенная формула:

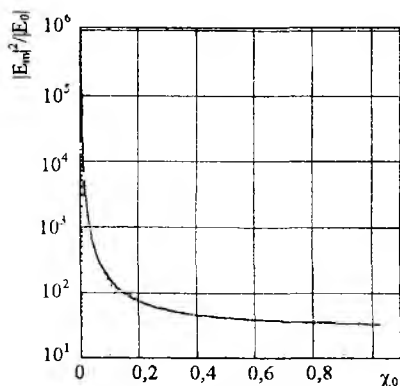


Рис. 3

$$\chi_{m_n} = \frac{\chi_0}{1 + 8(2n+1)\chi_0} \quad (13)$$

Она имеет погрешность не более 1,2 % во всей области значений  $\chi_0$ , соответствующих зоне Френеля, для  $n=1$  и не более 0,4 % для  $n \geq 2$ . Здесь  $n$  — номер лепестка.

Тогда побочные максимумы ( $n \geq 1$ ) определяются с помощью соотношения

$$|E_{m_n}|^2 = E_0^2 \frac{\pi^2}{64} \left[ \frac{1}{\chi_0} \left( 1 - \frac{16\chi_0}{\pi} \xi_{m_n} \right) \frac{\sin \xi_{m_n}}{\xi_{m_n}} \right]^2, \quad (14)$$

где

$$\xi_{m_n} = -\frac{\pi(2n+1)}{2} \left\{ 1 - \frac{4}{\pi^2(2n+1)^2 [1 + 8(2n+1)\chi_0]} \right\}, \quad (15)$$

с погрешностью не более 0,1 % при любых значениях фокусного расстояния.

Выражения для определения относительного уровня первого побочного максимума имеют следующий вид:

$$\frac{|E_{m1}|^2}{|E_m|^2} = (0,047182 + 2,159954\chi_0 + 22,26366\chi_0^2 - 167,00481\chi_0^3), \chi_0 \in X_\Gamma; \quad (16)$$

$$\frac{|E_{m1}|^2}{|E_m|^2} = (1 - 0,166667\chi_0^{-1} + 0,021522\chi_0^{-2} + 0,002439\chi_0^{-3}), \chi_0 \in X_M. \quad (17)$$

Погрешность формул (16), (17) не превышает 1 % для  $\chi_0 \leq 0,035$  и  $\chi_0 \geq 0,8$  соответственно.

Из (16) и (17) и рис. 4 видно, что первый побочный максимум достаточно велик практически при всех значениях фокусного расстояния. Минимальное значение, к которому он стремится при  $\chi_0 \rightarrow 0$ , равно 0,047182 (-13,26 дБ).

Для оценки уменьшения интенсивности в фокусе по сравнению с ее значением в главном максимуме введем коэффициент уменьшения интенсивности

$$k_d = \left| E_m^2 \right| / \left| E_\phi \right|^2. \quad (18)$$

Формулы для его расчета

$$k_d = 1,0 + 77,814669\chi_0^2 - 3633,073704\chi_0^4, \quad \chi_0 \in X_\Gamma; \quad (19)$$

$$k_d = \chi_0^2 (25,93823 + 6,484576\chi_0^{-1} + 0,569544\chi_0^{-2} + 0,016642\chi_0^{-3}), \quad \chi_0 \in X_M \quad (20)$$

имеют погрешность не более 1% для  $\chi_0 \leq 0,057$  и  $\chi_0 \geq 0,125$ .

Из рис. 5 видно, что если интенсивность в фокальной плоскости при глубокой фокусировке уменьшается относительно максимального значения незначительно ( $k_d = 1,6$  при  $\chi_0 = 0,1$ ), то в случае мелкой фокусировки это уменьшение существенно больше. При  $\chi_0 = 1$  оно достигает примерно 34.

Рассмотрим теперь вопрос о продольных размерах главного лепестка. Его удобно оценивать шириной лепестка по уровню 0,5 от максимального значения. Определение точных ближней и дальней границ на уровне 0,5 можно провести путем численного решения уравнения

$$\left| E(\xi) \right|^2 = 0,5 \left| E_m \right|^2. \quad (21)$$

Для получения формул, справедливых отдельно для мелкой и глубокой фокусировок, воспользуемся следующим приемом. Из рис. 2 (кривые 2,3)

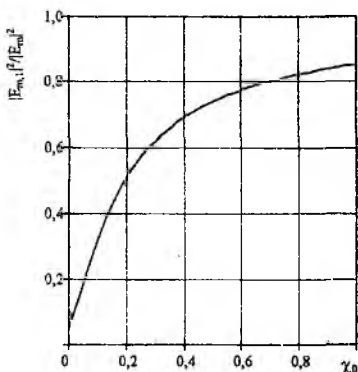


Рис. 4

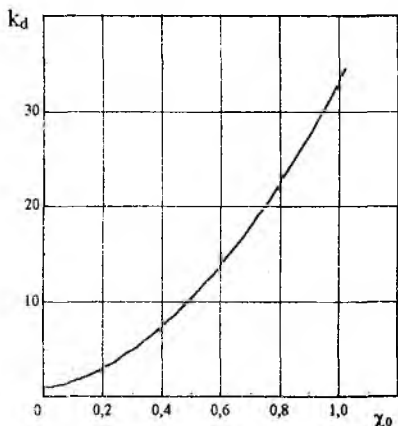


Рис. 5

видно, что координаты ближней и дальней границ, выраженные в единицах  $\xi$ , незначительно отличаются от величин  $\xi^{(1,2)} = \xi_m \pm 1$ . Тогда для значения интенсивности на уровне 0,5 с погрешностью до членов первого порядка малости можно записать

$$|E(\xi_{1,2})|^2 = |E(\xi^{(1,2)})|^2 + \Delta\xi_{1,2} \frac{d}{d\xi} [ |E(\xi)|^2 ]_{\xi^{(1,2)}} = 0,5 |E_m|^2. \quad (22)$$

Отсюда

$$\Delta\xi_{1,2} = \frac{0,5 |E_m|^2 - |E(\xi^{(1,2)})|^2}{[ |E(\xi)|^2 ]'_{\xi^{(1,2)}}}, \quad (23)$$

и соответствующие координаты границ лепестка

$$\xi_{1,2} = \xi^{(1,2)} + \Delta\xi_{1,2}.$$

Опуская промежуточные вычисления и учитывая (2), приводим окончательные выражения для координат ближней и дальней границ

$$\chi_6 = \chi_0 - 7,087554\chi_0^2 - 18,749534\chi_0^3; \quad (24)$$

$$\chi_{\text{д}} = \chi_0 + 7,087554\chi_0^2 - 16,982058\chi_0^3, \quad \chi_0 \in X_{\Gamma}; \quad (25)$$

$$\chi_6 = 0,08384 - 0,005868\chi_0^{-1} - 0,115945 \cdot 10^{-4} \chi_0^{-2}; \quad (26)$$

$$\chi_{\text{д}} = 0,245552 - 0,018648\chi_0^{-1} - 4,495849 \cdot 10^{-4} \chi_0^{-2} + 4,459832 \cdot 10^{-4} \chi_0^{-3}, \quad (27)$$

$$\chi_0 \in X_{\text{м}}$$

и для ширины главного лепестка

$$\Delta\chi = 14,175108\chi_0^2 - 5 \cdot 10^{-6} \chi_0^3, \quad \chi_0 \in X_{\Gamma}; \quad (28)$$

$$\Delta\chi = 0,161712 - 0,01278\chi_0^{-1} - 9,248948 \cdot 10^{-4} \chi_0^{-2} + 4,996235 \cdot 10^{-4} \chi_0^{-3}, \quad (29)$$

$$\chi_0 \in X_{\text{м}}.$$

Рассчитанные по (28) и (29) значения ширины лепестка (кривые 2 на рис. 6) отличаются от точных не более чем на 1 % при  $\chi_0 \leq 0,008$  и  $\chi_0 \geq 0,47$ .

Ширина главного лепестка уменьшается со снижением  $\chi_0$ . Наиболее быстро сужение его происходит в области глубокой фокусировки (рис. 6) — пропорционально  $\chi_0^2$ . При  $\chi_0 \rightarrow \infty$  ширина главного лепестка, выраженная в единицах расстояния до границы дальней зоны, стремится к постоянно-му значению, равному 0,161712.

Из рис. 1 видно, что главный лепесток существенно несимметричен. Для оценки его несимметричности введем коэффициент асимметрии

$$k_{ac} = \frac{\chi_1 - \chi_m}{\chi_m - \chi_2} \quad (30)$$

Соответствующие выражения для различных типов фокусировок имеют такой вид:

$$k_{ac} = 1 + 17,16604\chi_0 + 147,33646\chi_0^2 - 2152,736113\chi_0^3, \quad \chi_0 \in X_{\Gamma}; \quad (31)$$

$$k_{ac} = 2,928863 + 0,0163369\chi_0^{-1} - 0,02737\chi_0^{-2} + 0,010979\chi_0^{-3}, \quad \chi_0 \in X_m. \quad (32)$$

Эти зависимости представлены в виде кривых 2 на рис. 7. Анализ точных значений  $k_{ac}$  (кривая 1) показывает, что при увеличении фокусного расстояния  $k_{ac}$  монотонно растет, приближаясь при  $\chi_0 \rightarrow \infty$  к значению 2,93.

Приведенные выше соотношения достаточно точно описывают изменения соответствующих величин в весьма ограниченных интервалах значений фокусного расстояния. В таблице даны приближенные формулы, позволяющие изучать продольное распределение интенсивности поля при любых значениях фокусного расстояния.

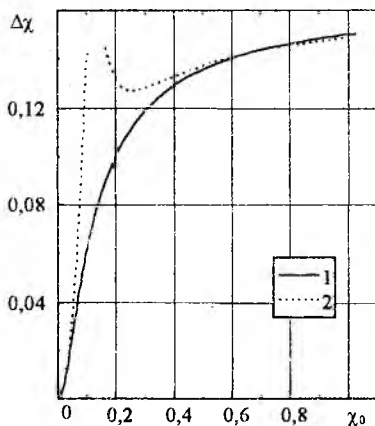


Рис. 6

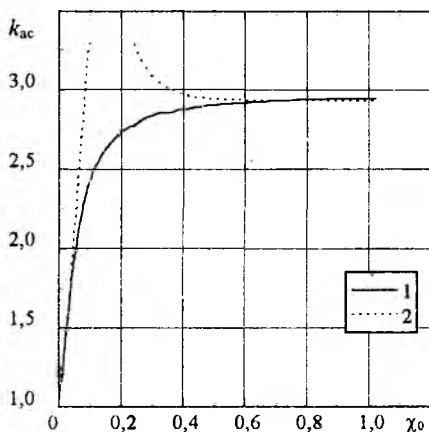


Рис. 7

Параметры	Расчетные формулы для 0,0001	Максимальные погрешности, %
Координаты максимума интенсивности	$0,125 - 0,009292\chi_0^{-1} + 3,869754\chi_0^{-2}$	1,0
	$\chi_0 - 51\chi_0^3 + 1650\chi_0^5$	3,0
Максимум главного лепестка	$(25,94 + 6,53\chi_0^{-1} + 0,658\chi_0^{-2})\pi^2 / 64$	1,0
	$\chi_0^{-2}(1,0 + 70\chi_0^2 - 765,4\chi_0^4)\pi^2 / 64$	0,7
Уровень первого побочного лепестка	$0,0472 + 2,31\chi_0 + 13,5\chi_0^2 - 87\chi_0^3$	1,0
	$1 - 0,166\chi_0^{-1} + 0,0179\chi_0^{-2} - 0,00086\chi_0^{-3}$	1,0
Координаты ближней границы главного лепестка	$0,08384 - 0,0054\chi_0^{-1} + 2 \cdot 10^{-4}\chi_0^{-2}$	1,0
	$\chi_0 - 7,3\chi_0^2 + 21,7\chi_0^3$	1,5
Координаты дальней границы главного лепестка	$0,245552 - 0,019\chi_0^{-1} + 5,3 \cdot 10^{-4}\chi_0^{-2}$	1,0
	$\chi_0 + 6,31\chi_0^2 - 50,2\chi_0^3$	2,5
Ширина главного лепестка	$0,161712 - 0,01375\chi_0^{-1} - 3,4 \cdot 10^{-4}\chi_0^{-2}$	1,5
	$(14,24 - 77,9\chi_0)\chi_0^2$	6,0
Коэффициент асимметрии главного лепестка	$2,93 + 0,016\chi_0^{-1} - 0,009\chi_0^{-2}$	2,5
	$1,0 + 21,7\chi_0 - 72,5\chi_0^2$	2,0
Коэффициент уменьшения интенсивности	$\chi_0^2(25,94 + 6,48\chi_0^{-1} + 0,67\chi_0^{-2})$	1,0
	$1 + 70\chi_0^2 - 765\chi_0^4$	0,7

Отметим, что хотя выполненный выше анализ, введенные параметры и выражения для их расчета относятся к зависимости, описывающей распределение интенсивности поля вдоль оси при заданном фокусном расстоянии, однако полученные результаты могут быть распространены и на зависимость  $|E|^2$  в фиксированной точке на оси от величины фокусного расстояния. В этом случае необходимо в формулах для расчета соответствующих параметров величину  $\chi_0$  заменить на  $\chi$ . При этом нужно иметь в виду, что все введенные параметры приобретут несколько иной смысл.

**Список литературы:** 1. Silver S. Microwave Theory and Design. New York.: McGraw-Hill, 1949. 321 p. 2. Ramsay J.F. Tubular Beam from Radiating Aperture // Advances Microwave. 1968. Vol. 3. P. 127—221.

Харьковский государственный технический университет радиозлектроники

Поступила в редколлегию 20.11.97

## СРЕДНЯЯ ДИАГРАММА НАПРАВЛЕННОСТИ ПО МОЩНОСТИ КРУГЛОЙ АПЕРТУРЫ ПРИ НАЛИЧИИ ФЛУКТУАЦИЙ ФАЗЫ

Одной из характерных особенностей современных радиотехнических систем различного назначения является увеличение размеров и сложности используемых в них излучающих систем (ИС). Это в первую очередь относится к системам спутниковой и космической связи, радиоастрономии, радиолокации. С увеличением размеров ИС, усложнением их конструкции существенно возрастает роль различных факторов, порождающих флуктуации распределения источников в ИС. Флуктуации приводят к усилению разброса характеристик, препятствуют улучшению качества ИС и ограничивают ее потенциальные возможности. Реальным условием, в которых работают ИС, наиболее адекватен подход к оценке их характеристик, базирующийся на статистической теории антенн. Основы последней изложены в монографии [1], в которой рассмотрены статистические характеристики преимущественно линейных ИС. В меньшей степени изучены апертурные ИС, в частности антенны с круглой апертурой [2].

**Основные соотношения.** Предположим, что антенна с круглой апертурой имеет радиус  $R$  и центр ее апертуры лежит в начале цилиндрической системы координат  $\rho, \varphi, z$ .

Напряженность электрического поля, создаваемого апертурой в точке  $P(\rho, \varphi, z)$  при наличии флуктуаций поля возбуждения, определяется соотношением [3]

$$\vec{E}(P) = V_0 \int_S \vec{E}_0(Q) e^{i\Phi(\rho_1, \varphi_1)} e^{ik \frac{\rho_1 \rho}{r} \cos(\varphi - \varphi_1)} \rho_1 d\rho_1 d\varphi_1. \quad (1)$$

Здесь  $\vec{E}(P)$  — напряженность электрического поля в точке наблюдения;

$V_0 = \frac{ik}{4\pi r} e^{-ikr} (1 + \cos\theta)$ ,  $k = 2\pi/\lambda$ , где  $\lambda$  — длина волны в свободном пространстве;  $S$  — площадь апертуры;  $\vec{E}_0(Q)$  — напряженность поля на апертуре в отсутствие ошибок;  $\Phi(\rho_1, \varphi_1)$  — случайная функция, описывающая флуктуации его фазы.

Используя безразмерную радиальную координату  $u = \rho_1/R$  и обобщенный угол  $\psi = kR \sin \theta$ , выражение для среднего значения квадрата напряженности поля запишем следующим образом:

$$\overline{E^2(\psi)} = \frac{(1 + \cos \theta)^2}{16\pi^2} \iint_s E_0(Q) E_0^*(Q') \overline{\exp \{i[\Phi(u, \varphi_1) - \Phi(u', \varphi'_1)]\}} \times \exp \{i\psi [u \cos(\varphi - \varphi_1) - u' \cos(\varphi - \varphi'_1)]\} ds ds', \quad (2)$$

где надстрочная черта — знак усреднения,  $ds = u du d\varphi_1$ .

Будем считать, что поле возбуждения аксиально симметрично и линейно поляризовано, в отсутствие флуктуаций оно имеет постоянную фазу равную нулю; амплитудное распределение равномерно —  $E_0(Q) = 1$ ;  $\Phi(u, \varphi_1)$  — однородная случайная функция с нормальным законом распределения, нулевым средним значением и дисперсией  $\alpha = \sigma^2 = \text{const}$ .

Коэффициент корреляции примем в гауссовой форме:

$$r_\Phi = \exp \left\{ - \left[ \frac{u^2 + u'^2 - 2uu' \cos(\varphi_1 - \varphi'_1)}{c^2} \right] \right\}.$$

Здесь  $c$  — радиус корреляции в относительных единицах, связанный с радиусом корреляции в абсолютных единицах  $\rho_0$  соотношением  $c = \rho_0/R$ .

Тогда для среднего квадрата поля получим

$$\overline{E^2(\psi)} = \frac{1}{16} \left[ 1 + \sqrt{1 - \left( \frac{\psi}{kR} \right)^2} \right]^2 F_{\text{ср}}^2(\psi), \quad (3)$$

где

$$F_{\text{ср}}^2(\psi) = e^{-\alpha} \left\{ \left[ \frac{2}{\psi} J_1(\psi) \right]^2 + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\alpha^n}{n!} W_n(c, \psi) \right\}; \quad (4)$$

$$W_n(c, \psi) = 4 \int_0^1 \int_0^1 \exp \left[ - \frac{u_1^2 + y^2}{c^2} \right] \sum_{s=0}^{\infty} (2 - \delta_{0s}) I_s \left( 2 \frac{u_1 y}{c^2} n \right) \times J_s(u_1 \psi) J_s(y \psi) u_1 y du_1 dy. \quad (5)$$

В формулах (4), (5),  $J_n(x)$  — функции Бесселя первого рода,  $I_n(x)$  — модифицированная функция Бесселя  $n$ -го порядка.

Выражение в квадратных скобках в (3) описывает направленные свойства элементарного участка и в достаточно большой области значений  $\Psi$  мало отличается от (2), особенно для апертур с большими размерами. Поэтому в дальнейшем будем считать, что средняя диаграмма направленности (ДН) по мощности полностью определяется функцией  $F_{cp}^2(\psi)$ .

Для величины, выражающей среднюю ДН в направлении главного максимума излучения, после проведения интегрирования получим

$$F_{cp}^2(0) = e^{-\alpha} \left\{ 1 + c^2 \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\alpha^n}{n!n} \left[ 1 - e^{-\frac{2n}{c^2}} \left[ I_0\left(\frac{2n}{c^2}\right) + I_1\left(\frac{2n}{c^2}\right) \right] \right] \right\}. \quad (6)$$

Из (4) следует, что если разложить  $e^{-\alpha}$  в ряд, то средняя ДН по мощности круглой апертуры может быть представлена в виде суммы двух слагаемых: первое слагаемое является ДН по мощности в отсутствие флуктуаций, второе — описывает искажение углового распределения мощности излучения, обусловленное наличием последних.

При малых флуктуациях ( $\alpha \ll 1$ ) можно ограничиться членами первого порядка малости по  $\alpha$ , и тогда выражение для средней ДН существенно упростится:

$$F_{cp}^2(\psi) = (1 - \alpha)F_0^2(\psi) + \alpha W_1(c, \psi), \quad (7)$$

где  $F_0^2(\psi) = [2J_1(\psi)/\psi]^2$  — нормированная ДН по мощности круглой апертуры в отсутствие флуктуаций

Рассчитанные по приведенным формулам нормированные средние ДН показаны на рис. 1, 2 для  $\alpha = 1$  и  $c_0 = 0,5$  соответственно. На рис. 3 представлены зависимости средней мощности, излучаемой в направлении главного максимума, от дисперсии  $\alpha$  при различных значениях радиуса корреляции  $c_0$ .

Выявлены следующие общие закономерности изменения ДН в зависимости от параметров флуктуаций  $\alpha$  и  $c$ :

1. При любых радиусах корреляции увеличение дисперсии флуктуаций приводит к расширению главного лепестка, росту боковых лепестков, заполнению нулей (т.е. сглаживанию ДН) и снижению уровня средней мощности, излучаемой в направлении главного максимума.

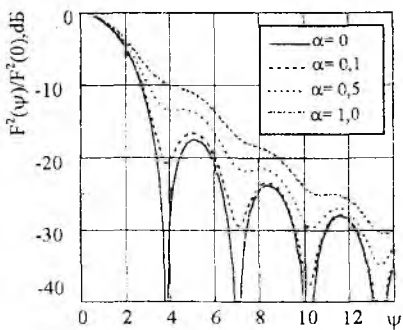


Рис. 1

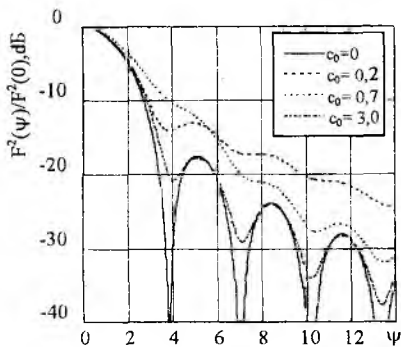


Рис. 2

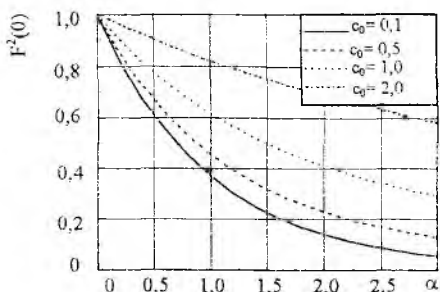


Рис. 3

2. С ростом радиуса корреляции до некоторого значения указанные эффекты проявляются все более ярко, а затем ослабевают, и при  $c \rightarrow \infty$  средняя ДН приближается к диаграмме в отсутствие флуктуаций. Средняя мощность, излучаемая в направлении главного максимума, монотонно убывает.

Как и следовало ожидать, эти закономерности качественно такие же, как для линейных антенн [1].

Однако приведенные ниже результаты изучения влияния флуктуаций на основные параметры, характеризующие среднюю ДН (ее ширину и уровень боковых лепестков), показали, что функциональные зависимости указанных величин от параметров флуктуаций  $\alpha$  и  $c$  могут заметно отличаться от имеющих место для линейных антенн.

**Ширина средней диаграммы направленности.** В общем случае полуширина средней ДН на уровне 0,5 по мощности —  $\psi_{0,5}$  определяется из уравнения

$$F_{\text{нор}}^2(\psi) = F_{\text{ср}}^2(\psi) / F_{\text{ср}}^2(0) = 0,5,$$

точное аналитическое решение которого невозможно. Здесь  $F_{\text{нор}}^2(\psi)$  — нормированная средняя ДН по мощности.

В отсутствие флуктуаций его решение, найденное численно с точностью до четырех знаков после запятой, составляет  $\psi_{0,5}^{(0)} = 1,6163$ . Тогда ширина  $2\psi_{0,5}^{(0)} = 3,2327$ .

При наличии малых флуктуаций можно получить приближенные аналитические выражения для  $\psi_{0,5}$ , если предположить, что при  $\alpha \ll 1$  полуширина средней ДН  $\psi_{0,5} = \psi_{0,5}^{(0)} + \Delta\psi$  будет мало отличаться от  $\psi_{0,5}^{(0)}$ , определенной выше, т.е.  $(\Delta\psi / \psi_{0,5}^{(0)}) \ll 1$ . Тогда, взяв ряд Тейлора для  $F_{\text{пор}}^2(\psi)$  с погрешностью до величин первого порядка малости по  $\Delta\psi$  и приравняв правую часть к 0,5, запишем:

$$\Delta\psi = \frac{0,5 - F_{\text{пор}}^2(\psi_{0,5}^{(0)})}{F_{\text{пор}}^2{}'(\psi_{0,5}^{(0)})}, \quad (8)$$

где штрих означает производную по  $\psi$ .

Учитывая симметрию средней ДН, а также выражение (7), с погрешностью до членов первого порядка малости по  $\alpha$  имеем для относительной ширины ДН

$$\frac{2\psi_{0,5}}{2\psi_{0,5}^{(0)}} = 1 + \alpha \frac{2W_{00}^{(1)}(c, \psi_{0,5}^{(0)}) - W_{00}^{(1)}(c, 0)}{4\sqrt{2}J_2(\psi_{0,5}^{(0)})}. \quad (9)$$

Из (9) видно, что расширение главного лепестка средней диаграммы пропорционально дисперсии и, кроме того, зависит от радиуса корреляции. Эту зависимость можно найти в аналитическом виде для малых ( $c \ll 1$ ) и больших ( $c \gg 1$ ) радиусов корреляции.

Рассмотрим вначале случай, когда  $c \ll 1$ . Предположим, что  $c \rightarrow 0$  и  $\exp\left[-(u^2 + y^2)/c^2\right]$  представляет собой «размазанную»  $\delta$ -функцию, умноженную на  $c\sqrt{\pi}$ . Выразив  $I_s(2u_1y/c^2)$  в виде асимптотического разложения при больших значениях аргумента, можно найти, с погрешностью до членов второго порядка малости по  $c$ , что

$$W_1(c, \psi) = c^2. \quad (10)$$

Тогда при  $\alpha \ll 1$  и  $c \ll 1$  из (9) получим

$$\frac{2\psi_{0,5}}{2\psi_{0,5}^{(0)}} = 1 + \alpha c^2 \frac{1}{4\sqrt{2}J_2(\psi_{0,5}^{(0)})} = 1 + 0,6772\alpha c^2. \quad (11)$$

Видно, что при малых  $\alpha$  и  $c$  расширение средней ДН с ростом дисперсии и радиуса корреляции увеличивается пропорционально  $\alpha$  и  $c^2$  соответственно. Отметим, что согласно [1] расширение средней ДН для линейных антенн пропорционально первой степени радиуса корреляции  $2\Delta\psi/2\psi_{0,5}^{(0)} = 0,59\alpha c^2$ , а для квадратной апертуры  $2\Delta\psi/2\psi_{0,5}^{(0)} = 0,52\alpha c^2$ .

При  $c \gg 1$ , разложив в (5)  $\exp\left[-(u_1^2 + y^2)/c^2\right]$  и  $\exp\left[-(u_1^2 + y^2)/c^2\right]$  в степенные ряды и оставив члены не выше второго порядка малости по  $c^{-1}$ , найдем:

$$\frac{2\psi_{0,5}}{2\psi_{0,5}^{(0)}} = 1 + \alpha \frac{1}{c^2} \frac{\sqrt{2}J_2(\psi_{0,5}^{(0)})}{\psi_{0,5}^{(0)2}} \left[ 1 + \frac{J_1(\psi_{0,5}^{(0)})J_3(\psi_{0,5}^{(0)})}{3J_2^2(\psi_{0,5}^{(0)})} \right] = 1 + \alpha \frac{1}{c^2} 0,3415. \quad (12)$$

При  $c \rightarrow \infty$  величина  $\Delta\psi \rightarrow 0$  пропорционально  $c^{-2}$ , как и в случае использования линейных антенн. Для квадратной апертуры и линейной антенны коэффициент при  $\alpha c^{-2}$  равен 0,52 [1]. Большее расширение средней ДН круглой апертуры по сравнению с квадратной при  $c \ll 1$  и меньшее при  $c \gg 1$  объясняется тем, что значение слагаемого, которое определяет добавку к  $F_0^2(\psi)$  в выражении для  $F_{\text{пор}}^2(\psi)$ , обусловленную флуктуациями, при  $c^{-1}$  у круглой апертуры в окрестности точки  $\psi_{0,5}^{(0)} = 1,6163$  больше, чем у квадратной в окрестности  $\psi_{0,5}^{(0)} = 1,39$ , а при  $c \gg 1$  — наоборот. Расчеты показали, что удельное относительное расширения (относительное расширение  $2\Delta\psi/2\psi_{0,5}^{(0)}$ , деленное на  $\alpha$ )  $2\Delta\psi/(\alpha 2\psi_{0,5}^{(0)})$  при  $\alpha < 1$  для всех  $c$  незначительно зависит от дисперсии. В интервале  $c = 0,1 \dots 2,5$  зависимость  $2\Delta\psi/(\alpha 2\psi_{0,5}^{(0)})$  от  $c$  вполне удовлетворительно аппроксимируется выражением

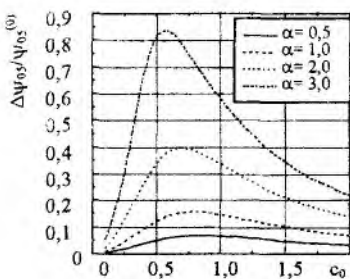


Рис. 4

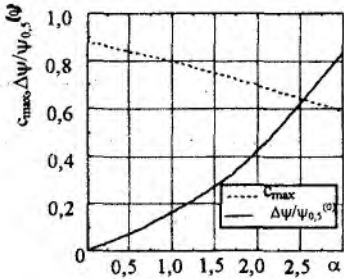


Рис. 5

$$\frac{2\Delta\psi}{2\psi_{0,5}^{(0)}} = \alpha c^2 (0,6772 - 0,575c + 0,18c^2) \exp(-0,7c^2). \quad (13)$$

Изменение относительного расширения средней ДН как функции радиуса корреляции для ряда значений  $\alpha$  отражено на рис. 4. Сравнение с результатами, полученными с помощью (13), показало, что формула (13) может быть использована для расчета ширины средней ДН до  $\alpha \approx 1$ . Погрешность при этом не превышает 3% при  $c \leq 2,5$ .

Расширение средней ДН как функция радиуса корреляции имеет явно выраженный максимум (см. рис. 4). С увеличением  $\alpha$  значение  $c = c_{\max}$ , при котором достигается максимум, уменьшается (рис. 5, штриховая кривая).

Максимальное относительное расширение средней ДН с увеличением дисперсии возрастает (рис. 5, сплошная кривая). При  $\alpha \leq 1$  максимальное относительное расширение средней ДН можно приближенно оценить с помощью формулы

$$\left(2\Delta\psi_{\max} / 2\Delta\psi_{0,5}^{(0)}\right) \approx 0,18 \alpha. \quad (14)$$

Получаемые значения максимального расширения несколько меньше значений для линейных антенн [1].

**Экстремумы средней диаграммы направленности.** При определении значений и положения экстремумов средней ДН ограничимся случаем малых флуктуаций и будем исходить из того, что положения максимумов  $F_{\text{cp}}^2(\psi)$  незначительно смещены относительно положения максимумов, а положения минимумов  $F_{\text{cp}}^2(\psi)$  — относительно положения нулей ДН

$F_0^2(\psi)$  в отсутствие ошибок. Координаты экстремумов  $\psi_{\text{ext}}$  удовлетворяют уравнению  $\frac{d}{d\psi} F_{\text{cp}}^2(\psi) = 0$ . Будем считать, что  $\psi_{\text{ext},k} = \psi_{1,2}^{(k)} + \Delta\psi_{\text{ext},k}$ , где  $k$  — номер экстремума;  $\psi_1^{(k)}$  и  $\psi_2^{(k)}$  — координаты  $k$ -го нуля и максимума функции  $F_0^2(\psi)$  соответственно (можно показать, что  $\psi_1^{(k)}$  — корни  $J_2(\psi)$ , а  $\psi_2^{(k)}$  — корни  $J_1(\psi)$ ). Разложив  $[F_{\text{cp}}^2(\psi)]$  в ряд Тейлора в окрестностях точек  $\psi_1^{(k)}$ ,  $\psi_2^{(k)}$  и ограничившись членами первого порядка малости по  $\Delta\psi_{\text{ext}}$ , с учетом того, что при  $\alpha \ll 1$  средняя ДН может быть записана как  $F_{\text{cp}}^2(\psi) = f_0(\psi) + \alpha f_1(\psi)$ , получим для координат экстремумов

$$\psi_{\text{min},k} = \psi_1^{(k)} + \Delta\psi_{\text{min},k} = \psi_1^{(k)} - \alpha \frac{f_1'(\psi_1^{(k)})}{2[F_0'(\psi_1^{(k)})]^2}; \quad (15)$$

$$\psi_{\text{max},k} = \psi_2^{(k)} + \Delta\psi_{\text{max},k} = \psi_2^{(k)} - \alpha \frac{f_1'(\psi_2^{(k)})}{2F_0(\psi_2^{(k)})F_0''(\psi_2^{(k)})}. \quad (16)$$

Из (15) и (16) с учетом явного вида  $f_1(\psi)$  при  $c \ll 1$  и  $c \gg 1$ , запишем для смещения минимумов и максимумов: при  $c \ll 1$

$$\Delta\psi_{\text{min},k} = \alpha \frac{\psi_1^{(k)3}}{16J_2^2(\psi_1^{(k)})} c^4; \quad \Delta\psi_{\text{max},k} = -\alpha \frac{\psi_2^{(k)3}}{16J_1^2(\psi_2^{(k)})} c^4, \quad (17)$$

при  $c \gg 1$

$$\Delta\psi_{\text{min},k} = \frac{\alpha}{c^2} \frac{22}{3\psi_1^{(k)}}; \quad \Delta\psi_{\text{max},k} = \frac{\alpha}{c^2} \frac{4}{3\psi_2^{(k)}}. \quad (18)$$

Зависимости смещения экстремумов от радиуса корреляции при произвольном его значении величины показаны на рис. 6. Из (17), (18) и рис. 6 следует, что экстремумы средней ДН смещаются относительно их положения в отсутствие флуктуаций различным образом.

Минимумы при всех значениях радиусов корреляции удаляются от главного лепестка — смещение положительно. При малых  $c$  смещения минимумов растет пропорционально  $c^4$ , и чем больше номера минимумов, тем они больше, а при больших  $c$  они убывают пропорционально  $c^{-2}$ , но в отличие от случая  $c \ll 1$  по мере роста номера минимума смещения уменьшаются. При некотором значении  $c = c_{\text{ext},k}$ , своем для каждого минимума, смещение максимально.

Максимумы при  $c \ll 1$  (а точнее, как видно из рис. 6, при  $c \leq 2,2$ ) приближаются к главному лепестку (смещение отрицательно) и  $\Delta\psi_{\text{max},k} \sim c^4$ . При  $c \gg 1$  максимумы удаляются (смещение положительно) и  $\Delta\psi_{\text{max},k} \sim c^{-2}$ . Имеется два максимума. Один, при  $c_{\text{max},k}$ , выражен наиболее ярко и находится в области отрицательных смещений, а другой, при  $c_{\text{max},k}^{(1)}$ , расположен в области положительных смещений. Зависимость смещений боковых лепестков от их номеров такая же, как и у минимумов. Заметим, что для линейных антенн при  $c \ll 1$  значения  $\Delta\psi_{\text{max},k}$  пропорциональны  $c^3$ .

Таким образом, фазовые флуктуации приводят к деформации ДН по мощности в области боковых лепестков. По сравнению со случаем, когда флуктуации отсутствуют, боковые лепестки расширяются и несколько меняют форму. Эта деформация более выражена при  $c \ll 1$ , поскольку максимумы и минимумы смещаются в противоположные стороны. Указанные эффекты имеют место и у линейных антенн, причем проявляются они сильнее, чем у круглой апертуры.

Значения  $c$ , при которых смещения экстремумов максимальны, могут быть определены по приближенной формуле

$$c_{\text{ext},k} = 3 / \psi_{1,2}^{(k)}. \quad (19)$$

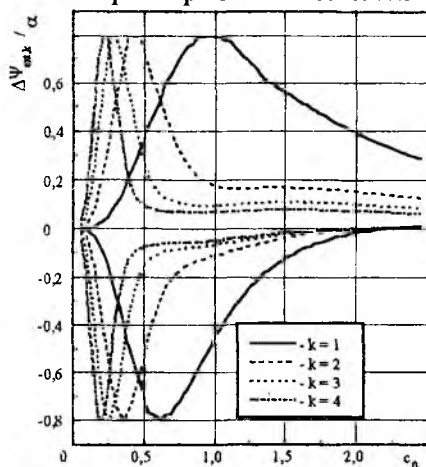


Рис. 6

Здесь  $\psi_1^{(k)}$  необходимо подставлять при вычислении  $c_{\min,k}$ , а  $\psi_2^{(k)}$  — при расчете  $c_{\max,k}$ .

Характерно, что максимальное смещение по абсолютному значению величине не зависит от типа экстремумов и равно примерно  $0,8\alpha$  (см. рис. 6). Аналогичный результат получен для линейных антенн. Результаты расчетов по (19) хорошо согласуются с данными рис. 6, вычисленными по точным формулам.

Экстремумы функции  $F_{cp}^2(\psi)$ , из которых максимумы характеризуют боковые лепестки, а минимумы — «заплывание нулей», могут быть определены с учетом того, что  $\Delta\psi_{\text{ext},m} \ll \psi_0^{(0,1)}$ , с помощью соотношения

$$F_{cp}^2(\psi_{1,2}^{(k)}) = F_0^2(\psi_{1,2}^{(k)}) + \alpha f_1(\psi_{1,2}^{(k)}) + \Delta\psi_{\text{ext},k} \left[ F_0(\psi_{1,2}^{(k)}) \cdot F_0'(\psi_{1,2}^{(k)}) + \alpha f_1'(\psi_{1,2}^{(k)}) \right]. \quad (20)$$

Отсюда с учетом (15) и (16) запишем для максимумов и минимумов нормированной средней ДН

$$F_{\text{nor},k}^{2(\max)} = F_0^2(\psi_2^{(k)}) + \alpha \left[ W_1(c, \psi_2^{(k)}) - W_1(c, 0) F_0^2(\psi_2^{(k)}) \right]; \quad (21)$$

$$F_{\text{nor},k}^{2(\min)} = \alpha W_1(c, \psi_1^{(k)}). \quad (22)$$

Подставив  $W_1(c, \psi)$  в явном виде, будем иметь для минимумов и приращения уровня боковых лепестков: при  $c \ll 1$

$$F_{\text{nor},k}^{2(\min)} = \alpha c^2; \quad F_{\text{nor},k}^{2(\max)} - F_{0\text{max},k}^2 = \alpha c^2, \quad (23)$$

при  $c \gg 1$

$$F_{\text{nor},k}^{2(\min)} = \frac{8\alpha}{c^2} \frac{J_2^2(\psi_1^{(k)})}{\psi_1^{(k)2}}; \quad F_{\text{nor},k}^{2(\max)} - F_{0\text{max},k}^2 = -\frac{8\alpha}{3c^2} F_{0\text{max},k}^2. \quad (24)$$

Видно, что при малых  $c$  значения всех минимумов и приращения боковых лепестков одинаковы. Они определяются уровнем фона рассея-

ной мощности, который в этом случае практически не направлен. При  $c \gg 1$ , в отличие от области  $c \ll 1$ , приращения экстремумов зависят от их номеров. Зависимость приращения уровня боковых лепестков от  $c$ , построенная для более широкой области значений радиусов корреляций, показана на рис. 7.

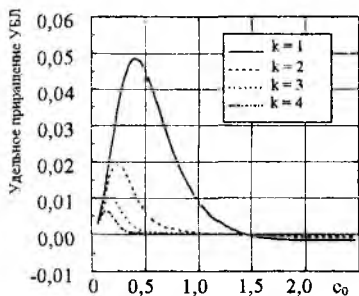


Рис. 7

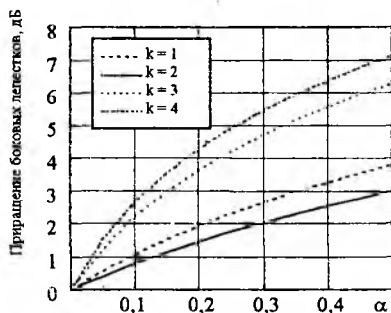


Рис. 8

Для всех лепестков при  $c < 0,5$  имеет место максимум. Чем выше номер лепестка, тем меньшие значения  $c$  соответствуют максимуму. Значения  $c$ , при которых значения минимумов и приращения лепестков максимальны, могут быть рассчитаны по формуле

$$c_k^{(ext)} = 2 / \psi_{1,2}^{(k)}, \quad (25)$$

где  $\psi_1^{(k)}$  используется для минимумов, а  $\psi_2^{(k)}$  — для боковых лепестков.

Из сравнения с (19) видно, что максимальные смещения и значения экстремумов достигаются при радиусах корреляции, различающихся примерно в 1,5 раза. При этом максимумы экстремумов наблюдаются при меньших значениях радиуса корреляции, чем максимумы их смещения.

Представленные на рис. 8 зависимости максимального приращения уровня первых четырех боковых лепестков от дисперсии показывают, что наличие флуктуаций фазы может привести к значительному росту уровня боковых лепестков, особенно дальних.

Таким образом, исследована средняя ДН по мощности круглой апертуры с равномерным амплитудным распределением при наличии флуктуаций фазы. Закон распределения фазовых флуктуаций принимался нормальным, коэффициент корреляции взят в гауссовой форме. Получены выражения для средней ДН, а также для параметров ее характеризующих:

ширины главного лепестка, положения и уровня экстремумов. Изучено влияние дисперсии и радиуса корреляции флуктуаций на вид средней ДН по мощности и на значения указанных параметров. Найденные аналитические соотношения и графические зависимости позволяют производить расчет этих параметров в широком диапазоне дисперсии флуктуаций и их радиусов корреляции. Проведено сравнение полученных результатов с результатами аналогичных исследований, выполненных для линейных излучающих систем и квадратных апертур.

**Список литературы:** 1. Шифрин Я.С. Вопросы статистической теории антенн. М.: Сов.радио, 1970. 383 с. 2. Лобкова Л.М. Статистическая теория антенн сверхвысоких и оптических частот. М.: Связь, 1975. 176 с. 3. Silver S. Microwave Antenna Theory and Design. New York.: Mc Graw-Hill, 1949. 312 p.

*Харьковский государственный технический  
университет радиозлектроники*

*Поступила в редколлегию 27.08.98*

## **ВЛИЯНИЕ ФЛУКТУАЦИЙ АФР НА ЭФФЕКТИВНОСТЬ ПЕРЕДАЧИ СВЧ-ЭНЕРГИИ МЕЖДУ КРУГЛЫМИ АПЕРТУРНЫМИ АНТЕННАМИ В ЗОНЕ ФРЕНЕЛЯ**

Проблема создания систем передачи энергии (СПЭ) СВЧ-лучом весьма актуальна в связи с интенсивным развитием космических технологий. При разработке таких систем возникает целый ряд проблем, обусловленных фокусировкой СВЧ-луча в заданную точку, получением больших плотностей энергии и т.д. Решение последних зачастую ведет к увеличению размеров используемых антенн, которое неминуемо сопровождается снижением точности их изготовления, усилением влияния различных случайных факторов на их параметры. Для передачи энергии с большим КПД приемная антенна СПЭ (ректенна) должна находиться в зоне Френеля передающей антенны. Эффективность передачи энергии в зоне Френеля определяется КПД передачи, зависящим от вида амплитудно-фазового распределения (АФР) передающей и приемной антенн. В настоящее время хорошо развиты детерминированные методы анализа СПЭ [1]. С их помощью показано, что АФР по приемной и передающей апертурам СПЭ в общем случае могут быть разнотипными, т.е. скорость спада амплитудного распределения (АР) по приемной апертуре может изменяться как естественным образом при изменении дальности [2], так и преднамеренно [3] для повышения общего КПД системы. В реальных условиях АФР поля возбуждения передающей антенны всегда реализуется со случайными ошибками амплитуды и фазы, которые приводят к ухудшению качественных показателей СПЭ. Данный эффект в литературе рассмотрен недостаточно, особенно для случая разнотипных АФР.

При наличии флуктуаций АФР эффективность передачи энергии можно оценить в рамках статистической теории антенн [4] с помощью среднего КПД. Нами получены выражения для среднего КПД и проведена оценка эффективности передачи электромагнитной энергии между двумя круглыми апертурными антеннами в зоне Френеля с возбуждающим полем на передающей, которое имеет флуктуации амплитуды и фазы. Исследовано влияние параметров флуктуаций АФР передающей антенны на средний КПД передачи при различных сочетаниях амплитудного распределения в плоскостях расположения апертур приемной и передающей антенн. На

основании полученных результатов определены комбинации АР, наименее подверженные влиянию флуктуаций.

**Основные соотношения.** Рассмотрим СПЭ из двух антенн, имеющих круглые апертуры  $A_r$  и  $A_t$ , для каждой из которых введена своя система координат  $XYZ (r, t)$  с разными, вообще говоря, радиусами  $R_r, R_t$  (рис. 1). Для фокусировки антенны в зону Френеля необходимо реализовать АФР с квадратичным фазовым набегом. Одним из возможных способов такой реализации являются антенны со сферической поверхностью, имеющие радиусы кривизны  $b_r, b_t$ . Расстояние между антеннами относительно их центров равно  $L$ . Линия, соединяющая центры антенн, взаимно перпендикулярна к плоскостям апертур  $A_r$  и  $A_t$ .

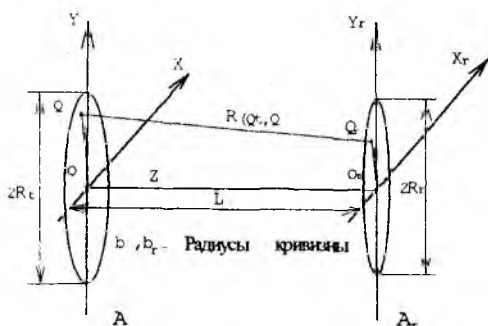


Рис. 1

Потери в антеннах отсутствуют, и антенны согласованы со своими питающими линиями.

Пусть антенна  $A_r$  приемная и принимает мощность  $P_r$ , а  $A_t$  передающая и излучает в пространство мощность  $P_t$ . Тогда КПД передачи энергии

$$\eta = P_R/P_t . \quad (1)$$

В [5] показано, что КПД в отсутствие ошибок можно представить в виде

$$\eta = \frac{\left| \int_{A_r} f_r(Q_r) dQ_r \int_{A_t} f_t(Q_t) e^{jkR(Q_t, Q_r)} dQ_t \right|^2}{(\lambda L)^2 \int_{A_r} |f_r(Q_r)|^2 dQ_r \int_{A_t} |f_t(Q_t)|^2 dQ_t} , \quad (2)$$

где  $k = 2\pi/\lambda$  — волновое число;  $\lambda$  — длина волны в свободном пространстве;  $f_t(Q_t)$ ,  $f_r(Q_r)$  — амплитудно-фазовые распределения (АФР) поля передающей и приемной апертур.

Используя для зоны Френеля аппроксимацию Френеля для малых углов, экспоненциальный множитель в (2) можно записать в цилиндрической системе координат  $(r, \theta, z)_{r,t}$  как

$$R(r'_r, r'_t, \theta_r, \theta_t) = L + \frac{(r'_r R_r)^2}{2L} \left(1 - \frac{L}{b_r}\right) + \frac{(r'_t R_t)^2}{2L} \left(1 - \frac{L}{b_t}\right) - \frac{R_r R_t r'_r r'_t}{L} \cos(\theta_r - \theta_t), \quad (3)$$

где  $r'_r = r_r / R_r$ ,  $\theta_r$  — безразмерные радиальные координаты и углы в цилиндрической системе координат для  $A_r$ ;  $r'_t = r_t / R_t$ ,  $\theta_t$  — то же для  $A_t$ .

Предположим, что распределение поля на передающей апертуре реализовано с некоторыми ошибками и  $f_t(r'_t, \theta_t)$  является случайной величиной:

$$f_t(r'_t, \theta_t) = f_{t0}(r'_t, \theta_t) e^{B(r'_t, \theta_t) + j\Psi(r'_t, \theta_t)} = f_{t0}(r'_t, \theta_t) \chi(r'_t, \theta_t), \quad (4)$$

где  $f_{t0}(r'_t, \theta_t)$  — АФР в отсутствие ошибок;  $B(r'_t, \theta_t)$ ,  $\Psi(r'_t, \theta_t)$  — случайные функции, описывающие флуктуации амплитуды и фазы.

Далее используем следующие общепринятые допущения в определении флуктуаций амплитуды и фазы [4]:  $B(Q_t)$ ,  $\Psi(Q_t)$  распределены по нормальному закону, однородны и взаимонезависимы, средние их значения  $B(r'_t, \theta_t) = B_0$ ,  $\Psi(r'_t, \theta_t) = 0$ , а дисперсии —  $\sigma_B^2(r'_t, \theta_t) = \sigma_{B0}^2$ ;  $\sigma_\Psi^2(r'_t, \theta_t) = \sigma_{\Psi0}^2$ .

С учетом (3) и (4) выражение (2) можно записать как отдельную реализацию случайного процесса:

$$\eta = \frac{\left| \int_{A_r} \int_{A_t} f_{r0}(r'_r, \theta_r) e^{-j\frac{\chi_r}{2} r'^2_r} \int_{A_r} \int_{A_t} f_{t0}(r'_t, \theta_t) e^{-j\frac{\chi_t}{2} r'^2_t} e^{j\{B(r'_t, \theta_t) + \Psi(r'_t, \theta_t)\}} e^{j c r'_r r'_t \cos(\theta_r - \theta_t)} dP_r dP_t \right|^2}{(2L)^2 \int_{A_r} \left| f_{r0}(r'_r, \theta_r) \right|^2 dP_r \int_{A_t} \left| f_{t0}(r'_t, \theta_t) e^{j\{B(r'_t, \theta_t) + \Psi(r'_t, \theta_t)\}} \right|^2 dP_t}, \quad (5)$$

где  $\chi_r = \frac{R_r}{R_t} \left(1 - \frac{L}{b_r}\right)$ ,  $\chi_t = \frac{R_t}{R_r} \left(1 - \frac{L}{b_t}\right)$ ,  $c = \frac{k R_r R_t}{L}$  — число Френеля.

Средний КПД введен как отношение средних значений числителя и знаменателя. Такое усреднение справедливо, если при наличии ошибок полная мощность, излучаемая антенной, меняется слабо, в то время как

мощность, излучаемая в некотором направлении, может меняться сильно [4].

Усреднив случайное распределение поля передающей апертуры, получим

$$\overline{f_t(Q_t) f_{tt}^*(Q_{tt})} = \overline{f_t(Q_t) f_{tt}^*(Q_{tt})} \frac{\overline{q(Q_t) q^*(Q_{tt})}}{\overline{q(Q_t) q^*(Q_{tt})}} = \overline{f_t(Q_t) f_{tt}^*(Q_{tt})} p(Q_t, Q_{tt}). \quad (6)$$

Здесь индексы  $t$  и  $tt$  обозначают разные координатные системы.

В соотношении (6)  $p(Q_t, Q_{tt}) = 1 + K_1(Q_t, Q_{tt})$ , где

$$K_1(Q_t, Q_{tt}) = \frac{\overline{\Delta q(Q_t) \Delta q^*(Q_{tt})}}{\overline{q(Q_t) q^*(Q_{tt})}} \quad \text{— нормированная корреляционная функция}$$

(НКФ) случайного процесса  $\Delta q(Q_t) = q(Q_t) - \overline{q(Q_t)}$ .

Коэффициенты корреляции флуктуаций амплитуды и фазы выбраны в гауссовской форме [4], равны между собой и зависят от разности координат:

$$\begin{aligned} r_B(r'_t, \theta_t, r'_{tt}, \theta_{tt}) &= r_Y(r'_t, \theta_t, r'_{tt}, \theta_{tt}) = r = \\ &= \exp\left(-\frac{(r_t'^2 + r_{tt}'^2) R_t^2}{c_0^2}\right) \exp\left(\frac{r_t'^2 r_{tt}'^2 R_t^2}{c_0^2} \cos(\theta_t - \theta_{tt})\right), \end{aligned} \quad (7)$$

где  $c_0$  — радиус корреляции в абсолютных единицах.

Если использовать аппарат характеристических функций [4] для случая малых ошибок и выражение (6), НКФ примет вид

$$K_1(Q_t, Q_{tt}) = r \sigma_\Sigma^2, \quad (8)$$

где  $\sigma_\Sigma^2 = \sigma_B^2 + \sigma_\Psi^2 = \alpha_\Sigma$  — суммарная дисперсия.

Усреднив знаменатель выражения (5), запишем следующее выражение для среднего КПД:

$$\eta_{\text{ср}} = e^{-\sigma_\Sigma^2} \frac{\int_{A_r} \int_{A_{rr}} f_{r_0}(r_r, \theta_r) f_{rr_0}^*(r_{rr}, \theta_{rr}) e^{-\frac{\sigma_{rr}^2}{2}(r_r^2 - r_{rr}^2)} G(r_r, \theta_r, r_{rr}, \theta_{rr}) dP_r dP_{rr}}{(\lambda L)^2 \int_{A_r} |f_{r_0}(r_r, \theta_r)|^2 dP_r \int_{A_{rr}} |f_{rr_0}(r_{rr}, \theta_{rr})|^2 dP_{rr}}, \quad (9)$$

где

$$G(r'_r, \theta_r, r'_{rr}, \theta_{rr}) =$$

$$= \int_{A_r} \int_{A_{rr}} f_t(r'_t, \theta_t) f_t^*(r'_{tt}, \theta_{tt}) e^{-j \frac{c \chi_t}{2} (r_t'^2 - r_{tt}'^2)} \left(1 + r \sigma_{\Sigma}^2\right) e^{j c r'_r r'_t \cos(\theta_r - \theta_t)} dP_t dP_{tt}.$$

Полученное выражение является общим. Если поле возбуждения аксиально симметрично, то, используя интегральное представление для бесселевых функций [6] и условие нормировки радиальных координат, выражение (9) преобразуем в вид

$$\eta_{cp} = c^2 e^{-\sigma_{\Sigma}^2} \frac{\int_0^1 \int_0^1 R(r'_r, r'_{rr}) \int_0^1 \int_0^1 T(r'_t, r'_{tt}) D(r'_r, r'_{rr}, r'_t, r'_{tt}) r'_r r'_{rr} r'_t r'_{tt} dr'_r dr'_{rr} dr'_t dr'_{tt}}{\int_0^1 |f_{r0}(r'_r)|^2 r'_r dr'_r \int_0^1 |f_t(r'_t)|^2 r'_t dr'_t}, \quad (10)$$

где

$$R(r'_r, r'_{rr}) = f_{r0}(r'_r) f_{rr0}^*(r'_{rr}) e^{-j \frac{\chi_r c}{2} (r_r'^2 - r_{rr}'^2)};$$

$$T(r'_t, r'_{tt}) = f_t(r'_t) f_t^*(r'_{tt}) e^{-j \frac{\chi_t c}{2} (r_t'^2 - r_{tt}'^2)};$$

$$D(r'_r, r'_{rr}, r'_t, r'_{tt}) =$$

$$= J_0(c r'_r r'_t) J_0(c r'_{rr} r'_{tt}) \left[ 1 + \sigma_{\Sigma}^2 I_0 \left( \frac{2 r'_t r'_{tt} R_t^2}{c_0^2} \right) \exp \left( - \left( \frac{r_t'^2 + r_{tt}'^2}{c_0^2} \right) R_t^2 \right) \right];$$

$J_0(x)$ ,  $I_0(x)$  — функции Бесселя нулевого порядка, соответственно вещественного и мнимого аргументов.

Формула (10) позволяет находить средний КПД при наличии флуктуаций АФР передающей апертуры. При условии отсутствия флуктуаций  $\alpha_{\Sigma} = 0$  эта формула сводится к выражению (2).

**Результаты численного моделирования.** С помощью соотношения (10) произведена оценка среднего КПД передачи энергии при различных АФР на передающей антенне с учетом флуктуаций и различных стационарных АФР на приемной. Показано влияние дисперсии и коэффициента корреляции на средний КПД. Антенны при этом имеют одинаковые размеры и взаимно сфокусированы, т.е. каждая антенна сфокусирована в центр другой.

На рис. 2 представлены зависимости среднего КПД (далее просто КПД) от числа Френеля при наличии флуктуаций (для различных суммарных дисперсий  $\alpha_\Sigma$  и  $c_0=1$ ) для спадающего (рис. 2, а) и равномерного (рис. 2, б) АР на приемной и передающей апертурах. Спадание происходило по закону  $[1-r_n^2]$ , где  $r_n$  — нормированный размер апертуры,  $0 \leq r_n \leq 1$ .

Наибольшее влияние флуктуаций наблюдалось для значений числа Френеля, при которых имеет место максимум КПД, т.е. в области фокусировки. При наличии флуктуаций с параметрами  $\alpha_\Sigma = 0,2$ ,  $c_0 = 1$  КПД падает на 7...8 % по сравнению со случаем отсутствия ошибок. Для спадающих АР КПД выше и область фокусировки шире, чем для равномерных АР.

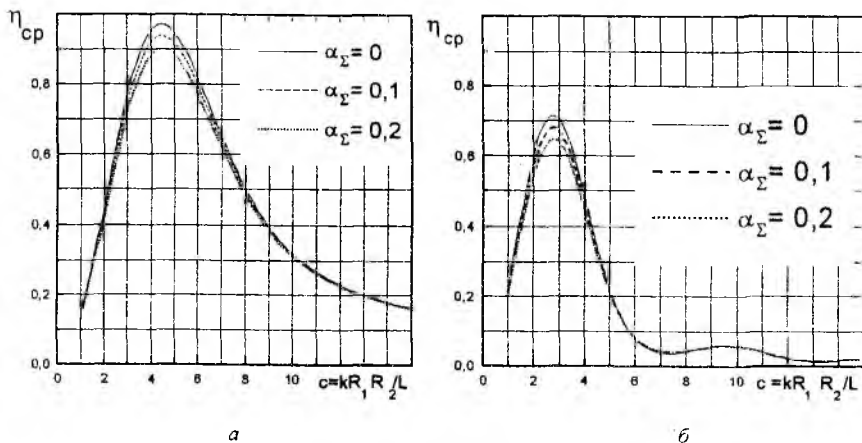


Рис. 2

Оценим влияние степени спадания АР  $\Delta$  на КПД с учетом ошибок (рис. 3). Рассмотрим такие АР: равномерное, степенное на пьедестале и

степенное, выбранные в виде  $f(r'_{lr}) = \left[ (1 - r'^2_{lr})^n + \Delta \right]$ . Пьедестал  $\Delta = 0,462$  соответствует 10-децибельному спадаению АР поля к краям антенны, а  $\Delta = 0,111$  — 20-децибельному спадаению поля [5]. При этом рассмотрим одностипные АР на передающей и приемной антеннах (кривые 1 — 3). Как показано в [2], для зоны Френеля, при смещении приемной апертуры относительно расстояния фокусировки передающей, происходит подъем пьедестала возбуждающего поля. Поэтому целесообразно остановиться на случае разнотипного возбуждения. На передающей антенне изменяется высота пьедестала с учетом флуктуаций, а на приемной антенне как предельный случай получено равномерное АР (кривые 4 — 6). Для сравнения разнотипных возбуждений отражен случай, когда на передающей апертуре реализовано равномерное АР с ошибками, при изменяющейся высоте пьедестала на приемной (кривые 7—9).

Рассмотрим рост флуктуаций АФР: ошибок нет — кривые 1, 4, 7; ошибки присутствуют:  $\alpha_{\Sigma} = 0,1$ ;  $c_0 = 1$  — кривые 2, 5, 8;  $\alpha_{\Sigma} = 0,2$ ;  $c_0 = 1$  — кривые 3, 6, 9. С возрастанием флуктуаций необходимо уменьшать высоту пьедестала передающей антенны, поскольку меньше сказывается влияние фазовых ошибок, сосредоточенных в основном на краях апертуры, на распределение поля в пространстве. Для достижения максимального КПД передачи следует использовать одностипные АР (кривые 1 — 3) с нулевым пьедесталом (квадратичное АР,  $\Delta = 0$ ). Как показано в работе [3], при неравномерном облучении приемно-выпрямительной апертуры (ПВА) ректенны падающим СВЧ-полем в ней возникают значительные потери сбора мощности постоянного тока, растущие с повышением степени неравномерности облучения ПВА. В силу неравномерности облучения ректенны эквивалентные ЭДС, силы токов и внутренние сопротивления эквивалентных источников тока, которыми представлен каждый приемно-выпрямительный элемент (ПВЭ), будут существенно различаться при движении по ПВА. В этой связи необходимо соблюсти ключевой принцип построения ректенн с высоким КПД — выровнять эквивалентные ЭДС или токи ПВЭ по апертуре [3]. Поэтому вариант со спадающим АР на передающей антенне и равномерным на приемной является предпочтительным при рассмотрении общего КПД СПЭ, несмотря на то что КПД передачи для разнотипных АР на 12 ... 14 % ниже, чем для одностипных АР (например, см. кривые 2 и 5, 3 и 6). Максимальный КПД с нулевым пьедесталом без ошибок составляет 83 %. При флуктуациях ( $\alpha_{\Sigma} = 0,1$ ;  $c_0 = 1$ ) КПД падает на 3 %. Спадание АР приемной антенны приводит к уменьшению КПД по сравнению с КПД в случае спадаения поля передающей антенны при равномерном АР на передающей и приемной

антеннах. Так, для квадратичного АР на приемной и равномерного АР на передающей при дисперсии  $\alpha_{\Sigma} = 0,1$  КПД меньше на 1,2 % (кривые 5 и 8), а при  $\alpha_{\Sigma} = 0,2$  — на 2,5 % (кривые 6 и 9) по сравнению с КПД для квадратичного АР на передающей антенне и равномерного АР на приемной.

На рис. 4 показана зависимость значений числа Френеля  $c_{opt}$  (соответствующих максимуму КПД) от высоты пьедестала  $\Delta$  при различных способах возбуждения апертур. СПЭ менее чувствительна к месторасположению антенн (в смысле достижения максимального КПД) при разнотипных АР на приемной и передающей апертурах. Это позволяет при маневрировании космических аппаратов сохранять в допустимых пределах энергетические параметры СПЭ. Расположение точек с максимальным КПД не зависит от флуктуаций АФР при одно- и разнотипном возбуждении антенн СПЭ.

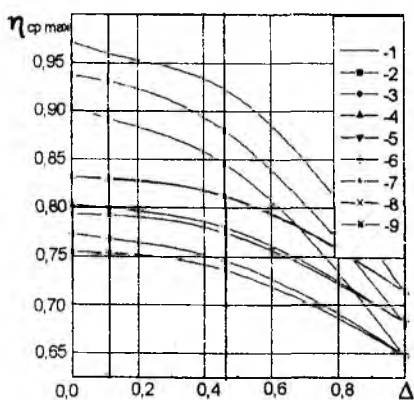


Рис. 3

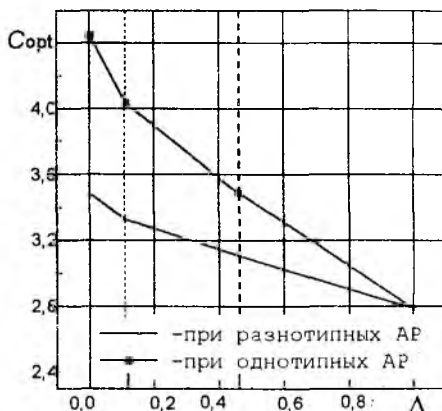
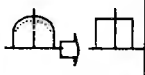



Рис. 4

Рассмотрим для спадающих АР ( $\Delta = 0$ ) влияние скорости спадания поля по апертуре на эффективность передачи энергии. В таблице приведены значения максимального КПД в зависимости от скорости спадания поля по апертуре при флуктуациях АР. В качестве исследуемых АР взяты квадратичное, треугольное  $(1 - r_{r,t}')$  и гауссовское  $(e^{-\sigma r_{r,t}'^2})$  с различными параметрами  $\sigma$ ; здесь  $r_{r,t}'$  — нормированный размер апертуры,  $0 \leq r_{r,t}' \leq 1$ .

При разнотипном возбуждении рассмотрены два случая: на передающей антенне изменяется скорость спадания поля с учетом флуктуаций при равномерном АР на приемной антенне и, наоборот, на передающей апертуре реализовано равномерное АР с ошибками при изменяющейся скорости спадания поля на приемной антенне. КПД стремится к 1, когда на приемной и передающей антеннах реализовано АР гауссовского типа ( $\sigma \rightarrow 7$ ).

С увеличением  $\sigma$  от 4 до 7 при наличии ошибок ( $\alpha_{\Sigma} = 0,2$ ,  $c_0 = 1$ ) КПД возрастает на 2,5 %, в то время как при меньшей суммарной дисперсии ( $\alpha_{\Sigma} = 0,1$ ,  $c_0 = 1$ ) он повышается лишь на 1,8 %, т.е. рост флуктуаций слабее влияет на уменьшение КПД для АР при  $\sigma \rightarrow 7$ . При разнотипном возбуждении антенн КПД слабо зависит от скорости спадания; при  $\sigma \rightarrow 7$  наблюдается некоторое его уменьшение. Изменение скорости спадания поля на приемной антенне сильнее влияет на снижение КПД при равномерном АР на передающей антенне с ошибками, что можно объяснить большим вкладом периферии передающей антенны в формировании поля в области приемной антенны.

АР на передающей и приемной антеннах		Определяемая величина	Дисперсия $\alpha_{\Sigma}$ при $c_0 = 1$	Тип АР				
				Квадратичное	Треугольное	Гауссовское		
						$\sigma = 4$	$\sigma = 6$	$\sigma = 7$
Однотипные		$\eta_{\text{ср max}}$	0	0,97	0,99	0,995	1,00	1,00
			0,1	0,94	0,96	0,97	0,98	0,99
			0,2	0,90	0,93	0,95	0,96	0,97
		$c_{\text{opt}}$	—	4,50	5,30	8,00	12,10	14,8
Разнотипные		$\eta_{\text{ср max}}$	0	0,83	0,84	0,82	0,81	0,81
			0,1	0,80	0,81	0,80	0,80	0,80
			0,2	0,77	0,78	0,78	0,78	0,78
		$\eta_{\text{ср max}}$	0	0,83	0,84	0,82	0,81	0,81
			0,1	0,79	0,78	0,78	0,78	0,78
			0,2	0,75	0,76	0,74	0,74	0,74
		$c_{\text{opt}}$	—	3,50	3,76	4,50	5,45	5,90

Однотипные гауссовские АР также более чувствительны к условиям взаимного расположения антенн СПЭ. Например, при более крутом спаде АР ( $\sigma \rightarrow 7$ ) на краю антенны  $c_{\text{opt}}$  возрастает до 15. При разнотипных АР такая зависимость меньше проявляется ( $c_{\text{opt}} = 3 \dots 6$ ).

На рис. 5 представлена зависимость КПД СПЭ от радиуса корреляции  $c_0$  для различных значений суммарной дисперсии  $\alpha_\Sigma$ : обе антенны имеют распределение вида  $\left[ (1-r_n^2) + 0,111 \right]$ , где  $r_n$  — нормированный радиус апертуры  $0 \leq r_n \leq 1$ . Влияние радиуса корреляции ошибок на КПД сильнее проявляется при  $c_0 \leq 1$ . При  $c_0 \rightarrow 0,5$  и  $\alpha_\Sigma = 0,3$  КПД уменьшается на 14 % по сравнению с КПД при  $c_0 \geq 3$ , когда зависимость растет слабо.

Рассмотрим зависимость КПД СПЭ от суммарной дисперсии  $\alpha_\Sigma$  (рис. 6) для различных значений радиуса корреляции  $c_0$ , когда обе антенны имеют гауссовское распределение вида  $e^{-\sigma r_n^2}$  с параметром  $\sigma = 4$  ( $r_n$  — нормированный размер апертуры,  $0 \leq r_n \leq 1$ ). Рост суммарной дисперсии ведет к линейному уменьшению КПД, особенно при малых радиусах корреляции  $c_0 = 0,1$ . Так, при увеличении суммарной дисперсии до  $\alpha_\Sigma = 0,3$  при  $c_0 = 0,1$  КПД падает на 25 %.

Далее рассмотрим зависимость КПД СПЭ от числа Френеля (рис. 7) при флуктуациях АФР ( $\alpha_\Sigma = 0,1$  для кривых 1, 3, 5, 7;  $\alpha_\Sigma = 0,2$  для остальных) и различных возбуждениях антенн. Кривые 1, 2 соответствуют АР вида  $\left[ (1-r_n^2) + 0,462 \right]$ ; кривые 3, 4 — АР вида  $\left[ 1-r_n^2 \right]$ ; кривые 5, 6 — АР вида  $(1-r_n)$ ; кривые 7, 8 — АР вида  $e^{-\sigma r_n^2}$  с параметром  $\sigma = 6$ , где  $r_n$  — нормированный размер апертуры  $0 \leq r_n \leq 1$ . Из показанных зависимостей видно, что для АР степенного типа максимумы КПД наблюдаются при малых значениях числа Френеля (кривые 1–6) и они ближе к дальней границе зоны Френеля  $\frac{L}{L_{FZ}} = \frac{0,785}{c}$ . Здесь  $L_{FZ} = \frac{2D^2}{\lambda}$  — граница дальней зоны;  $D$  — максимальный линейный размер излучающей апертуры. Несмотря на то что характер зависимостей, представленных на рис. 2,7, сходный, следует указать, что наиболее приемлемым для обеспечения максимального КПД передачи является гауссовское АР (кривые 7–8, рис. 7), реализуемое как на приемной, так и на передающей апертурах. Средний КПД  $\eta_{cp} \geq 0,8$  сохраняется в более широком интервале значений числа Френеля  $c$ , чем при других АР. В случае повышения общего КПД СПЭ нужно при спадающем АР на передающей антенне (с учетом флуктуаций)

на приемной рассматривать АР, имеющее пьедестал. Средний КПД при этом составляет 70...80 %, что соответствует реальной СПЭ [3].

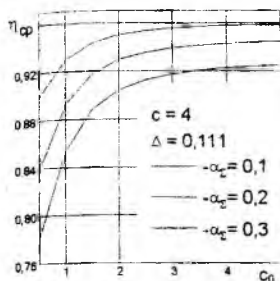


Рис. 5

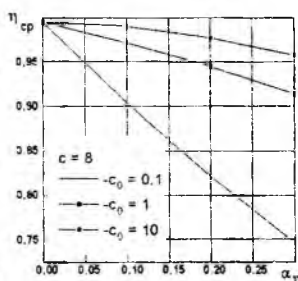


Рис. 6

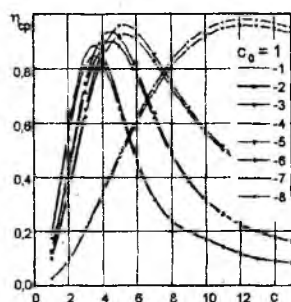


Рис. 7

**Выводы.** Анализ приведенных результатов позволил выявить основные зависимости в изменении среднего КПД от изменения параметров флуктуаций, расстояния между ними, а также различных видов АФР. Наличие флуктуаций поля по апертуре передающей антенны не меняет характера зависимости среднего КПД от числа Френеля  $c$ .

Однако появление флуктуаций приводит к уменьшению потенциально возможного среднего КПД.

Предпочтительными являются спадающие АФР, в общем случае разнотипные, например гауссовского типа. КПД передачи при этом имеет заданные допустимые значения в более широком интервале значений  $c$ . Разнотипные АР менее чувствительны к условиям взаимного расположения антенн СПЭ.

**Список литературы:** 1. Shifrin J.S., Shokalo V.M., Rybalko A.M. Efficiency of energy transmission systems with microwave beam // Proc. of 5th Intern. Symp. Recent Advances in Microwave Technology. Kiev, 1995. Vol. 1. P. 242 — 249. 2. Sherman J. Properties of focused apertures in the Fresnel region // IRE Trans. Antennas and Propagation. 1962, July. Vol. 10. P. 39 — 52. 3. Анализ и проектирование схем сбора мощности постоянного тока. Сообщение 2. Способы повышения КПД схемы сбора, основанный на выравнивании по апертуре ретенны распределения ЭДС или токов приемно-выпрямительных элементов / А.И. Лучанинов, В.М. Шокало, А.А. Щербина // Радиотехника. 1993. Вып. 97. С.73 — 78. 4. Шифрин Я.С. Вопросы статистической теории антенн. М.: Сов. радио, 1970. 384 с. 5. Kay A.F. Near field gain aperture antennas // IRE Trans. Antennas and Propagation. 1960, Nov. Vol. 8. P. 586 — 593. 6. Лебедев Н.Н. Специальные функции и их приложения. М.: Физматгиз, 1963. 358 с.

Харьковский государственный технический университет радиозлектроники

Поступила в редколлегию 25.06.98

## МОДЕЛЬ ВОЗДЕЙСТВИЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ИЗЛУЧЕНИЯ НА ЭЛЕМЕНТНУЮ БАЗУ РЭА

Исследования физики процессов, возникающих в структуре элементов и компонентов РЭА в условиях воздействия электромагнитного излучения показывают, что импульсные электромагнитные поля способны инициировать в элементах деградационные эффекты даже при относительно низких энергетических характеристиках излучения.

Электромагнитное излучение существенно влияет на функционирование радиоэлектронных средств, являясь в ряде случаев основным фактором, определяющим работоспособность РЭА и средств вычислительной техники. Анализу эффектов в РЭА и средствах вычислительной техники посвящена значительная библиография [1—7], в которой рассмотрены процессы дефектообразования в радиоэлектронных средствах при воздействии как непрерывных, так и импульсных излучений. Наименее освещенными остаются эффекты при импульсных воздействиях ультракороткой длительности узкополосного СВЧ-излучения и квазивидеоимпульсного сверхширокополосного излучения.

В проблеме анализа деградационных эффектов в РЭА, ее элементах и компонентах можно выделить два аспекта.

Согласно первому из них — электродинамическому — рассматривается взаимодействие объекта с электромагнитным полем, которое характеризуется определенными амплитудно-временными параметрами: мощностью, напряженностью электрического и магнитного полей, длиной волны, длительностью в случае импульсного излучения, спектральным распределением мощности либо интенсивности излучения и т.п. При этом объект характеризуется геометрическими параметрами (размеры, конфигурация, ориентация относительно векторов электрического и магнитного полей) и электродинамическими (диэлектрическая и магнитная проницаемости и проводимость материалов, из которых изготовлен объект).

Второй аспект — материаловедческий — заключается в получении ответа на вопрос: какова будет реакция объекта на воздействие определенных сил токов и напряжений? Так, при тепловом механизме деградации, который положен в основу большинства моделей деградационных эффектов в элементах РЭА, анализ процесса диссипации энергии в объекте проводится с помощью решения уравнения теплопроводности [1; 2; 6]. Краевые и начальные условия задаются структурой объекта, теплофизическими характеристиками материалов, из которых он изготовлен, и условиями его эксплуатации.

Критериальными параметрами воздействия являются величины напряженности электрического поля либо плотность потока мощности падающей электромагнитной волны в точке расположения объекта. В результате электромагнитного воздействия в объектах индуцируются токи и напряжения и выделяется энергия; ее уровень может превышать критические значения  $I_{кр}$ ,  $U_{кр}$ ,  $W_{кр}$ , при которых нарушается функционирование РЭА. Значениям  $I_{кр}$ ,  $U_{кр}$ ,  $W_{кр}$  ставятся в соответствие критические значения напряженности поля  $E_{кр}$  и плотности потока мощности  $P_{кр}$ . Теоретический анализ реакции элементов РЭА на воздействие электромагнитного поля заключается в установлении зависимости между величинами  $I_{кр}$ ,  $U_{кр}$ ,  $W_{кр}$  и  $E_{кр}$ ,  $P_{кр}$ .

Рассмотрим ситуацию, когда объектом служит элементная база РЭА (полупроводниковая ИС), характеризующаяся наибольшей восприимчивостью к воздействию электромагнитных полей [2—4]. Схема падения электромагнитной волны с произвольно ориентированными компонентами векторов  $E$  и  $H$  относительно выводов ИС в планарном корпусе показана на рис. 1. Процесс взаимодействия поля с объектом описывается с помощью дипольного приближения, в соответствии с которым геометрические элементы объекта представляются элементарными антеннами, нагруженными на элементы его внутренней структуры. Длина элементарных антенн — выводов ИС равна  $l$ .

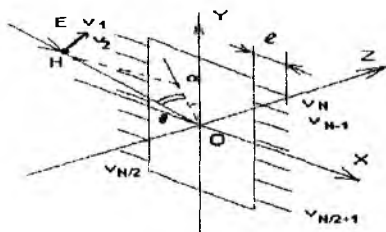


Рис. 1

Эквивалентная схема внутренней структуры ИС дана на рис. 2. Токи  $I_{ij}$  в элементах схемы рис. 2 можно определить одним из обобщенных методов (например, методом узловых напряжений):

$$I_{ij} = U_{ij} Y_{ij} . \quad (1)$$

Здесь  $U_{ij}$  — напряжение между узлами  $i$  и  $j$ ;  $Y_{ij}$  — проводимость элементов электрической цепи, связывающей эти узлы. Напряжение рассчитывается по формуле

$$U_{ij} = \frac{1}{\Delta} \sum_{k=1}^N \Delta_{ik} I_{ik}, \quad (2)$$

где  $\Delta$  — определитель приведенной ниже матрицы (3), составленной из проводимостей элементов схемы ИС. При составлении определителя следует учесть, что  $Y_{ij} \neq Y_{ji}$ , т.е. элементы схемы не являются обратимыми.

Величины  $\Delta_{ik}$  представляют собой алгебраические дополнения элементов  $Y_{ik}$ . Задающие силы токов в элементарных диполях-выводах ИС образуют матрицу-столбец (4). Используемые матрицы имеют следующий вид:

$$\|Y\| = \begin{vmatrix} Y_{11} & Y_{12} & \dots & Y_{1N} \\ Y_{21} & Y_{22} & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ Y_{N1} & 0 & \dots & Y_{NN} \end{vmatrix} \quad (3);$$

$$\|I\| = \begin{vmatrix} I_1 \\ \dots \\ I_N \end{vmatrix} \quad (4).$$

Временная зависимость ЭДС на зажимах элементарного диполя при  $\theta = \pi/2$ ,  $\alpha = 0$  находится как  $e(t) = I_d E$ , где  $I_d$  — действующая длина диполя,  $E$  — мгновенное значение напряженности электрического поля.

Расчет параметров определителя для ИС средней и большой степени интеграции, содержащих  $10^3 \dots 10^5$  элементов на кристалле, представляет собой сложную задачу, поскольку цепь, соединяющая  $i$ -й и  $j$ -й выводы, может содержать большое число элементов.

Для построения адекватной упрощенной эквивалентной схемы ИС воспользуемся результатами экспериментальных исследований воздействия импульсного СВЧ-излучения на элементную базу РЭА [4]. В соответствии с закономерностью локализации деградационных эффектов по периферии поверхности кристаллов полупроводниковых ИС [4; 5] эквивалентную схему ИС можно представить в виде рис. 3.

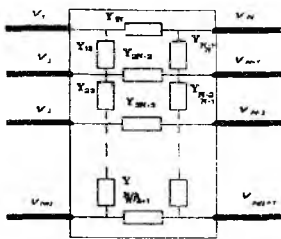


Рис. 2

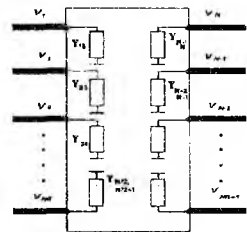


Рис. 3

Матрица проводимостей теперь превращается в диагональную:

$$\|Y\| = \begin{vmatrix} Y_{11} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & Y_{22}^0 & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & \dots & Y_{NN} \end{vmatrix} \quad (5)$$

Она содержит только параметры элементов, расположенных по периферии кристалла ИС, в зоне III, причем каждый из элементов соединен с соответствующим выводом ИС.

Отметим, что характерным значением для проводимостей  $Y_{ii}$  являются параметры электропрочности соответствующих элементов (например, межслойной изоляции либо  $p-n$ -перехода). Символом  $Y_{kk}^0$  в матрице (5) обозначена проводимость элемента, характеризующегося минимальным порогом деградации при воздействии электромагнитного излучения.

Таким образом, сравнив рис. 2 и 3 и матрицы (4) и (5), можно утверждать, что анализ деградационных эффектов в полупроводниковых ИС значительно упрощается, даже в случае использования БИС. Упрощение обусловлено тем, что в выражениях для критических значений напряженности электрического поля и мощности повреждений учитываются только параметры периферийных элементов т.е. число элементов при расчете  $E_{кр}$  становится равным числу выводов корпуса ИС.

**Список литературы:** 1. Рикетс Л.У., Бриджес Д.Э., Майлетта Дж. Электромагнитный импульс и методы защиты: Пер. с англ. М.: Атомиздат, 1979. 328 с. 2. Мырова Л.О., Чепиженко А.З. Обеспечение стойкости аппаратуры связи к ионизирующим и электромагнитным излучениям. М.: Радио и связь, 1988. 296 с. 3. Воздействие электромагнитных СВЧ-импульсов на структуру примесных неоднородностей в кристаллах кремния и характеристики полупроводниковых приборов / Д.Е. Абдурахимов, П.Н. Бочикашвили, В.Л. Верещагин и др. // Микроэлектроника. 1992. Т. 21, вып. 1. С. 82 — 89. 4. Генерирование мощных СВЧ-импульсов ультракороткой длительности и их воздействие на изделия электронной техники / С.Б. Блудов, Н.П. Гадецкий, К.А. Кравцов и др. // Физика плазмы. 1994. Т. 20, № 7—8. С. 712 — 717. 5. Исследование физических механизмов деградации изделий электронной техники в мощных электромагнитных полях / И.И. Магда, Н.П. Гадецкий, К.А. Кравцов и др. // Материалы 3-й Крым. конф. «СВЧ-техника и спутниковый прием». Севастополь, 1993. С. 523 — 526. 6. Wunsch D.S., Bell R.R. Determination of threshold failure level of semiconductors diodes and transistors due to pulse voltage // IEEE Trans. on Nuclear Sci. 1968. Vol. NS-15, N 6. P. 244 — 259. 7. Antinone R.J. How to prevent circuit zapping // IEEE Spectrum. 1987. Vol. 4, N 24. P. 34 — 38.

Харьковский государственный технический  
университет радиозлектроники

Поступила в редколлегию 15.06.98

# ХАРЬКОВСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ ТЕХНИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ КАК КООРДИНАЦИОННЫЙ ЦЕНТР УКРАИНСКОЙ НАУКИ В ОБЛАСТИ ТЕОРИИ И ТЕХНИКИ АНТЕНН

С начала 90-х гг. Харьковский государственный технический университет радиоэлектроники стал центром-координатором украинской науки в области теории и техники антенн. В 1993 г. на базе ХТУРЭ была создана Украинская национальная ассоциация "Антенны" (НАА), объединившая специалистов-антенщиков более чем 60 организаций (вузов, НИИ, предприятий) из 16 регионов Украины. Создание НАА стимулировалось становлением Украины как самостоятельного государства.

Основные цели НАА: установление прямых связей между антенщиками Украины, обмен опытом и информацией о проводимых ими работах, выяснение потенциала Украины в данной области, организация взаимопомощи специалистов. Важными целями ассоциации являются также восстановление разорванных научных связей между антенщиками стран СНГ и интеграция украинской науки в мировую в области прикладной электродинамики.

В составе НАА имеется 10 секций, которыми охватываются следующие направления: 1. Общая теория антенн. 2. Остро направленные антенны. 3. Слабонаправленные антенны. 4. Связные, вещательные, телевизионные антенны. 5. Антенные укрытия, обтекатели, поглощающие материалы. 6. Антенные измерения. 7. Элементы высокочастотных трактов. 8. Применение СВЧ-технологий в народном хозяйстве. 9. Вычислительная электродинамика. 10. Вопросы подготовки специалистов в области антенн и СВЧ-трактов, включая внедрение ЭВМ в учебный процесс.

Важнейшими результатами деятельности НАА за прошедшие годы явились многочисленные семинары (workshop) по актуальным вопросам теории и техники антенн. Перечислим некоторые из них:

- "Радиофизика и антенны" (Харьков, 1993 г.);
- "Научно-технический и производственный потенциал Украины в области зеркальных антенн" (Харьков, 1993 г.);
- "Состояние теории и практики связных, телевизионных (наземных и спутниковых), вещательных антенн в Украине" (Харьков, 1994 г.);
- "Состояние теории и техники антенных измерений в Украине" (Харьков, 1994 г.);
- "Антенные укрытия и обтекатели, радиопоглощающие материалы" (Киев, 1995 г.);

— "Приложение СВЧ-технологий в народном хозяйстве" (совместный российско-украинский семинар, Казань, 1995 г.);

— "Миллиметровые и оптические антенны" (Харьков, 1996 г.).

Всего в 1993 — 1998 гг. было проведено свыше 10 весьма представительных семинаров с числом участников на каждом около 60–80 чел. (из них обычно 30–40 докторов наук).

Кроме того, проведены две крупные международные конференции по теории и технике антенн: МКТТА-95 (Харьков) и МКТТА-97 (Киев). Тезисы МКТТА-95 были изданы на русском и английском языках. Лучшие доклады этой конференции опубликованы в двух специальных выпусках журнала "Известия вузов. Радиоэлектроника" (1996 г., т. 39, № 9, 10). Особо следует отметить конференцию 1997 г., на которой с заказными докладами, помимо ученых Украины, выступали крупные ученые из России, США, Германии, Польши. Доклады, представленные на эту конференцию, опубликованы в "Трудах МКТТА-97", изданных на английском языке.

При организации семинаров и конференций широко привлекались спонсоры, что позволило оказать существенную финансовую поддержку приглашенным докладчикам и молодым ученым из разных регионов Украины.

Семинары и конференции дали возможность специалистам-антенщикам обменяться информацией в области теории и практики построения антенн разных типов, выявить научный и производственный потенциал Украины по ряду важных направлений, восстановить в определенной мере научные связи Украины с другими странами СНГ. Специалисты-антенщики Украины участвовали в конференциях, проводимых в России, и наоборот. Однако экономические трудности, существующие в странах СНГ, заметно ограничивают возможности взаимных контактов.

Особо следует отметить работу НАА по налаживанию и укреплению научных связей с дальним зарубежьем, по интеграции украинской науки в мировую. Масштаб этой работы и ее эффективность резко возросли благодаря созданию в 1995 г. (также на базе ХТУРЭ) Восточно-Украинского отделения Международного общества радиоинженеров (В.-У.-отд. IEEE). Вначале В.-У.-отд. IEEE являлось частью общества "Антенны и распространение радиоволн" (AP-S IEEE). В дальнейшем оно существенно расширилось. Рамки его вышли далеко за пределы области теории и техники антенн. В настоящее время В.-У.-отд. является наиболее крупным в СНГ (насчитывает свыше 60 чел.). Оно охватывает шесть направлений радиоэлектроники:

- антенны и распространение радиоволн (AP);
- микроволновая техника и технология (МТТ);
- электронные устройства (ED);

- аэрокосмические и электронные системы (AES);
- лазеры и электронная оптика (LEO);
- геофизика и дистанционное зондирование (GRS).

Соответственно расширилась и тематика семинаров. Так, в 1997 г. был проведен весьма интересный семинар по вакуумной электронике (руководитель — проф. Г.И. Чурюмов).

На протяжении ряда лет в ХТУРЭ работает организованный кафедрой физики ХТУРЭ совместно с В.-У.-отд. IEEE ежемесячный семинар "Интегральные уравнения макроскопической электродинамики". В последнее время к нему добавился еще один (также ежемесячный) семинар "Физика и медицина". Обои семинарами руководит вице-президент В.-У.-отд. IEEE проф. Н.А. Хижняк (ученый секретарь семинаров — доц. А.И. Козар).

В 1998 г. НАА и В.-У.-отд. IEEE принимали активное участие в подготовке и проведении в Харькове двух крупных международных конференций — по математическим методам в электродинамике (председатель — проф. Э.И. Велиев, заместитель председателя — проф. А.И. Носич) и по миллиметровым и субмиллиметровым волнам (председатель — проф. В.М. Яковенко). Следует отметить, что обе эти конференции, равно как и антенная конференция МТТА-97, по их организации и проведению были вполне на уровне "мировых стандартов".

Соответствующие объявления были заблаговременно даны в зарубежных журналах. Там же позднее были опубликованы и подробные сообщения об итогах этих конференций, подготовленные зарубежными участниками. Несмотря на экономические трудности, должным образом были осуществлены социальные мероприятия и культурная программа для участников.

В настоящее время начата работа по подготовке III Международной конференции по теории и технике антенн (МКТТА-99), которая будет проходить в 1999 г. в Севастополе. На 1999 г. планируется также однодневный научно-технический семинар "Моделирование лазерных и волоконно-оптических систем".

Создание В.-У.-отд. IEEE позволило существенно расширить наши международные связи, способствовало получению поддержки наших семинаров и конференций со стороны IEEE, привлечению на них зарубежных ученых, созданию возможности для поездки украинских ученых на международные конференции и разные мероприятия под эгидой IEEE. Так, в 1997 г. на заседании-семинаре общества МТТ в Праге присутствовал проф. А.А. Кириленко, в 1998 г. на аналогичных семинарах обществ ED в Амстердаме и LEO в Мадриде присутствовали проф. Г.И. Чурюмов и доц.

И.А. Сухоиванов соответственно. Все эти поездки профинансированы IEEE.

Нельзя не отметить и ряд факторов, свидетельствующих о возрастающем международном признании заслуг ряда ученых Украины и деятельности В.-У.-отд. IEEE. Проф. Я.С. Шифрин избран Почетным членом IEEE (Fellow IEEE). Ряд членов этого отделения избраны Senior Member IEEE (профессора А.И. Носич, Ф.И. Яновский, Е.М. Кулешов, ст. науч. сотр. С.Н. Воробьев). Ст. науч. сотр. Е. Д. Виноградова в 1997 г. и проф. Я.С. Шифрин в 1998 г. удостоены награды "Raj Mittra Travel Grant" для молодых ученых и старших исследователей соответственно.

По итогам деятельности за 1996/1997 гг. В.-У.-отд. IEEE по направлению AES признано лучшим в мире и награждено соответствующей Памятной доской.

Создание В.-У.-отд. IEEE способствовало также решению важнейшей задачи обеспечения ученых Украины "валютными" научными журналами, т.е. ослаблению чрезвычайно опасного для развития науки информационного голода. Воспользовавшись правом членов IEEE на льготную подписку, в НАА удалось создать хороший фонд зарубежной периодической литературы, которым широко пользуются научные работники и аспиранты ряда вузов и организаций Украины. В настоящее время, благодаря финансовой поддержке ректората ХТУРЭ, сделан следующий важнейший шаг — начато создание достаточно значительного университетского фонда "валютных" научных журналов.

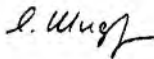
Важным аспектом деятельности НАА является участие в решении вопросов вузовского образования — совершенствовании подготовки специалистов в области прикладной электродинамики, включая внедрение ЭВМ в учебный процесс (направление работы 10-й секции НАА). За последние годы эти вопросы активно обсуждались на двух заседаниях НАА, а также в рамках "круглого стола", проведенного во время III Международной антенной конференции. Особую тревогу у членов НАА вызвала связанная с переходом на двухступенчатую систему образования опасность дефундаментализации вузовского образования, в частности в электродинамической подготовке студентов.

Эти опасения были изложены нами в докладной записке на имя Министра образования Украины, который передал ее на рассмотрение Методической комиссии Министерства. В конечном счете удалось заметно скорректировать учебные планы подготовки радиоспециалистов в университетах и технических вузах Украины в направлении усиления электродинамической подготовки.

В целом прошедшие пять лет полностью подтвердили целесообразность создания НАА и В.-У.-отд. IEEE, несомненную полезность их функционирования. За эти годы, как видно из изложенного выше, проведена большая многоплановая работа по координации и подъему научного уровня украинской науки в области прикладной электродинамики, повышению ее международного авторитета. Вся эта работа выполнена благодаря бескорыстной активной деятельности многих ученых Харькова, Киева, Одессы и других городов и регионов Украины. Особо необходимо отметить вклад, внесенный в работу НАА и В.-У.-отд. IEEE проф. А.И. Носичем, организатором В.-У.-отд. IEEE, проф. Н.А. Хижняком — вице-президентом этого отделения и Н.Г. Максимовой — многолетним научным секретарем НАА и В.-У.-отд. IEEE. Успешная деятельность НАА и В.-У.-отд. IEEE оказалась возможной в значительной мере также благодаря помощи руководства ХТУРЭ, поддержке IEEE и ряда спонсоров.

Сейчас Украина переживает трудные времена. В этот период особенно важно не растерять научный потенциал Украины, поскольку именно от него во многом зависит ее будущее. Уверен, что совместные усилия энтузиастов разных поколений позволят и в будущем обеспечивать эффективное функционирование ассоциации "Антенны" и Восточно-Украинского отделения IEEE.

Президент Украинской  
национальной ассоциации "Антенны",  
президент Восточно-Украинского  
отделения Международного  
общества радиоинженеров,  
почетный член IEEE,  
д-р техн. наук проф.



Я.С. Шифрин

## БЫСТРЫЙ ОБОБЩЕННЫЙ АЛГОРИТМ MINIMUM-NORM\*

Задача оценки угловых координат источников излучения (перезлучения) является одной из основных задач, связанных с обработкой сигналов в антенных решетках (АР). Особое место в последнее время уделяется методам решения такой задачи, известным как собственноструктурные (СС) методы. При высокой точности оценок измерений данные методы позволяют осуществлять сверхразрешение (угловое разрешение превышает рэлеевский предел). Очевидная возможность понижения порога разрешения СС методов (отношения сигнал-шум, при котором еще происходит разрешение источников) привлекает значительное внимание специалистов в этой области. Поэтому особый интерес представляет изложенная в [1] стратегия совместного оценивания (ССО), заключающаяся в одновременном вычислении по одним и тем же выборкам данных нескольких СС методов. Однако реализация представленного в [1] варианта ССО затруднена требованием (как и всех СС методов)  $O(M^3)$ , где  $M$  — число антенных элементов, операций умножения для разложения ковариационной матрицы (КМ) АР по собственным значениям (СЗ) и векторам (СВ).

В связи с этим представляет интерес расширить предложенный в [2] быстрый алгоритм Minimum-Norm (MN) для случая обобщенного MN, используемого в качестве базового алгоритма в ССО из [1]. Указанная реализация алгоритма MN не использует разложения КМ АР по СЗ и СВ и требует значительно меньшего объема вычислений, чем исходный алгоритм MN.

Рассмотрим линейную АР, состоящую из  $M$  идентичных излучателей. Каждый из излучателей возбуждается узкополосными сигналами, создаваемыми  $V$  дискретными источниками, расположенными в дальней зоне антенны. Тепловые шумы в трактах обработки считаются статистически независимыми между собой и сигналами. Измерению подлежат направления прихода (НП) радиоволн. Модель данных детально рассмотрена в [1,2] и поэтому приведем только величины, необходимые для дальнейшего изложения материала. Определим КМ АР в виде

$$R = A(\theta) \cdot \hat{S} \cdot A^H(\theta) + \sigma^2 I, \quad (1)$$

\* Статья публикуется в авторской редакции.

где  $\mathbf{A}(\theta) = [\mathbf{a}(\theta_1), \dots, \mathbf{a}(\theta_V)]$  — матрица размера  $M \times V$ , состоящая из  $V$  столбцов  $\mathbf{a}(\theta)$ , соответствующих  $(V \times 1)$  — вектору НП где  $\theta = [\theta_1, \dots, \theta_V]^T$ ,  $(\cdot)^T$  — означает операцию транспонирования,  $\mathbf{a}(\theta)$  — управляющий вектор AP [1; 3];  $\mathbf{S}$  —  $V \times V$  КМ сигналов;  $\sigma^2$  — дисперсия белого шума в каналах решетки.

Состоятельные оценки СЗ и СВ могут быть получены посредством разложения по СЗ и СВ выборочной КМ AP

$$\hat{\mathbf{R}} = \hat{\mathbf{E}}_s \hat{\Lambda}_s \hat{\mathbf{E}}_s^H + \hat{\mathbf{E}}_n \hat{\Lambda}_n \hat{\mathbf{E}}_n^H, \quad (2)$$

где  $\hat{\Lambda}_s$  и  $\hat{\Lambda}_n$  диагональные матрицы размеров  $\hat{V} \times \hat{V}$  и  $(M - \hat{V}) \times (M - \hat{V})$  содержат  $\hat{V}$  и  $M - \hat{V}$  СЗ подпространства сигналов (ППС) и подпространства шума (ППШ) соответственно. Например, СЗ ППС могут быть представлены в порядке уменьшения в виде  $\lambda_1 \geq \lambda_2 \geq \dots \geq \lambda_{\hat{V}}$ . Столбцы  $M \times \hat{V}$  матрицы  $\hat{\mathbf{E}}_s$  и  $M \times (M - \hat{V})$  матрицы  $\hat{\mathbf{E}}_n$  содержат соответствующие СВ, а  $\hat{V}$  является любой состоятельной оценкой числа источников излучения. По аналогии с допущением в [1,2] предполагаем, что  $\hat{V}$  известно.

Оценки НП для обобщенного алгоритма MN (OAMN) определяются как аргументы  $\hat{V}$  наибольших всплесков пространственного спектра (ПС) [1]

$$P_{MN,i}(\theta) = \left| \mathbf{a}^H(\theta) \cdot \hat{\mathbf{E}}_n \cdot \hat{\mathbf{E}}_n^H \cdot \mathbf{u}_i \right|^2, \quad i = 1, \dots, M \quad (3)$$

Здесь  $\mathbf{u}_i$  —  $M \times 1$  вектор с единицей на  $i$ -й позиции и нулями на остальных.

Покажем, каким образом можно получить быстрый OAMN (без разложения КМ AP по СЗ и СВ). В работе [2] при выводе основных соотношений была использована теорема Кэли — Гамильтона [4], согласно которой квадратная матрица  $\hat{\mathbf{R}}$  удовлетворяет своему характеристическому полиному. Таким образом, матрица  $\hat{\mathbf{R}}^l$  выражается в виде линейной комбинации матриц  $\mathbf{I}, \hat{\mathbf{R}}, \dots, \hat{\mathbf{R}}^{l-1}$ . Следовательно, матрица  $\hat{\mathbf{R}}^{l+j}$  ( $j$  — любое целое положительное число) и многочлен от матрицы  $\hat{\mathbf{R}}$  степени выше  $l$  могут быть сведены к многочлену от матрицы  $\hat{\mathbf{R}}$  степени не выше  $l-1$ . Если число источников  $\hat{V}$  меньше  $M$ , тогда кратность минимального СЗ КМ  $\hat{\mathbf{R}}$  равна  $M - \hat{V}$ . В данном случае из ряда матриц  $\mathbf{I}, \hat{\mathbf{R}}, \dots, \hat{\mathbf{R}}^{l-1}$  неза-

висимы лишь матрицы  $\mathbf{I}, \hat{\mathbf{R}}, \dots, \hat{\mathbf{R}}^{\hat{V}}$ , которые образуют  $(\hat{V} + 1)$ -мерный «базис» [2] (здесь использованы кавычки, так как имеется в виду множество линейно независимых векторов, а не матриц). Поэтому можно показать [2], что для произвольной степени  $l > \hat{V}$  и произвольного  $M \times l$  вектора  $\mathbf{d}$  существует следующее разложение по базису вектора  $\hat{\mathbf{R}}^l \cdot \mathbf{d}$

$$\hat{\mathbf{R}}^l \cdot \mathbf{d} = p_0^{(l)} \cdot \mathbf{d} + p_1^{(l)} \cdot \hat{\mathbf{R}} \cdot \mathbf{d} + \dots + p_{\hat{V}}^{(l)} \cdot \hat{\mathbf{R}}^{\hat{V}} \cdot \mathbf{d}, \quad (4)$$

где  $p_0^{(l)}, p_1^{(l)}, \dots, p_{\hat{V}}^{(l)}$  — коэффициенты разложения для степени  $l$ . Если  $\lambda_{\text{пор}}$  — порог между СЗ ППС и СЗ ППШ [2], т.е.  $\lambda_{\hat{V}+l} < \lambda_{\text{пор}} < \lambda_{\hat{V}}$ , тогда

$$\lim_{l \rightarrow \infty} (P_l(\theta)) = P_{MN}(\theta), \quad (5)$$

где

$$P_l(\theta) = \left| \mathbf{a}^H(\theta) \cdot ((\hat{\mathbf{R}} / \lambda_{\text{пор}})^l + \mathbf{I})^{-1} \cdot \mathbf{u}_1 \right|^2. \quad (6)$$

Для случая ОАМН в правую часть (5) вместо  $P_{MN}(\theta)$  необходимо подставить  $P_{MN,i}(\theta)$ , а в (6)  $\mathbf{u}_i$  вместо  $\mathbf{u}_1$ . Таким образом, функция  $P_l(\theta)$  для любого значения  $l$  является приближенным представлением  $P_{MN,i}(\theta)$ . Различие между этими функциями уменьшается по мере увеличения  $l$ . Получим выражение для быстрого ОАМН, используя  $P_l(\theta)$ .

Проблема заключается в вычислении вектора  $\mathbf{r}_i = ((\hat{\mathbf{R}} / \lambda_{\text{пор}})^l + \mathbf{I})^{-1} \cdot \mathbf{u}_i$  без обращения  $M \times M$  матрицы  $((\hat{\mathbf{R}} / \lambda_{\text{пор}})^l + \mathbf{I})$ . Используя (4), представим вектор  $\hat{\mathbf{R}}^{\hat{V}+1} \cdot \mathbf{u}_i$  в виде вектора  $\mathbf{T}_i \cdot \mathbf{p}_i$ , где  $(M \times \hat{V} + 1)$ -матрица

$$\mathbf{T}_i = [\mathbf{u}_i, \hat{\mathbf{R}} \cdot \mathbf{u}_i, \dots, \hat{\mathbf{R}}^{\hat{V}} \cdot \mathbf{u}_i], \quad (7)$$

$\mathbf{p}_i = [p_0^i, p_1^i, \dots, p_{\hat{V}}^i]$  —  $\hat{V} + 1 \times 1$  вектор коэффициентов разложения для степени  $\hat{V} + 1$ . Во избежание недоразумения отметим, что для вектора  $\mathbf{p}_i$  верхний индекс при его элементах указывает на принадлежность данному вектору. Таким образом,  $M \times \hat{V} + 1$  матрица  $\hat{\mathbf{R}} \cdot \mathbf{T}_i$  может быть выражена в виде

$$\hat{\mathbf{R}} \cdot \mathbf{T}_i = [\hat{\mathbf{R}} \cdot \mathbf{u}_i, \hat{\mathbf{R}}^2 \cdot \mathbf{u}_i, \dots, \hat{\mathbf{R}}^{\hat{V}+1} \cdot \mathbf{u}_i]. \quad (8)$$

Кроме того, из структуры матрицы  $\mathbf{T}_i$  следует, что

$$\mathbf{u}_i = \mathbf{T}_i \cdot \mathbf{g}_1, \quad (9)$$

где  $\mathbf{g}_1$  — первый столбец  $\hat{V}+1 \times \hat{V}+1$  — единичной матрицы. Решением задачи минимизации евклидовой длины вектора  $\hat{\mathbf{R}}^{\hat{V}+1} \cdot \mathbf{u}_i - \mathbf{T}_i \cdot \mathbf{p}_i$  методом наименьших квадратов является вектор

$$\hat{\mathbf{p}}_i = \mathbf{T}_i^\# \cdot \hat{\mathbf{R}}^{\hat{V}+1} \cdot \mathbf{u}_i, \quad (10)$$

где символ # означает псевдообращение по Муру — Пенроузу [4]. Далее, по аналогии с приведенными выше рассуждениями, представим вектор  $\mathbf{r}_i$  в виде

$$\mathbf{r}_i = \mathbf{T}_i \cdot \mathbf{f}_i. \quad (11)$$

Результатом решения линейного матричного уравнения (11) будет вектор  $\mathbf{f}_i$  размерности  $\hat{V}+1 \times 1$ . Как отмечено ранее, вектор  $\hat{\mathbf{R}}^{\hat{V}+1} \cdot \mathbf{u}_i$  можно представить вектором  $\mathbf{T}_i \cdot \mathbf{p}_i$ , в результате чего (8) преобразуется:

$$\hat{\mathbf{R}} \cdot \mathbf{T}_i = [\hat{\mathbf{R}} \cdot \mathbf{u}_i, \dots, \mathbf{T}_i \cdot \hat{\mathbf{p}}_i] \cong \mathbf{T}_i \cdot \mathbf{G}_i, \quad (12)$$

где  $\mathbf{G}_i$  —  $(\hat{V}+1 \times \hat{V}+1)$  матрица Фробениуса [4], вид которой для частного случая  $i=1$  дан в [2]. Из (12) следует, что

$$\hat{\mathbf{R}}^l \cdot \mathbf{T}_i \cong \mathbf{T}_i \cdot \mathbf{G}_i^l. \quad (13)$$

Согласно (9) и (13) получим

$$\mathbf{f}_i = ((\mathbf{G}_i / \lambda_{\text{пор}})^l + \mathbf{I})^{-1} \cdot \mathbf{g}_1, \quad (14)$$

где  $\mathbf{I}$  — единичная матрица размером  $(\hat{V}+1) \times (\hat{V}+1)$ . Таким образом результирующее выражение для быстрого OAMN может быть дано в виде

$$P_{MN,i}(\theta) = \left| \mathbf{a}^H(\theta) \cdot \mathbf{T}_i \cdot \mathbf{f}_i \right|^2. \quad (15)$$

Вычисление быстрого OAMN осуществляется согласно такой последовательности шагов, для  $i$ -го OAMN:

1. Вычислить вектора  $\mathbf{u}_i, \hat{\mathbf{R}} \cdot \mathbf{u}_i, \dots, \hat{\mathbf{R}}^{\hat{V}+1} \cdot \mathbf{u}_i$ , сформировать матрицу  $\mathbf{T}_i$ .
2. Вычислить вектор  $\mathbf{p}_i$  согласно (10).
3. Задать значение  $l$ .
4. Вычислить вектор  $\mathbf{f}_i$  для текущего значения  $l$  по формуле (14).
5. Вычислить приближенный ПС согласно (15).
6. Сравнить спектры, соответствующие текущему и предыдущему значениям параметра  $l$ . Если спектры существенно отличаются, тогда

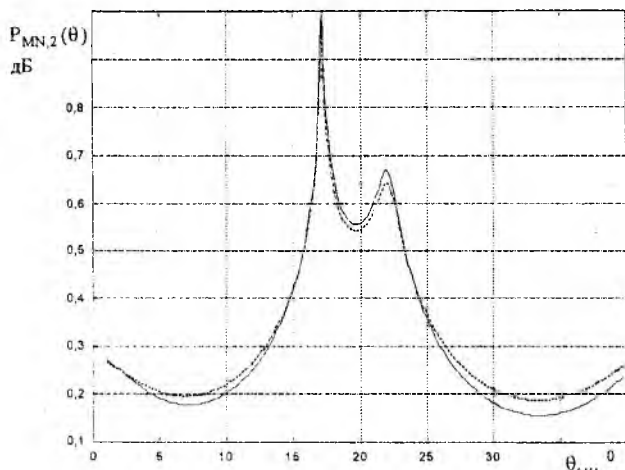
увеличить  $l$  и вернуться на шаг 4. В противном случае выполнить переход на шаг 7.

7. Осуществить останов.

Отметим, что пороговое СЗ  $\lambda_{\text{пор}}$  может быть рассчитано, например, на основании выборок данных, полученных в отсутствие сигналов.

Для исследования точностных характеристик предложенного быстрого ОАМН было проведено имитационное моделирование. В качестве модели была выбрана десятиэлементная  $M = 10$  линейная эквидистантная АР с межэлементным расстоянием  $\lambda/2$ , где  $\lambda$  — длина волны. Моделировался процесс разрешения для ОАМН (3) для ( $i = 2$ ) и его быстрой реализации (15) при приеме сигналов двух источников с  $\theta_1 = 18^\circ, \theta_2 = 22^\circ$ . Предполагалось, что они равной мощности, т.е.  $q_1 = q_2 = 6$  дБ. Кроме того предполагалось, что оценки числа источников и  $\lambda_{\text{пор}}$  являются корректными. Число временных выборок  $N = 100$ . На рисунке представлены нормированные ПС ОАМН (сплошная линия) и приближенный ПС, вычисленный согласно (15) при  $l = 4$  (пунктир). Как видно из рисунка, точность быстрого ОАМН высокая, так как истинный и приближенный пространственные спектры совпадают с высокой точностью. Результаты моделирования показывают: оптимальное значение параметра  $l$  находится в пределах  $3 \dots 10$ , что согласуется с [2]. При этом увеличение  $l$  ведет к проблеме численной устойчивости, поскольку матрица  $((\hat{\mathbf{R}}/\lambda_{\text{пор}})^l + \mathbf{I})$  становится близкой к сингулярной. К такой же проблеме приводит переоценка  $V$ , так как становится близкой к сингулярной матрица  $\mathbf{T}_i^H \cdot \mathbf{T}_i$ . Вместе с тем недооценка  $V$  (переоценка  $\lambda_{\text{пор}}$ ) вызывает неразрешение числа источников, равного разности между истинным значением  $V$  и оцененным (такая проблема является общей для СС методов). В случае  $V \ll M$  вычислительная сложность быстрого ( $i$ -го) ОАМН составляет  $O(V \cdot M^2)$  комплексных умножений. Таким образом она сравнима с вычислительной сложностью алгоритма быстрой декомпозиции подпространств [3], использующего алгоритм Ланцоша [3]. При реализации ССО в целом, т.е. при вычислении  $i = 1, \dots, M$  ОАМН, нет необходимости выполнять 1-й шаг вышеперечисленной последовательности полностью. До начала расчета необходимо вычислить матрицы  $\hat{\mathbf{R}}, \dots, \hat{\mathbf{R}}^{V+1}$ .

Тогда при реализации 1-го шага для  $i$ -го алгоритма необходимо вычислить



произведения указанных матриц на вектор  $u_i$ , а не вычислять матрицы каждый раз (для каждого алгоритма). Кроме того, умножение на вектор  $u_i$  приводит к вырезке [4] из соответствующей матрицы  $i$ -го столбца, что также может быть использовано для сокращения объема вычислений.

Таким образом, представлен быстрый ОАМН, не требующий разложения по СЗ и СВ выборочной КМ АР, и позволяющий существенно сократить объем вычислений для случая известного  $\lambda_{пор}$  при условии  $V \ll M$ . Предложенный быстрый ОАМН может быть использован для сокращения объема вычислений при применении ССО [1].

**Список литературы:** 1. Гершман А.Б. Комбинированная пеленгация с совместным использованием высокоразрешимых пеленгаторов различного типа // Радиотехника и электрон. 1995. Вып. 6. С. 918—924. 2. Ermolaev V.T., Gershman A.B. Fast algorithm for minimum-norm direction-of-arrival estimation // IEEE Trans. on Signal Processing. 1994. Vol. 42, N 9. P. 2389—2394. 3. Xu G., Kailath T. Fast subspace decomposition // IEEE Trans. on Signal Processing. Vol. 42, N 3. P. 539—551. 4. Golub G.H., Van Loan C.F. Matrix computations. Baltimore, Maryland: Johns Hopkins Univ. Press, 1984. 344 p.

Харьковский военный университет

Поступила в редколлегию 02.06.98

Н.Н. МИНЕРВИН, д-р техн. наук, К.С. ВАСЮТА

## ВЛИЯНИЕ РАССОГЛАСОВАНИЯ МЕЖДУ ОЖИДАЕМЫМИ И ИСТИННЫМИ ЗНАЧЕНИЯМИ УГЛОВ ПРИХОДА ПОМЕХОВЫХ ВОЛН НА ЭФФЕКТИВНОСТЬ ИХ ПОДАВЛЕНИЯ

Основным способом адаптации к помеховой обстановке является образование провалов в диаграмме направленности приемной антенны в направлении на источники помеховых волн [1]. Естественно ожидать, что погрешности определения таких направлений должны влиять на эффективность адаптации. Однако при наличии значительного числа работ, посвященных возможностям и скорости процесса автоматической адаптации (например, [2]), еще не имеется достаточного количества численных оценок влияния остающихся погрешностей рассогласования между ожидаемыми и истинными направлениями прихода помеховых волн. Настоящая работа частично восполняет этот пробел.

Для оценки влияния рассогласования между ожидаемыми и истинными значениями углов прихода помеховых волн рассмотрим зависимость от него отношения напряжений, создаваемых полезным сигналом и помехами на выходе устройства оптимальной пространственно-временной обработки. Запишем это отношение в форме

$$R(\delta\alpha, \delta v_1, \delta v_2, \dots) = \frac{|Z_c(\delta\alpha / \hat{v}_1, \hat{v}_2, \dots)|}{\sqrt{\sigma_{ш}^2(\hat{\alpha}, \hat{v}_1, \hat{v}_2, \dots) + \sigma_{n1}^2(\delta v_1 / \hat{\alpha}, \hat{v}_2, \dots) + \sigma_{n2}^2(\delta v_2, \hat{\alpha}, \hat{v}_1, \dots) + \dots}}$$

Здесь  $\delta\alpha = \hat{\alpha} - \alpha$  — рассогласование между оценкой  $\hat{\alpha}$  угла прихода сигнальной волны и его истинным значением  $\alpha$ ;  $\delta v_i = \hat{v}_i - v_i$  — рассогласование между оценкой  $\hat{v}_i$  угла прихода помеховой волны от  $i$ -го источника и его истинным значением  $v_i$ ;  $|Z_c(\delta\alpha / \hat{v}_1, \hat{v}_2, \dots)|$  — модуль сигнальной части комплексного весового интеграла (напряжение, создаваемое полезным сигналом на выходе устройства оптимальной обработки [1]);  $\sigma_{ш}^2(\hat{\alpha}, \hat{v}_1, \hat{v}_2, \dots) = \langle |Z_{ш}(\hat{\alpha}, \hat{v}_1, \hat{v}_2, \dots)|^2 \rangle$  — дисперсия помеховой части комплексного весового интеграла, обусловленной собственным некоррелированным шумом на входе приемника;

$\sigma_{ni}^2(\delta v_i / \hat{\alpha}, \hat{v}_1, \hat{v}_2, \dots) = \left\langle |Z_{ni}(\delta \hat{v}_i / \hat{v}_1, \hat{v}_2, \dots)|^2 \right\rangle$  — дисперсия помеховой

части комплексного весового интеграла, обусловленной  $i$ -м внешним источником помех, который создает в антенне колебания, коррелированные по ее апертуре, но не коррелированные по времени.

Будем полагать, что параметры антенны, полезных и помеховых сигналов позволяют производить отдельно пространственную и временную обработку (можно пренебречь различием групповых запаздываний для элементов антенны). Ограничимся случаями, когда действуют не более двух источников помех.

Заимствуя предложенное в [1] выражение для  $|Z_c|$  и опуская аналогичные преобразования для вывода выражений  $\sigma_{\omega}^2$  и  $\sigma_{ni}^2$ , имеем:

$$|Z_c(\delta \alpha / \hat{v}_1, \hat{v}_2)| = q^2 [\rho(\delta \alpha) - k_1 \rho(\hat{v}_1) - k_2 \rho(\hat{v}_2)];$$

$$\sigma_{\omega}^2(\hat{\alpha}, \hat{v}_1, \hat{v}_2) = 2\mathcal{E} / N_0 = q^2;$$

$$\sigma_{n1}^2(\delta v_1 / \hat{\alpha}, \hat{v}_2) = \chi_1 q^2 [\rho(v_1 - \hat{\alpha}) - k_1 \rho(\delta v_1) - k_2 \rho(\hat{v}_2 - v_1)]^2;$$

$$\sigma_{n2}^2(\delta v_2 / \hat{\alpha}, \hat{v}_1) = \chi_2 q^2 [\rho(v_2 - \hat{\alpha}) - k_1 \rho(v_2 - \hat{v}_1) - k_2 \rho(\delta v_2)]^2;$$

$$k_1 = \chi_1 [(1 + \chi_2) \rho(\hat{v}_1 - \hat{\alpha}) - \chi_2 \rho(\hat{v}_2 - \hat{v}_1) \rho(\hat{v}_2 - \hat{\alpha})] / F;$$

$$k_2 = \chi_2 [(1 + \chi_1) \rho(\hat{v}_2 - \hat{\alpha}) - \chi_1 \rho(\hat{v}_1 - \hat{v}_2) \rho(\hat{v}_1 - \hat{\alpha})] / F;$$

$$F = (1 + \chi_1)(1 + \chi_2) - \chi_1 \chi_2 |\rho(\hat{v}_2 - \hat{v}_1)|^2.$$

Здесь  $\rho(\delta \alpha)$ ,  $\rho(\delta v)$  — нормированные диаграммы направленности антенны;  $\chi_i = N_i / N_0$  — отношение спектральных плотностей мощности  $i$ -го источника помех  $N_i$  и собственного шума  $N_0$  на входе приемника;  $\mathcal{E}$  — энергия полезного сигнала на входе приемника. Отсчет углов прихода принимаемых волн производится от истинного направления прихода полезного сигнала ( $\alpha = 0$ ).

Результаты численного анализа нормированной по максимуму зависимости  $R(\delta \alpha, \delta v)$  для восьмиэлементной эквидистантной антенной решетки с равномерным амплитудным распределением и одного помехового источника, действующего в направлении первого бокового лепестка диаграммы направленности, представлены на рис. 1 — 3. На рис. 1 приведена известная [1] зависимость  $R(\delta \alpha, 0) / R(0, 0)$  для последующего сравнения с ней изучаемой зависимости  $R(0, \delta v) / R(0, 0)$ , изображенной на рис. 2. На этих рисунках по горизонтальным осям

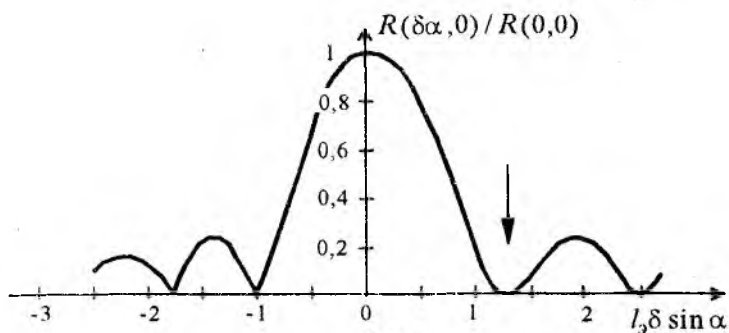


Рис. 1

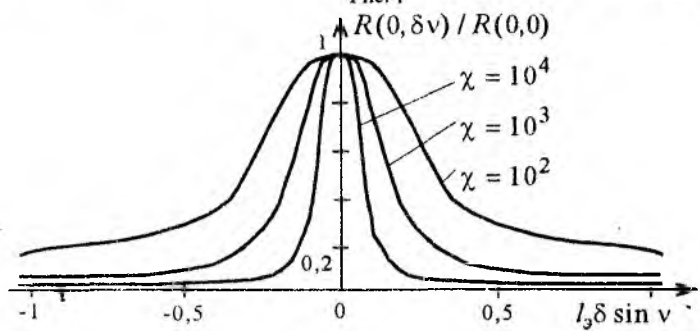


Рис. 2

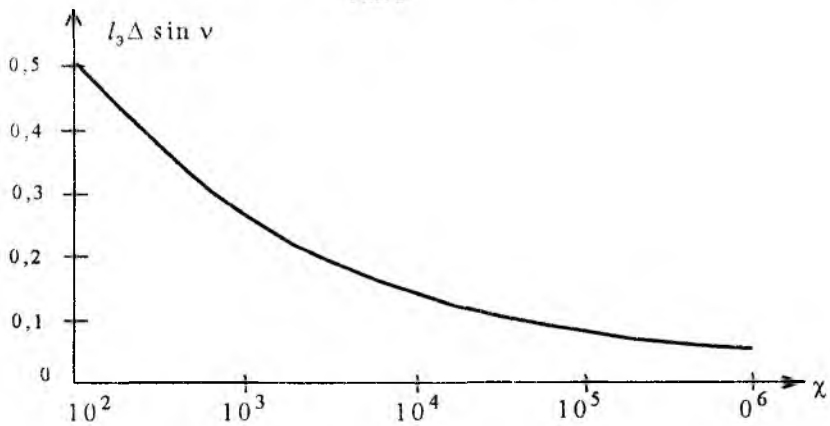


Рис. 3

отложены значения  $\delta \sin \alpha \approx \delta \alpha$  и  $\delta \sin \nu \approx \delta \nu$ , выраженные в единицах, обратных электрическому размеру антенны  $l_3 = l/\lambda$ , где  $l$  — ее геометрическая длина;  $\lambda$  — длина волны. Такие единицы примерно со-

ответствуют ширине главного лепестка диаграммы направленности антенны по уровню 0,7.

Сравнение рис. 2 с рис. 1 показывает, что угловое рассогласование  $\delta\nu$  для помеховой волны влияет на отношение сигнал-помеха значительно сильнее углового рассогласования  $\delta\alpha$  для сигнальной волны. Это различие усиливается при возрастании относительной интенсивности помехи, характеризуемой параметром  $\chi$ , что иллюстрирует рис. 3, где изображена зависимость ширины  $\Delta \sin \nu$  пика функции  $R(0, \delta\nu)/R(0,0)$  по уровню 0,7 от параметра  $\chi$ . Полученные результаты качественно соответствуют отмеченному в работе [3] факту сужения пеленгационной характеристики в провалах диаграммы направленности антенны при компенсации действия мощных источников излучения. Аналогичные свойства используются в компенсационном методе измерений, предложенном еще в 1844 г. (мост Уитстона).

Рассмотренные закономерности в основном сохраняются и при наличии других скомпенсированных источников помех. Это иллюстрируют рис. 4 и 5.

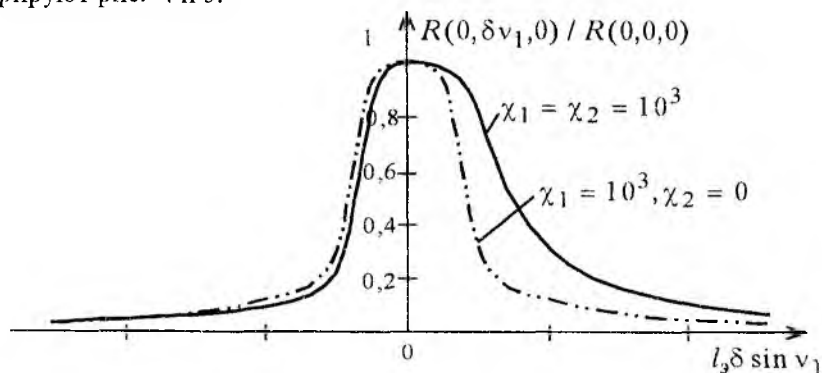


Рис. 4

На рис. 4 представлена нормированная по максимуму зависимость отношения сигнал-помеха от углового рассогласования  $\delta\nu_1$  для первого источника помехи при наличии второго скомпенсированного ( $\delta\nu_2 = 0$ ). Угловые координаты первого и второго источников соответствуют центрам первого и второго боковых лепестков диаграммы направленности антенны. Как и ранее, предполагается угловое согласование с сигнальной волной ( $\delta\alpha = 0$ ). Пунктиром изображена рассматриваемая зависимость при отсутствии второго помехового источника. Видно, что при таком угловом различии источников помех их взаимное влияние незначительно.

Однако это влияние проявляется при совместном действии двух источников в пределах одного бокового лепестка диаграммы направленности. На рис. 5 дана зависимость ширины по уровню 0,7 пика функции  $R(0, \delta v_1, 0)/R(0, 0, 0)$  от разницы угловых координат помехоносителей. Обе помеховые волны воздействуют по второму боковому лепестку диаграммы направленности. Приведенные графики позволяют оценить угловое различие двух помеховых волн, при котором волны воспринимаются раздельно. Взаимное влияние тем меньше, чем интенсивнее помехи.

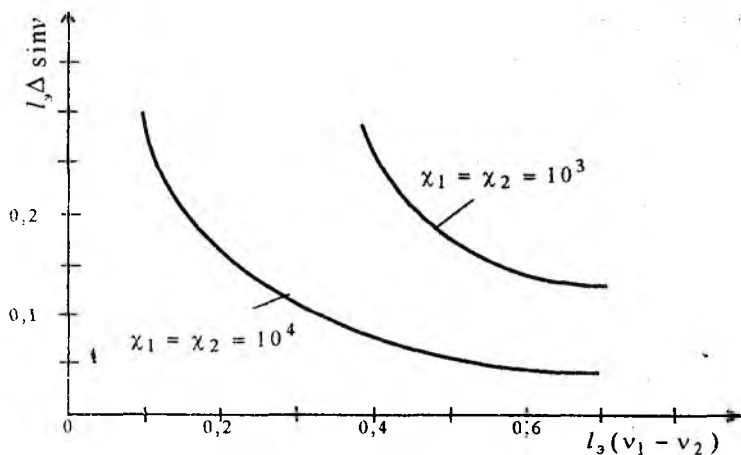


Рис. 5

Из изложенного следует, что требования к точности определения углового положения источника помехи могут быть значительно жестче требований к точности определения углового положения цели. Это может ограничивать возможность адаптации к помеховой обстановке.

**Список литературы:** 1. Ширман Я.Д., Манжос В.Н. Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех. М.: Сов. радио, 1981. 240 с. 2. Айзин Ф.Л., Коган Б.Л. Адаптивный синтез антенн с разделением сигналов по направлению прихода // Радиотехника и электрон. Т. 29, № 7. С. 1306 — 1315. 3. Ширман Я.Д. Теоретические основы радиолокации. Х.: Воен. инж. радиотехн. акад. противовоздуш. обороны, 1984. 140 с.

Харьковский военный университет

Поступила в редколлегию 23.06.98

## ПОВЫШЕНИЕ ТОЧНОСТИ ИЗМЕРЕНИЯ ЧАСТОТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ГРУППОВОГО ВРЕМЕНИ ЗАПАЗДЫВАНИЯ ЧЕТЫРЕХПОЛЮСНИКОВ

На современном этапе наиболее распространенными методами измерения частотных характеристик (ЧХ) группового времени запаздывания (ГВЗ) четырехполосников различного назначения являются методы однонального и двухтонального амплитудно-модулированных (АМ) сигналов\*. Преимущество последних состоит в уменьшении методической погрешности, обусловленной нелинейностью фазочастотной характеристики (ФЧХ) четырехполосника. Однако при формировании АМ-сигналов в реальном модуляторе полезная амплитудная модуляция сопровождается паразитной частотной модуляцией (ЧМ), что вызывает дополнительную погрешность измерения ЧХ ГВЗ четырехполосников.

Чтобы устранить отмеченный недостаток, на примере использования двухтонального АМ-сигнала рассмотрим принцип измерения (СИ) ЧХ ГВЗ четырехполосников, структурная схема которого показана на рисунке. Гармонический сигнал  $U_1(t) = U_{m1} \cos(\omega_1 t + \varphi_0)$  с выхода первого высокочастотного генератора поступает на вход модулятора и модулируется по амплитуде суммой двух гармонических низкочастотных сигналов с частотами  $\Omega_1$  и  $\Omega_2$ . Последние поступают с выходов блока модулирующих частот (БМЧ) через сумматор и описываются выражениями

$$U_2(t) = U_{m2} \cos(\Omega_1 t + \varphi_1);$$

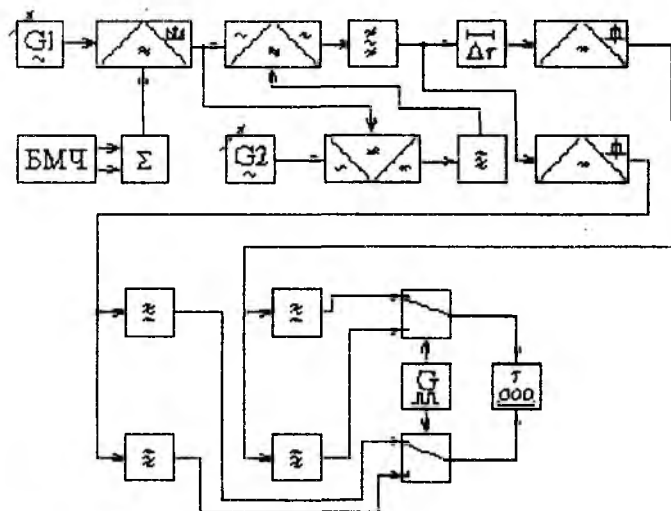
$$U_3(t) = U_{m3} \cos(\Omega_2 t + \varphi_2).$$

В результате модуляции реальный двухтональный АМ-сигнал на выходе модулятора с учетом паразитной ЧМ описывается выражением

$$U_{\text{ВЫХ}}(t) = U_m \cos[\omega_1 t + \varphi_0 + \psi(t)] \times \\ \times [1 + M_1 \cos(\Omega_1 t + \varphi_1) + M_2 \cos(\Omega_2 t + \varphi_2)], \quad (1)$$

где  $\varphi_0, \varphi_1, \varphi_2$  — начальные фазы высоко- и низкочастотных сигналов;  $\psi(t) = \beta_1 \cos(\Omega_1 t + \Theta_1) + \beta_2 \cos(\Omega_2 t + \Theta_2)$ ;  $\beta_1, \beta_2$  — индексы ЧМ.

\* Соловьев Н.Н. Основы измерительной техники проводной связи. М.; Л., Госэнергоиздат, 1959. С. 10 — 15.



Сигнал (1) смешивается в первом смесителе с сигналом  $U_4(t) = U_{m4} \cos(\omega_2 t + \varphi_3)$ , который поступает с выхода второго высокочастотного генератора. Выходной сигнал первого смесителя описывается выражением

$$\begin{aligned}
 U_{\text{ВЫХ1}}(t) &= U_{m1} \cos[\omega_1 t + \varphi_0 + \psi(t)] \cos(\omega_2 t + \varphi_3) \times \\
 &\times [1 + M_1 \cos(\omega_1 t + \varphi_1) + M_2 \cos(\omega_2 t + \varphi_2)] = \\
 &= \frac{U_{m1}}{2} \{ \cos[(\omega_1 - \omega_2)t + \varphi_0 - \varphi_3 + \psi(t)] + \\
 &\quad + \cos[(\omega_1 + \omega_2)t + \varphi_0 + \varphi_3 + \psi(t)] \} \times \\
 &\times [1 + M_1 \cos(\omega_1 t + \varphi_1) + M_2 \cos(\omega_2 t + \varphi_2)].
 \end{aligned} \tag{2}$$

Из сигнала (2) полосовым фильтром выделяется составляющая напряжения суммарной частоты

$$\begin{aligned}
 U_{\text{ВЫХ2}}(t) &= \frac{U_{m2}}{2} \cos[(\omega_1 + \omega_2)t + \varphi_0 + \varphi_3 + \psi(t) + \varphi_4] \times \\
 &\times [1 + M_1 \cos(\omega_1 t + \varphi_1) + M_2 \cos(\omega_2 t + \varphi_2)],
 \end{aligned} \tag{3}$$

где  $\varphi_4$  — фазовый сдвиг, внесенный первым смесителем и полосовым фильтром.

Сигналы (1) и (3) смешиваются во втором смесителе, выходной сигнал которого описывается выражением

$$\begin{aligned}
 U_{\text{вых3}}(t) &= \frac{U_{m3}}{2} \cos[\omega_1 t + \varphi_0 + \psi(t)] \times \\
 &\times \cos[(\omega_1 + \omega_2)t + \varphi_0 + \varphi_3 + \psi(t) + \varphi_4] \times \\
 &\times [1 + M_1 \cos(\Omega_1 t + \varphi_1) + M_2 \cos(\Omega_2 t + \varphi_2)] = \\
 &= \frac{U_{m3}}{4} \{ \cos(\omega_2 t + \varphi_3 + \varphi_4) + \\
 &+ \cos[(2\omega_1 + \omega_2)t + 2\varphi_0 + \varphi_3 + 2\psi(t) + \varphi_4] \} \times \\
 &\times [1 + M_1 \cos(\Omega_1 t + \varphi_1) + M_2 \cos(\Omega_2 t + \varphi_2)].
 \end{aligned} \tag{4}$$

Из сигнала (4) полосовым фильтром выделяется составляющая напряжения с частотой  $\omega_2$ :

$$\begin{aligned}
 U_{\text{вых4}}(t) &= \frac{U_{m4}}{4} \cos(\omega_2 t + \varphi_0 + \varphi_3 + \varphi_4 + \varphi_5) \times \\
 &\times [1 + M_1 \cos(\Omega_1 t + \varphi_1) + M_2 \cos(\Omega_2 t + \varphi_2)],
 \end{aligned} \tag{5}$$

где  $\varphi_5$  — фазовый сдвиг, внесенный вторым смесителем и полосовым фильтром.

Из выражения (5) видно, что сигнал на выходе полосового фильтра не имеет ЧМ, а закон амплитудной модуляции сохраняется без искажений.

При прохождении сигнала (5) через исследуемый четырехполосник

$$\begin{aligned}
 U_{\text{вых5}}(t) &= \frac{U_{m5}}{4} \cos[\omega_2 t + \varphi_3 + \varphi_4 + \varphi_5 - \\
 &- \varphi(\omega_2)] + \frac{M_1 U_{m5}}{8} \{ \cos[(\omega_2 - \Omega_1)t - \varphi_1 + \varphi_3 + \\
 &+ \varphi_4 + \varphi_5 - \varphi(\omega_2 - \Omega_1)] + \cos[(\omega_2 + \Omega_1)t + \varphi_1 + \varphi_3 + \varphi_4 + \\
 &+ \varphi_5 - \varphi(\omega_2 + \Omega_1)] \} + \frac{M_2 U_{m5}}{8} \{ \cos[(\omega_2 - \Omega_2)t + \\
 &+ \varphi_3 + \varphi_4 + \varphi_5 - \varphi(\omega_2 - \Omega_2)] + \cos[(\omega_2 + \Omega_2)t + \varphi_3 + \\
 &+ \varphi_4 + \varphi_5 - \varphi(\omega_2 + \Omega_2)] \},
 \end{aligned} \tag{6}$$

где  $\varphi(\omega_2)$ ,  $\varphi(\omega_2 \pm \Omega_1)$ ,  $\varphi(\omega_2 \pm \Omega_2)$  — фазовые сдвиги, внесенные исследуемым четырехполосником на соответствующих частотах.

Сигналы (5) и (6) детектируются отдельными амплитудными детекторами в опорном и измерительном каналах, а из протектированных сиг-

налов узкополосными фильтрами выделяются огибающие с частотами  $\Omega_1$  и  $\Omega_2$ , которые описываются соответственно выражениями

$$U_{\Phi 1}(t) = K\delta \frac{M_1 U_{m4}}{4} \cos(\Omega_1 t + \varphi_1 + \varphi_6); \quad (7)$$

$$U_{\Phi 2}(t) = K\delta \frac{M_2 U_{m4}}{4} \cos(\Omega_2 t + \varphi_2 + \varphi_7); \quad (8)$$

$$U_{\Phi 3}(t) = K\delta \frac{M_1 U_{m5}}{4} \cos\left[\Omega_1 t + \varphi_1 + \varphi_8 - \frac{\varphi(\omega_2 + \Omega_1) - \varphi(\omega_2 - \Omega_1)}{2}\right]; \quad (9)$$

$$U_{\Phi 4}(t) = K\delta \frac{M_2 U_{m5}}{4} \cos\left[\Omega_2 t + \varphi_2 + \varphi_9 - \frac{\varphi(\omega_2 + \Omega_2) - \varphi(\omega_2 - \Omega_2)}{2}\right]; \quad (10)$$

где  $\varphi_6, \varphi_7, \varphi_8, \varphi_9$  — фазовые сдвиги, внесенные узкополосными фильтрами.

Разложив фазовые сдвиги  $\varphi(\omega_2 \pm \Omega_1)$  и  $\varphi(\omega_2 \pm \Omega_2)$  в ряд Тейлора, получим

$$\varphi(\omega_2 \pm \Omega_1) = \varphi(\omega_2) \pm \frac{\Omega_1}{1!} \tau_{\text{ГР}}(\omega_2) + \frac{\Omega_1^2}{2!} \tau'_{\text{ГР}}(\omega_2) \pm \frac{\Omega_1^3}{3!} \tau''_{\text{ГР}}(\omega_2) + \dots; \quad (11)$$

$$\varphi(\omega_2 \pm \Omega_2) = \varphi(\omega_2) \pm \frac{\Omega_2}{1!} \tau_{\text{ГР}}(\omega_2) + \frac{\Omega_2^2}{2!} \tau'_{\text{ГР}}(\omega_2) \pm \frac{\Omega_2^3}{3!} \tau''_{\text{ГР}}(\omega_2) + \dots \quad (12)$$

Введем обозначения:

$$\begin{aligned} \psi_1 &= \frac{\Omega_1^2}{2!} \tau'_{\text{ГР}}(\omega_2); & \psi_2 &= \frac{\Omega_2^2}{2!} \tau'_{\text{ГР}}(\omega_2); \\ \psi_3 &= \frac{\Omega_1}{1!} \tau_{\text{ГР}}(\omega_2) + \frac{\Omega_1^3}{3!} \tau''_{\text{ГР}}(\omega_2); & \psi_4 &= \frac{\Omega_2}{1!} \tau_{\text{ГР}}(\omega_2) + \frac{\Omega_2^3}{3!} \tau''_{\text{ГР}}(\omega_2). \end{aligned}$$

Сигналы (7) и (8), (9) и (10) поступают на входы автоматических коммутаторов, управление которыми осуществляется импульсами, подающимися с выхода коммутационного генератора.

При идентичности ФЧХ узкополосных фильтров можно принять, что  $\varphi_6 = \varphi_8$  и  $\varphi_7 = \varphi_9$ . Тогда при сравнении сигналов (7) и (9), (8) и (10) по фазе микропроцессорным фазометром, шкала которого отградуирована в единицах времени, измеренное ГВЗ на каждой модулирующей частоте с учетом (11) и (12) будет определяться выражениями

$$\begin{cases} \tau_{ГР1}(\omega_2)_{ИЗ.М} = \frac{\Psi_3}{\Omega_1} = \tau_{ГР}(\omega_2) + \frac{\Omega_1^2}{3!} \tau_{ГР}''(\omega_2); \\ \tau_{ГР2}(\omega_2)_{ИЗ.М} = \frac{\Psi_4}{\Omega_2} = \tau_{ГР}(\omega_2) + \frac{\Omega_2^2}{3!} \tau_{ГР}''(\omega_2). \end{cases} \quad (13)$$

Решив систему уравнений (13) относительно  $\tau_{ГР}(\omega_2)$ , будем иметь алгоритмы расчета ГВЗ, которые описываются выражением

$$\tau_{ГР}(\omega_2) = \tau_{ГР1}(\omega_2)_{ИЗ.М} - \frac{\tau_{ГР2}(\omega_2)_{ИЗ.М} - \tau_{ГР1}(\omega_2)_{ИЗ.М}}{q^2 - 1},$$

или

$$\tau_{ГР}(\omega_2) = \tau_{ГР2}(\omega_2)_{ИЗ.М} - \frac{\tau_{ГР1}(\omega_2)_{ИЗ.М} - \tau_{ГР2}(\omega_2)_{ИЗ.М}}{q^2 - 1} q^2,$$

где  $q = \Omega_2/\Omega_1$  — отношение модулирующих частот.

Таким образом, предложенный принцип построения СИ ЧХ ГВЗ, который базируется на использовании двухтонального АМ-сигнала с двойным преобразованием его частоты, обеспечивает повышение точности измерения за счет устранения дополнительной погрешности, обусловленной паразитной ЧМ, и методической погрешности, вызванной нелинейностью ФЧХ ДЧ.

*Винницкий государственный  
технический университет*

*Поступила в редколлегию 06.04.98*

## ОСОБЕННОСТИ РАССЕЯНИЯ ВОЛН НА НЕСИММЕТРИЧНОМ КОРОТКОМ ВИБРАТОРЕ С ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИМ РЕЗОНАНСНЫМ РАССЕИВАТЕЛЕМ

Диэлектрические резонансные рассеиватели (ДРР) широко применяются в линиях передачи СВЧ для обеспечения электромагнитной совместимости радиоэлектронных устройств, миниатюризации трактов, при создании полосовых и режекторных фильтров, измерении параметров диэлектриков и т.д. [1; 2]. Области практического использования ДРР постоянно расширяются благодаря их уникальным свойствам, малым массогабаритным параметрам, возможности включения в линию передачи без дополнительных элементов связи, простоте конструкций на их основе, экономичности, эффективности. Малые размеры ДРР позволяют совмещать их непосредственно с антенными устройствами [3 — 6]. Однако свойства ряда излучающих устройств с такими резонансными диэлектрическими элементами изучены недостаточно полно либо совсем не изучены.

Поэтому нами выполнены экспериментальные исследования резонансного рассеяния электромагнитных волн на диэлектрической неоднородности, расположенной на коротком несимметричном вибраторе. Априорно предполагалось, что путем изменения соответствующих параметров диэлектрических рассеивателей могут быть выделены резонансы отражения и прохождения, аналогичные полученным ранее для ДРР в прямоугольных волноводах [7; 8].

Комплекс исследований заключался в следующем: 1) изучалось влияние формы и диэлектрической проницаемости рассеивателя на дисперсионные характеристики вибратора с ДРР; 2) выяснялись условия оптимального расположения ДРР на вибраторе; 3) изучалось влияние покрытия металлом торцов диэлектрических резонансных рассеивателей на характеристики рассеяния; 4) выявлялось распределение электромагнитного поля в ближней зоне антенны и измерялись диаграммы направленности на частотах резонансов прохождения.

Макеты излучателей состояли из несимметричных вибраторов, на которых располагались диэлектрические рассеиватели в форме дисков и прямоугольных пластин. Диэлектрические резонансные рассеиватели были изготовлены из материалов с диэлектрической проницаемостью  $\epsilon = 7; 10; 1200$  и  $\text{tg}\delta = 1,5 \cdot 10^{-3} \dots 10^{-2}$ .

Вибратор, используемый в макете с дисковыми рассеивателями, был цилиндрической формы и имел относительный диаметр  $\xi = 0,01$  и относительную длину  $\gamma = 0,1$ . Здесь  $\xi = d/\lambda_{\max}$ ,  $\gamma = l/\lambda_{\max}$ , где  $d$ ,  $l$  — абсолютные диаметр и длина вибратора соответственно;  $\lambda_{\max}$  — максимальная длина волны исследуемого диапазона. Рассеивающий диск располагался на вибраторе между тонкими металлическими дисками-экранами. Один диск-экран был соединен непосредственно с самим вибратором, а другой диск-экран, укрепленный на изоляторе, контактировал с внешней оплеткой соответствующего коаксиального перехода, связывающего вибратор с автоматическим измерителем коэффициентов стоячих волн. Диэлектрический

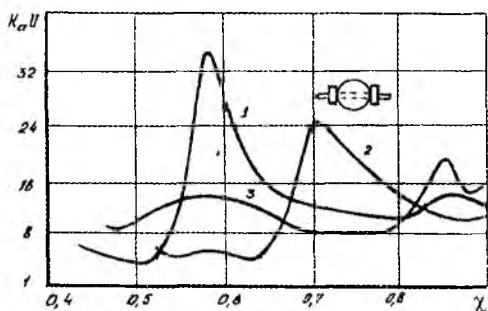


Рис. 1

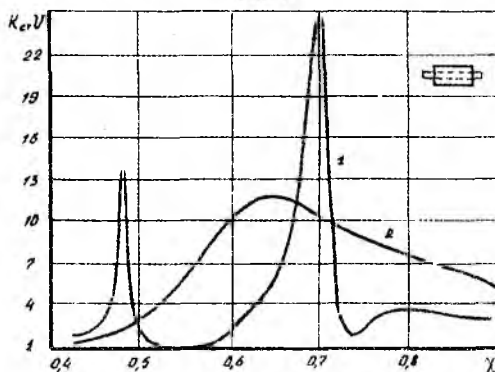


Рис. 2

диск был выполнен в двух вариантах: 1) один торец диска был покрыт металлическим экраном, а второй торец и боковая поверхность не имели покрытий; 2) оба торца были покрыты металлическим экраном.

На рис. 1 показаны зависимости коэффициентов стоячих волн  $K_{сгU}$  от относительной длины электромагнитной волны  $\chi = \lambda/\lambda_{\max}$  для вибратора с диэлектрическим диском, параметры которого были следующими:

$\varepsilon = 10$ ;  $\text{tg}\delta = 2 \cdot 10^{-3}$ ;  $\tau = 0,1$ ;  $\eta = 0,017$ ;  $\tau = D/\lambda_{\text{max}}$ ;  $\eta = h/\lambda_{\text{max}}$ , где  $D$ ,  $h$  — диаметр и толщина диска соответственно. Кривая 1 характерна для диска, одна из торцовых поверхностей которого покрыта тонким слоем металла, а кривая 2 — для диска, обе торцовые поверхности которого покрыты металлом. Для сравнения представлена дисперсионная характеристика ненагруженного вибратора, использованного в данном макете (кривая 3).

Как следует из экспериментальных результатов, рассеяние электромагнитных волн на вибраторе с диэлектрическим диском носит резонансный характер. Сравнение кривых 1 и 2 с характеристикой ненагруженного вибратора приводит к выводу, что резонансы, возникающие в результате рассеяния волн, обусловлены наличием диска на вибраторе. При этом, как и в случае использования диэлектрических резонансных рассеивателей, в прямоугольном волноводе [7; 8] резонансы являются парными — в окрестностях резонанса отражения  $\chi = \lambda/\lambda_{\text{max}} = 0,58$  находится резонанс прохождения на длине волны  $\chi = 0,515$ .

Резонансные характеристики весьма чувствительны к изменению параметров самих рассеивателей или к наличию каких-либо дополнительных включений. Так, добавление тонкого металлического экрана из фольги толщиной  $\tau = 0,0017$  на вторую торцовую поверхность диска привело к увеличению резонансных длин волн с 0,58 до 0,7 (резонанс отражения) и с 0,515 до 0,635 (резонанс прохождения). Кроме этого,  $K_{\text{ст}U}$  при резонансе отражения уменьшился соответственно с 35 до 25, а при резонансе прохождения увеличился с 4 до 5.

Следует заметить, что коэффициент  $K_{\text{ст}U}$  при резонансе прохождения можно значительно уменьшить, подобрав соответствующий материал для ДРП и изменив форму или размеры рассеивателя. Так, на рис. 2 дана дисперсионная характеристика антенны (кривая 1), состоящей из несимметричного вибратора, нагруженного рассеивателем из того же самого материала, но в форме прямоугольной пластины с относительными размерами  $0,325 \times 0,12 \times 0,0183$ , обе плоскости которой экранированы тонкой медной фольгой. Относительная длина вибратора составляла 0,376, диаметр — 0,01. Его характеристика представлена на рис. 2 кривой 2. В этом случае, как следует из данных эксперимента,  $K_{\text{ст}U}$  в области прохождения на центральной длине волны достигает лишь 1,08.

Таким образом, путем изменения формы и размеров диэлектрического рассеивателя можно управлять дисперсионной характеристикой излучателя.

Для исследования влияния местоположения ДРП на вибраторе на характеристики рассеяния был использован излучатель, превышающий по длине наибольший размер пластины в 1,5 раза. Это позволило последовательно перемещать ДРП вдоль вибратора. В качестве ДРП была использована пластина из  $\text{Ba}_{0,3}\text{Sr}_{0,7}\text{TiO}_3$  с относительными размерами сто-

рон  $0,117 \times 0,05 \times 0,0033$  и резонансом отражения на длине волны  $\chi = 0,605$  при размещении пластины вблизи конца вибратора, наиболее удаленного от соединительного перехода с автоматическим измерителем  $K_{CT}U$ . Исследования показали, что при перемещении этой пластины вдоль вибратора в сторону соединительного коаксиального перехода резонанс смещается в длинноволновую область диапазона. Однако максимальное смещение резонанса не превышало 1 % по сравнению с резонансом при начальном положении пластины на вибраторе. Наблюдались изменения резонансных значений  $K_{CT}U$  в пределах от 8 до 16, а также исчезло расщепление резонанса, которое имело место при первоначальном положении пластины на вибраторе.

Было проведено исследование распределения электромагнитного поля в ближней зоне излучателей с ДРР на длинах волн резонансов прохождения. Зонд индикатора поля перемещали вдоль оси антенны вблизи от нее. На рис. 3 отражено типичное распределение поля для

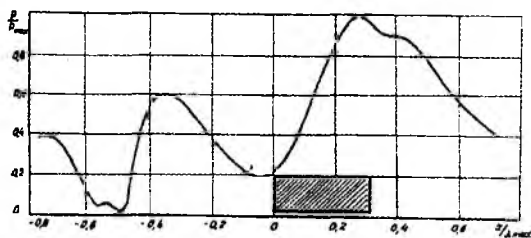


Рис. 3

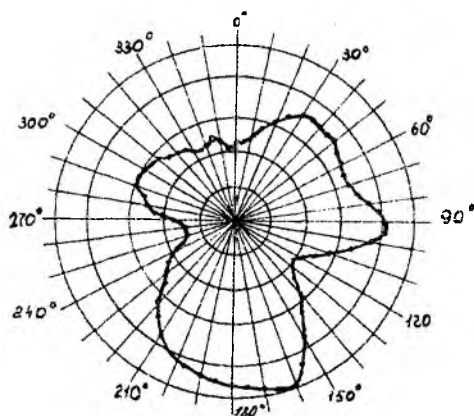


Рис. 4

антенны, характеристики которой представлены на рис. 2. Здесь  $P/P_{\max}$  — относительная мощность в рассматриваемой точке поля. Измерения проведены на длине волны  $\chi = 0,55$ , соответствующей резонансу прохождения ( $K_{\text{ст}}U = 1,08$ ).

На рис. 4 показана диаграмма направленности излучателя с прямоугольной пластиной на основе титаната бария, снятая на длине волны резонанса прохождения ( $\chi = 0,665$ ).

Таким образом, по результатам экспериментов можно сделать следующие выводы.

1. Рассеяние электромагнитных волн на несимметричном коротком вибраторе с диэлектрическим резонансным рассеивателем характеризуется возникновением парных резонансов — отражения и прохождения.

2. Изменение формы рассеивателя, его диэлектрической проницаемости, геометрических размеров приводит к смещению резонансов, что позволяет создавать антенны на основе вибраторов с требуемыми дисперсионными характеристиками.

3. Изменение местоположения ДРР на вибраторе вызывает изменение резонансных длин волн, однако не более 1 %, и меняет резонансные значения коэффициентов стоячих волн.

4. Совмещение коротких несимметричных вибраторов с диэлектрическими резонансными рассеивателями открывает возможности для миниатюризации вибраторных антенн.

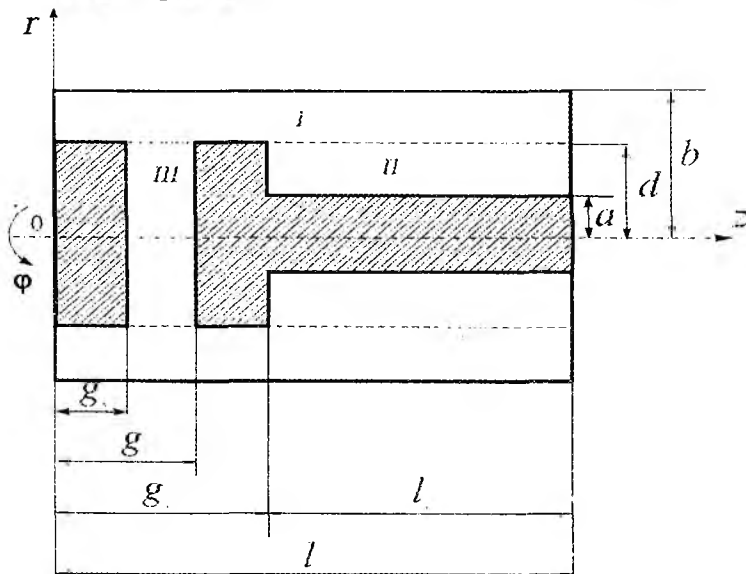
В заключение авторы выражают признательность Л.П. Тарасовой за помощь в работе.

Список литературы: 1. *Твердотельные устройства СВЧ в технике и связи* / Л.Г. Гассанов, А.А. Липатов, В.В. Марков, Н.А. Могильченко. М.: Радио и связь, 1988. 288 с. 2. *Диэлектрические резонаторы* / М.Е. Ильченко, В.Ф. Взятышев, Л.Г. Гассанов и др.; Под ред. М.Е. Ильченко. М.: Радио и связь, 1989. 328 с. 3. *Горобец Н.Н., Хижняк Н.А., Украинец Н.И.* Волноводные и рупорные антенны со встроеными диэлектрическими резонансными фильтрами // *Электромагнитная совместимость и устройства СВЧ*. К., 1977. С. 40. 4. *Горобец Н.Н., Хижняк Н.А., Украинец Н.И.* Экспериментальное исследование волноводных и рупорных антенн, совмещенных с резонансным диэлектрическим шаром // *Изв. вузов. Радиоэлектроника*. 1979. Т. 22, № 10. С. 83. 5. *Горобец Н.Н., Хижняк Н.А., Украинец Н.И.* Исследование волноводных и рупорных излучателей, совмещенных с диэлектрическими резонансными пластинами // *Радиотехника*. 1983. Вып. 65. С. 19 — 21. 6. *Горобец Н.Н., Хижняк Н.А., Украинец Н.И.* Исследование полосовых характеристик волноводных излучателей, совмещенных с фильтрами на диэлектрических цилиндрах // Там же. 1982. Вып. 63. С. 74 — 80. 7. *Козарь А.И., Хижняк Н.А.* Отражение электромагнитных волн от резонансной диэлектрической сферы в волноводе // *Укр. физ. журн.* 1970. Т. 15, № 5. С. 847 — 849. 8. *Украинец М.Л., Хижняк М.А.* Дослідження резонансного розсіяння електромагнітних хвиль на діелектричному еліпсоїді в прямокутному хвилеводі // *Вісн. Харк. ун-ту*. 1972. № 80: *Радіофізика і електрон.* С. 34 — 38.

С. В. ЧУМАЧЕНКО

## УРАВНЕНИЕ СОБСТВЕННЫХ ЧАСТОТ И КОМПОНЕНТЫ ПОЛЯ ДЛЯ РЕЗОНАТОРА С ДВУМЯ НАСТРОЕЧНЫМИ ЭЛЕМЕНТАМИ

**Постановка задачи.** Рассматривается цилиндрический резонатор с двумя настроечными элементами. Один представляет собой стержень радиуса  $a$  и длины  $l_1$ , на конце которого закреплен диск радиуса  $d$  и толщины  $g_1 - g$ . Другой располагается на противоположной торцевой стенке навстречу и представляет собой стержень радиуса  $d$  и длины  $g_2$ . Объем изучаемой резонансной системы состоит из трех частичных областей (рисунок). Область I:  $d \leq r \leq b, 0 \leq z \leq l$ ; область II:  $a \leq r \leq d, g_1 \leq z \leq l$ ; область III:  $0 \leq r \leq d, g_2 \leq z \leq g$ .



Необходимо найти нетривиальные решения уравнений Максвелла, удовлетворяющие следующим условиям: 1) касательные составляющие вектора электрического поля обращаются в нуль на идеально проводящих стенках резонатора; 2) на границе раздела частичных областей электромагнитное поле непрерывно.

Требуется определить собственные частоты колебаний электрического типа и соответствующие этим частотам собственные поля.

Представления для потенциальных функций и компонентов поля. Для каждой частичной области потенциальные функции, которые являются решениями уравнения Гельмгольца, имеют вид

$$\Pi(r, z) = \begin{cases} \Pi_1(r, z) = \sum_{n=0}^{\infty} \varepsilon_n A_n Z_n^I(p_n r) \cos\left(\frac{\pi n}{l} z\right), & d \leq r \leq b, \\ & 0 \leq z \leq l; \\ \Pi_2(r, z) = \sum_{m=0}^{\infty} \varepsilon_m B_m Z_m^{II}(q_m r) \cos\left(\frac{\pi m}{l_1}(z - g_1)\right), & a \leq r \leq d, \\ & g_1 \leq z \leq l; \\ \Pi_3(r, z) = \sum_{s=0}^{\infty} \varepsilon_s C_s J_0(f_s r) \cos\left(\frac{\pi s}{g - g_2}(z - g_2)\right), & 0 \leq r \leq d, \\ & g_2 \leq z \leq g, \end{cases} \quad (1)$$

где

$$Z_n^I(p_n r) = J_0(p_n r) N_0(p_n b) - J_0(p_n b) N_0(p_n r);$$

$$Z_m^{II}(q_m r) = J_0(q_m r) N_0(q_m a) - J_0(q_m a) N_0(q_m r);$$

$$p_n = \sqrt{k^2 - (\pi n/l)^2}; \quad q_m = \sqrt{k^2 - (\pi m/l_1)^2};$$

$$f_s = \sqrt{k^2 - (\pi s/(g - g_2))^2};$$

$k$  — собственные числа;  $\varepsilon_j$  ( $j = n, m, s$ ) — число Неймана.

Собственные числа  $k$  подлежат отысканию.

Необходимо отметить, что при условиях

$$p_n^2 < 0; \quad q_m^2 < 0; \quad f_s^2 < 0$$

имеют место соотношения

$$p_n = -i p'_n = -i \sqrt{\left(\frac{\pi n}{l}\right)^2 - k^2};$$

$$q_m = -i q'_m = -i \sqrt{\left(\frac{\pi m}{l_1}\right)^2 - k^2};$$

$$f_s = -i f'_s = -i \sqrt{\left(\frac{\pi s}{g - g_2}\right)^2 - k^2};$$

Тогда функции  $Z_n^I(p_n r)$ ,  $Z_m^{II}(q_m r)$  и  $J_0(f_s r)$  выражаются через модифицированные функции Бесселя и Неймана

$$Z_n^I(p_n r) = -\frac{2}{\pi} e^{-i\pi n/2} \left[ I_0(p_n' r) K_0(p_n' b) - (-1)^n I_0(p_n' b) K_0(p_n' r) \right];$$

$$Z_m^{II}(q_m r) = -\frac{2}{\pi} e^{-i\pi m/2} \left[ I_0(q_m' r) K_0(q_m' a) - (-1)^m I_0(q_m' a) K_0(q_m' r) \right];$$

$$J_0(f_s r) = (-1)^n e^{-i\pi n/2} I_0(f_s' r).$$

Компоненты полей в каждой из частичных областей вычисляются по известным формулам с помощью (1) и имеют вид

$$\left. \begin{aligned} E_z^I(r, z) &= \frac{1}{i\omega} \sum_{n=0}^{\infty} \varepsilon_n A_n p_n^2 Z_n^I(p_n r) \cos\left(\frac{\pi n}{l} z\right); \\ E_r^I(r, z) &= \frac{2\pi}{i\omega l} \sum_{n=0}^{\infty} n A_n p_n Z_n^{I'}(p_n r) \sin\left(\frac{\pi n}{l} z\right); \\ H_{\varphi}^I(r, z) &= -\sum_{n=0}^{\infty} \varepsilon_n A_n p_n Z_n^{I'}(p_n r) \cos\left(\frac{\pi n}{l} z\right); \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

$$\left. \begin{aligned} E_z^{II}(r, z) &= \frac{1}{i\omega} \sum_{m=0}^{\infty} \varepsilon_m B_m q_m^2 Z_m^{II}(q_m r) \cos\left(\frac{\pi m}{l_1} (z - g_1)\right); \\ E_r^{II}(r, z) &= -\frac{2\pi}{i\omega l_1} \sum_{m=1}^{\infty} m B_m q_m Z_m^{II'}(q_m r) \sin\left(\frac{\pi m}{l_1} (z - g_1)\right); \\ H_{\varphi}^{II}(r, z) &= -\sum_{m=0}^{\infty} \varepsilon_m B_m q_m Z_m^{II'}(q_m r) \cos\left(\frac{\pi m}{l_1} (z - g_1)\right); \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

$$\left. \begin{aligned} E_z^{III}(r, z) &= \frac{1}{i\omega} \sum_{s=0}^{\infty} \varepsilon_s C_s f_s^2 J_0(f_s r) \cos\left(\frac{\pi s}{g - g_2} (z - g_2)\right); \\ E_r^{III}(r, z) &= \frac{-2\pi}{(g - g_2)i\omega} \sum_{s=1}^{\infty} s C_s f_s^2 J_0'(f_s r) \sin\left(\frac{\pi s}{g - g_2} (z - g_2)\right); \\ H_{\varphi}^{III}(r, z) &= -\sum_{s=0}^{\infty} \varepsilon_s C_s f_s J_0'(f_s r) \cos\left(\frac{\pi s}{g - g_2} (z - g_2)\right). \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

Для трех частичных областей на границе их раздела должны выполняться следующие условия

$$H_{\varphi}^I(r, z) = \begin{cases} H_{\varphi}^{II}, & g_1 \leq z \leq l; \\ H_{\varphi}^{III}, & g_2 \leq z \leq g; \end{cases} \quad (5)$$

$$E_z^I(r, z) = \begin{cases} E_z^{II}, & g_1 \leq z \leq l, \\ 0, & 0 \leq z \leq g_2, g \leq z \leq g_1; \\ E_z^{III}(r, z), & g_2 \leq z \leq g. \end{cases}$$

**Определение неизвестных коэффициентов.** Подчиняя компоненты поля (2)—(4) граничным условиям (5), получаем формулы для вычисления неизвестных коэффициентов  $B_m$  и  $C_s$ , а также бесконечную однородную систему линейных алгебраических уравнений относительно коэффициентов  $A_n$

$$B_m = -\frac{1}{i_1 q_m Z_m^{II'}(q_m d)} \sum_{n=0}^{\infty} \varepsilon_n A_n p_n Z_n^I(p_n d) i_2(n, m), \quad m = 0, 1, 2, \dots;$$

$$C_s = \frac{1}{(g - g_2) f_s J_0'(f_s d)} \sum_{n=0}^{\infty} \varepsilon_n A_n p_n Z_n^I(p_n d) \cdot i_1(n, s);$$

$$A_n l p_n^2 Z_n^I(p_n d) -$$

$$- 4 \sum_{m=0}^{\infty} \varepsilon_m \frac{q_m Z_m^{II}(q_m d)}{i_1 Z_m^{II'}(q_m d)} i_2(n, m) \sum_{j=0}^{\infty} \varepsilon_j A_j p_j Z_j^I(p_j d) i_2(j, m) -$$

$$- \sum_{s=0}^{\infty} \varepsilon_s \frac{f_s J_0(f_s d)}{(g - g_2) J_0'(f_s d)} i_1(n, s) \sum_{j=0}^{\infty} \varepsilon_j A_j p_j Z_j^{II'}(p_j d) i_1(j, s) = 0,$$

$$n = 0, 1, 2, \dots;$$

(6)

$$i_1(n, s) = \frac{nl(g - g_2)^2}{\pi(s^2 l^2 - n^2(g - g_2)^2)} \sin\left(\frac{\pi n}{l} g_2\right);$$

$$i_2(n, m) = \frac{nl_1^2 l}{\pi(m^2 l^2 - n^2 l_1^2)} \sin\left(\frac{\pi m g_1}{l}\right).$$

**Собственные значения.** Из условия существования и единственности решения СЛАУ (6) следует дисперсионное уравнение относительно собственных частот  $k$  рассматриваемого резонатора [1]

$$\det\{\delta_{ni} l p_i^2 Z_i^I(p_i d) - p_i Z_i^I(p_i d) S_{ni} - p_i Z_i^{I'}(p_i d) K_{ni}\} = 0, \quad (7)$$

$$n = 0, 1, 2, \dots; \quad i = 0, 1, 2, \dots,$$

где

$$S_m = \sum_{m=0}^{\infty} \varepsilon_m \frac{q_m Z_m^{II}(q_m d)}{l_1 Z_m^{II'}(q_m d)} i_2(n, m) i_2(i, m);$$

$$K_{ni} = \sum_{s=0}^{\infty} \varepsilon_s \frac{f_s J_0(f_s d)}{(g - g_2) J_0'(f_s d)} i_1(n, s) i_1(i, s).$$

**Случай малости геометрического параметра.** В случае малости геометрического параметра  $\theta = \frac{g - g_2}{l} \ll 1$  в системе (6) в бесконечных суммах по  $m$  и  $s$  удерживается только по одному слагаемому с номерами  $m = 0$  и  $s = 0$  соответственно. Путем несложных преобразований [2] выводятся следующие формулы для вычисления коэффициентов  $A_n, B_m, C_s$ :

$$A_n = A_0 (V_n + G_n W + \hat{G}_n \hat{W}), n = 1, 2, 3, \dots; \quad (8)$$

$$B_m = \frac{2A_0}{l_1 q_m Z_m^{II'}(q_m d)} \sum_{n=1}^{\infty} (V_n + G_n W + \hat{G}_n \hat{W}) p_n Z_n^I(p_n d) i_2(n, m); \quad (9)$$

$$C_s = \frac{2A_0}{(g - g_2) f_s J_0'(f_s d)} \sum_{n=1}^{\infty} (V_n + G_n W + \hat{G}_n \hat{W}) p_n Z_n^I(p_n d) i_1(n, s). \quad (10)$$

Составляющие  $W, \hat{W}$  находятся из выражений

$$W = \frac{c_1}{c_3} + \frac{c_2}{c_3} \frac{c_3 c_4 + c_1 c_5}{c_3 c_6 - c_2 c_5}; \quad \hat{W} = \frac{c_3 c_4 + c_1 c_5}{c_3 c_6 - c_2 c_5},$$

где

$$c_1 = \sum_{k=1, k \neq j}^{\infty} V_k W_k; \quad c_2 = \sum_{k=1, k \neq j}^{\infty} \hat{G}_k \hat{W}_k; \quad c_3 = 1 - \sum_{k=1, k \neq j}^{\infty} G_k W_k;$$

$$c_4 = \sum_{k=1, k \neq j}^{\infty} V_k \hat{W}_k; \quad c_5 = \sum_{k=1, k \neq j}^{\infty} G_k \hat{W}_k; \quad c_6 = 1 - \sum_{k=1, k \neq j}^{\infty} \hat{G}_k \hat{W}_k;$$

$$V_k = \left( \frac{p_0 q_0 Z_0^I(p_0 d) Z_0^{II}(q_0 d)}{Z_0^{II'}(q_0 d)} i_2(k, 0) + \frac{f_0 p_0 Z_0^I(p_0 d) J_0(f_0 d)}{J_0'(f_0 d)} i_1(k, 0) \right) T_k;$$

$$W_k = p_k Z_k^I(p_k d) i_2(k, 0); \quad \hat{W}_k = p_k Z_k^I(p_k d) i_1(k, 0);$$

$$G_k = \frac{2q_0 Z_0^{II}(q_0 d)}{l_1 Z_0^{II'}(q_0 d)} i_2(k, 0) T_k; \quad \hat{G}_k = \frac{2f_0 J_0(f_0 d)}{(g - g_2) J_0'(f_0 d)} i_1(k, 0) T_k;$$

$$T_k = \left( l p_k^2 Z_k^I(p_k d) - \frac{2q_0 Z_0^{II}(q_0 d)}{l_1 Z_0^{II'}(q_0 d)} p_k Z_k^I'(p_k d) i_2^2(k, 0) - \frac{2f_0 J_0(f_0 d)}{(g - g_2) J_0'(f_0 d)} p_k Z_k^I'(p_k d) \cdot i_1^2(k, 0) \right)^{-1}$$

Представления для компонентов полей (2)—(4) с учетом выражений для коэффициентов (8)—(10) принимают вид

$$E_{rI}^{(n)}(r, z) = -\frac{2\pi A_0}{i\omega l} \sum_{j=1}^{\infty} j \tilde{E}_{jn} p_{jn} Z_j^I(p_{jn} r) \sin\left(\frac{\pi j}{l} z\right);$$

$$E_{zI}^{(n)}(r, z) = \frac{2A_0}{i\omega} \sum_{j=1}^{\infty} p_{jn}^2 \tilde{E}_{jn} Z_j^I(p_{jn} r) \cos\left(\frac{\pi j}{l} z\right);$$

$$H_{\phi I}^{(n)}(r, z) = -2A_0 \sum_{j=1}^{\infty} \tilde{E}_{jn} p_{jn} Z_j^I(p_{jn} r) \cos\left(\frac{\pi j}{l} z\right);$$

$$E_{rII}^{(n)}(r, z) \cong -\frac{2\pi U_n^E A_0}{i\omega l_1^2} \frac{Z_1^{II'}(q_{1n} r)}{Z_1^{II'}(q_{1n} d)} \sin\left(\frac{\pi}{l_1} (z - g_1)\right);$$

$$E_{zII}^{(n)}(r, z) \cong \frac{2A_0 U_n^E q_{1n} Z_1^{II}(q_{1n} r)}{i\omega l_1 Z_1^{II'}(q_{1n} d)} \cos\left(\frac{\pi}{l_1} (z - g_1)\right);$$

$$H_{\phi II}^{(n)}(r, z) \cong -\frac{2A_0 U_n^E Z_1^{II'}(q_{1n} r)}{l_1 Z_1^{II'}(q_{1n} d)} \cos\left(\frac{\pi}{l_1} (z - g_1)\right);$$

$$E_{rIII}^{(n)}(r, z) \cong -\frac{2\pi A_0}{i\omega (g - g_2)^2} \frac{\Theta_n^E J_0'(f_{1n} r)}{J_0'(f_{1n} d)} \sin\left(\frac{\pi}{g - g_2} (z - g_2)\right);$$

$$H_{\phi III}^{(n)}(r, z) \cong -\frac{2A_0}{g - g_2} \Theta_n^E \frac{J_0'(f_{1n} r)}{J_0'(f_{1n} d)} \cos\left(\frac{\pi}{g - g_2} (z - g_2)\right);$$

$$E_{zll}^{(n)}(r, z) \cong \frac{2A_0 \Theta_n^E f_{1n} J_0(f_{1n} r)}{i\omega(g-g_2) J_0'(f_{1n} d)} \cos\left(\frac{\pi}{g-g_2}(z-g_2)\right);$$

$$U_n^E = \sum_{j=1}^{\infty} \tilde{E}_{jn} p_{jn} Z_j^{I'}(p_{jn} d) i_2(j, l); \quad \Theta_n^E = \sum_{j=1}^{\infty} \tilde{E}_{jn} p_{jn} Z_j^{I'}(p_{jn} d) i_1(j, l),$$

$$\tilde{E}_{jn} \equiv V_j + G_j W + \hat{G}_j \hat{W}.$$

Из условия нормировки полей определяется множитель  $A_0$ :

$$|A_0|^2 = \frac{V}{\left( \sum_{j=1}^{\infty} c_1(j, n) |\tilde{E}_{jn}|^2 \cdot |p_{jn}|^2 + \frac{c_2 |U_n^E|^2}{i_1 \cdot |Z_1^{II'}(q_{1n} d)|^2} + \frac{c_3 |\Theta_n^E|^2}{(g-g_2) |J_0'(f_{1n} d)|^2} \right)},$$

где

$$c_1(j, n) = \int_a^b r Z_j^{I'}(p_{jn} r) Z_j^{I'}(p_{jn} r) dr;$$

$$c_2 = \int_a^b r Z_1^{II'}(q_{1n} r) Z_1^{II'}(q_{1n} r) dr; \quad c_3 = \int_0^d r J_0'(f_{1n} r) J_0'(f_{1n} r) dr.$$

Индекс  $n$  всюду указывает на номер соответствующего собственного числа  $k$ .

Итак, решена граничная задача на собственные значения для рассматриваемого резонатора. Получено дисперсионное уравнение, из которого определяются собственные частоты резонатора. Записаны представления для компонентов электромагнитного поля. Проведены вычисления при наличии малости геометрического параметра: найдены выражения для неизвестных коэффициентов и получена формула для вычисления нормирующего множителя. Представление поля в виде (1) позволяет точнее определить значение резонансного волнового числа  $k$  при  $g-g_2 \sim l$ .

**Список литературы:** 1. Исследование спектра собственных частот магнитных типов колебаний в цилиндрическом резонаторе с коаксиальным кольцевым выступом / А.А. Кириленко, С.А. Масалов, В.П. Шестопалов, В.Ф. Шинкаренко. Х., 1974. 53 с. (Препр. / АН УССР. Ин-т радиофизики и электрон.; 37). 2. Третьяков О.А., Чумаченко С.В. Колебания в резонаторе с нестационарным диэлектриком // Радиофизика и радиоастрономия. 1997. Т. 2, № 2. С. 220—229.

Харьковский государственный университет

Поступила в редколлегию 14.04.98

## ДИСПЕРСИЯ ОСНОВНОГО ТИПА ВОЛНЫ В МНОГОПРОВОДНЫХ СВЯЗАННЫХ МИКРОПОЛОСКОВЫХ ЛИНИЯХ

В интегральных устройствах СВЧ все шире используются многопроводные связанные микрополосковые линии (МС МПЛ), что обуславливает необходимость разработки для них эффективных математических моделей. В [1; 2] предложена методика моделирования и даны простые и в то же время обладающие высокой точностью аналитические зависимости для расчета дисперсионных характеристик одиночной и двух связанных МПЛ. Целью настоящей работы является обобщение данной методики для случая анализа дисперсии основного типа волны в МС МПЛ, геометрия которой показана на рис. 1, где  $h$  — толщина подложки с относительной диэлектрической проницаемостью  $\epsilon_r$ .

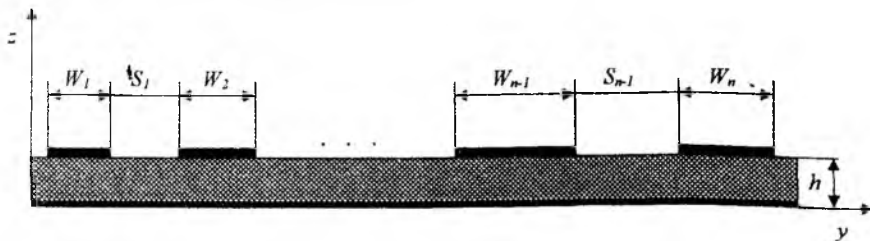


Рис. 1

Поле основного типа волны в системе из  $n$  проводников связанных МПЛ может быть представлено в виде суперпозиции  $n$  собственных волн. При этом каждая  $i$ -я собственная волна будет иметь собственное распределение сил токов по проводникам и соответствующее ему значение эффективной диэлектрической проницаемости  $\epsilon_{\text{эфф}(i)} = k_{x(i)}^2 / k_0^2$ , где  $k_{x(i)}$  — постоянная распространения  $i$ -й собственной волны;  $k_0 = \omega \sqrt{\epsilon_0 \mu_0}$  — волновое число свободного пространства. Если пренебречь поперечными составляющими токов на проводниках, то для  $i$ -й собственной волны можно составить [2] дисперсионное уравнение вида

$$\int_{-W_1/2}^{W_1/2} \int_{-W_1/2}^{W_1/2} Z_{xx}(y, y') dy dy' + \sum_{l=2}^n \left[ I_l^{(i)} / I_1^{(i)} \int_{-W_1/2}^{W_1/2} \int_{\xi_l}^{\xi_l + W_1} Z_{xx}(y, y') dy dy' \right] = 0. \quad (1)$$

Здесь  $I_l^{(i)}$  — сила тока в  $l$ -м проводнике для  $i$ -й собственной волны;

$\xi_l = -\frac{W_1}{2} + \sum_{m=1}^l (W_m + S_m)$ ,  $Z_{xx}(y, y')$  — поверхностный импеданс, для которого используется приближенное соотношение [1]

$$Z_{xx} = -\frac{\omega \mu_0}{4} \left[ H_0^{(2)}(\gamma R_0) - H_0^{(2)}(\gamma R_1) \right] + \frac{k_x^2 (1 + \Gamma)}{4\omega \epsilon_0} \sum_{n=0}^{\infty} \Gamma^n \left[ H_0^{(2)}(\gamma R_n) - H_0^{(2)}(\gamma R_{n+1}) \right],$$

где  $\gamma^2 = k_0^2 \epsilon_r - k_x^2$ ;  $R_n = \left[ (y - y')^2 + (2nh)^2 \right]^{1/2}$ ;  $\Gamma = (1 - \epsilon_r) / (1 + \epsilon_r)$ .

Функция Ганкеля в последующих расчетах аппроксимируется выражением [4]

$$H_0^{(2)}(\gamma R) = 1 - j \frac{2}{\pi} \left[ \theta + \ln(\gamma R / 2) + (\gamma R / 2)^2 - 3(\gamma R)^4 / 128 \right],$$

где  $\theta$  — постоянная Эйлера.

В качестве приближения к распределению сил токов на проводниках для  $i$ -й собственной волны воспользуемся соответствующим распределением, которое имеет место при квазистатическом расчете параметров МС МПЛ. Составляющие этого распределения [3] пропорциональны компонентам вектора, который составляется из алгебраических дополнений элементов строки матрицы  $\left[ \epsilon_{\text{эфф}(i)}(0) \quad E - C C_0^{-1} \right]$ . Здесь  $\epsilon_{\text{эфф}(i)}(0)$  — эффективная диэлектрическая проницаемость  $i$ -й собственной волны на нулевой частоте;  $E$  — единичная матрица;  $C$  — матрица взаимных и собственных погонных емкостей МС МПЛ с учетом  $\epsilon_r$  подложки;  $C_0$  — то же без учета  $\epsilon_r$  подложки. Проницаемость  $\epsilon_{\text{эфф}(i)}(0)$  определяется из решения характеристического уравнения  $\det(\epsilon_{\text{эфф}}(0) \cdot E - C C_0^{-1}) = 0$ .

С учетом введенных приближений получены решения уравнения (1), описывающие частотную зависимость  $\epsilon_{\text{эфф}(i)}(\omega)$ . Вид этих решений зависит от алгебраической суммы сил токов на проводниках. Если данная алгебраическая сумма сил токов не равна нулю, то для  $i$ -й собственной волны

$$\epsilon_{\text{эфф}}(\omega) = \frac{2\epsilon_r (\epsilon_r - D1 \epsilon_{0\text{эфф}} / \epsilon_r)}{(1 + \epsilon_r - D1) - \sqrt{(1 + \epsilon_r - D1)^2 - 4(\epsilon_r - D1 \epsilon_{0\text{эфф}} / \epsilon_r)}}, \quad (2)$$

в противном случае

$$\varepsilon_{\text{эфф}}(\omega) = \frac{b - \sqrt{b^2 - 4ac}}{2a} \quad (3)$$

здесь  $a = (k_0 h)^4 - D2/\varepsilon_r^2$ ;  $b = 2(k_0 h)^4 + D2/\varepsilon_r(1 - \varepsilon_{0\text{эфф}}/\varepsilon_r)$ ;

$$c = (k_0 h)^4 + D2\varepsilon_{0\text{эфф}}/\varepsilon_r^2; \quad D1 = \frac{2V_0\varepsilon_r}{(k_0 h)^2 S \varepsilon_0}; \quad D2 = \frac{16V_0}{3C\varepsilon_0}; \quad SI = \sum_{m=1}^n I_m;$$

$$\varepsilon_{0\text{эфф}} = 0,5(1 + \varepsilon_r)V_0 / \sum_{\eta=0}^{\infty} I^{\eta} V_{\eta}; \quad V_{\eta} = A_{\eta} + \sum_{x=2}^n \frac{I_x}{I_1} B_{\eta}^x;$$

$$A_{\eta} = \begin{cases} \ln[W_1/(2h)] - \sigma_1, \eta = 0; \\ \sigma_{\eta} - \sigma_{\eta+1} - \frac{W_{\eta}}{W_1} \ln(1 + 1/\eta), \eta > 0; \end{cases}$$

$$B_{\eta}^x = \begin{cases} \lambda_0^x - \lambda_1^x, \eta = 0; \\ \lambda_{\eta}^x - \lambda_{\eta+1}^x - (W_x/W_1) \ln(1 + 1/\eta), \eta > 0; \end{cases}$$

$$C = \sum_{x=2}^n \frac{W_1^3}{W_x h^2} \frac{I_x}{24} \left[ \left( \frac{\xi_x + W_x}{W_1} + \frac{1}{2} \right)^4 - \left( \frac{\xi_x + W_x}{W_1} - \frac{1}{2} \right)^4 + \left( \frac{\xi_x}{W_1} - \frac{1}{2} \right)^4 - \left( \frac{\xi_x}{W_1} + \frac{1}{2} \right)^4 \right];$$

$$\sigma_{\eta} = \frac{1}{2} \left[ 1 - \left( \frac{2\eta h}{W_1} \right)^2 \right] \ln \left[ 1 + \left( \frac{W_1}{2\eta h} \right)^2 \right] + 2 \frac{2\eta h}{W_1} \operatorname{arctg} \frac{W_1}{2\eta h};$$

$$\lambda_0^x = \frac{W_x}{W_1} \ln \frac{W_1}{2h} + \frac{1}{2} \left[ \left( \frac{\xi_x + W_x}{W_1} + \frac{1}{2} \right)^2 \ln \left( \frac{\xi_x + W_x}{W_1} + \frac{1}{2} \right)^2 - \left( \frac{\xi_x + W_x}{W_1} - \frac{1}{2} \right)^2 \times \right. \\ \left. \times \ln \left( \frac{\xi_x + W_x}{W_1} - \frac{1}{2} \right)^2 + \left( \frac{\xi_x}{W_1} - \frac{1}{2} \right)^2 \ln \left( \frac{\xi_x}{W_1} - \frac{1}{2} \right)^2 - \left( \frac{\xi_x}{W_1} + \frac{1}{2} \right)^2 \ln \left( \frac{\xi_x}{W_1} + \frac{1}{2} \right)^2 \right];$$

$$\lambda_{\eta}^x = \frac{1}{4} \left\{ \left[ \left( \frac{\xi_x}{W_1} - \frac{1}{2} \right)^2 - \left( \frac{2\eta h}{W_1} \right)^2 \right] \ln \left[ 1 + \left( \frac{\xi_x - W_1/2}{2\eta h} \right)^2 \right] - \right. \\ \left. - \left[ \left( \frac{\xi_x}{W_1} + \frac{1}{2} \right)^2 - \left( \frac{2\eta h}{W_1} \right)^2 \right] \ln \left[ 1 + \left( \frac{\xi_x + W_1/2}{2\eta h} \right)^2 \right] + \right.$$

$$\begin{aligned}
& + \left[ \left( \frac{\xi_x}{W_1} + \frac{W_x}{W_1} + \frac{1}{2} \right)^2 - \left( \frac{2\eta h}{W_1} \right)^2 \right] \ln \left[ 1 + \left( \frac{\xi_x + W_x + W_1/2}{2\eta h} \right)^2 \right] - \\
& - \left[ \left( \frac{\xi_x}{W_1} + \frac{W_x}{W_1} - \frac{1}{2} \right)^2 - \left( \frac{2\eta h}{W_1} \right)^2 \right] \ln \left[ 1 + \left( \frac{\xi_x + W_x - W_1/2}{2\eta h} \right)^2 \right] \Bigg\} + \\
& + \frac{2\eta h}{W_1} \left[ \left( \frac{\xi_x}{W_1} - \frac{1}{2} \right) \operatorname{arctg} \frac{\xi_x - W_1/2}{2\eta h} - \left( \frac{\xi_x + W_x}{W_1} - \frac{1}{2} \right) \operatorname{arctg} \frac{\xi_x + W_x - W_1/2}{2\eta h} - \right. \\
& \left. - \frac{2\eta h}{W_1} \left( \frac{\xi_x}{W_1} + \frac{1}{2} \right) \operatorname{arctg} \frac{\xi_x + W_1/2}{2\eta h} + \left( \frac{\xi_x + W_x}{W_1} + \frac{1}{2} \right) \operatorname{arctg} \frac{\xi_x + W_x + W_1/2}{2\eta h} \right].
\end{aligned}$$

В качестве примера приведены результаты расчета дисперсии в пятипроводной связанной МПЛ при одинаковых ширинах проводников  $W = 3$  мм и расстояниях между ними  $S = 0,9$  мм с параметрами подложки  $h = 0,635$  мм,  $\epsilon_r = 9,8$ .

В таблице дано распределение сил токов и  $\epsilon_{\text{эфф}(i)}(0)$  для пяти собственных волн в этой линии на нулевой частоте.

$i$	$\epsilon_{\text{эфф}(i)}(0)$	$I_1^{(i)}$	$I_2^{(i)}$	$I_3^{(i)}$	$I_4^{(i)}$	$I_5^{(i)}$
1	8,744	0,338	0,489	0,541	0,489	0,338
2	8,139	-0,534	-0,463	0,000	0,463	0,534
3	7,635	0,565	-0,063	-0,595	-0,063	0,565
4	7,239	-0,462	0,535	0,000	-0,535	0,462
5	6,985	-0,256	0,507	-0,595	0,507	-0,256

На рис. 2 представлены дисперсионные зависимости для первой (кривая 1) и третьей (кривая 2) собственных волн, рассчитанные по (2), а на рис. 3 – зависимости для второй (кривая 1) и четвертой (кривая 2) собственных волн, рассчитанные по (3). На этих же рисунках цифрами 3, 4 отмечены результаты численных расчетов в строгой постановке задачи [5].

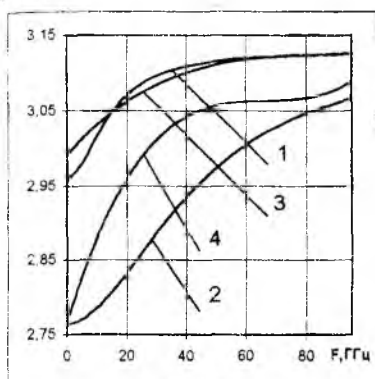
$k_x/k_0$ 

Рис. 2

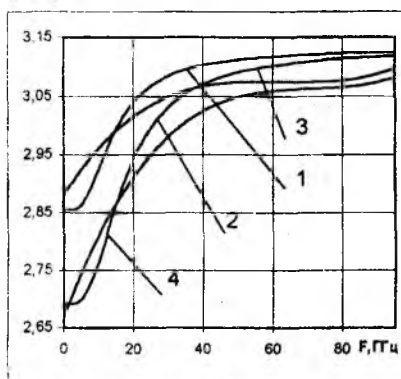
 $k_x/k_0$ 

Рис. 3

Предлагаемые приближенные формулы воспроизводят дисперсионные зависимости во всем диапазоне частот, обеспечивая  $\epsilon_{\text{эфф}(f)}(0)$  на нулевой частоте и отражая стремление к  $\epsilon_r$  при неограниченном увеличении частоты. Погрешность расчета по (2) и (3), как следует из приведенных примеров, не превышает 5%. Применение этих формул позволит повысить эффективность решения задач анализа и синтеза СВЧ-устройств на МС МПЛ путем замены сложных вычислительных алгоритмов простейшими расчетами при незначительном снижении точности получаемых результатов.

Список литературы: 1. Карпуков Л.М., Романенко С.Н. Упрощенный расчет дисперсии в МПЛ // Радиотехника. М., 1991. № 5. С. 8—16. 2. Карпуков Л.М., Пулов Р.Д., Романенко С.Н. Дисперсионные характеристики связанных микрополосковых линий // Радиотехника. 1997. Вып. 103. С.105—111. 3. Карпуков Л.М. Анализ элементов и устройств СВЧ на многопроводных связанных микрополосковых линиях // Изв. вузов. Радиоэлектроника. 1982. Т. 25, № 3. С. 60—61. 4. Двайт Г.Б. Таблицы интегралов и другие математические формулы / Пер. с англ. под ред. К.А. Семендяева. М.: Наука, 1969. 228 с. 5. Matsunaga M., Yasumoto K. Coupled-mode analysis of coupled multiconductor microstrip lines // Proc. of ISAP '96, Chiba, Japan. Chiba, 1996. P. 273—276.

Запорожский государственный  
университет

Поступила в редколлегию 16.07.98

## ФОРМИРОВАНИЕ ФОРМ КОЛЛЕКТОРНОГО ТОКА И НАПРЯЖЕНИЯ В ТРАНЗИСТОРНЫХ УСИЛИТЕЛЯХ СВЧ-МОЩНОСТИ КЛАССОВ F И H

В транзисторных усилителях мощности СВЧ-диапазона (ТУМ СВЧ) классов F и H для управления спектральным составом коллекторных тока и напряжения используются многорезонаторные фильтры в выходных согласующих цепях [1; 2]. Эти фильтры формируют такие формы тока и напряжения, которые позволяют достигать минимальной мощности рассеяния транзистора при максимальной выходной мощности.

Классическими требованиями, предъявляемыми к выходной согласующей цепи ТУМ СВЧ классов F(H), являются наличие бесконечного импеданса для нечетных и нулевого импеданса для четных гармоник коллекторного напряжения и тока соответственно. Однако данные требования были сформулированы в результате анализа усилителя с идеализированной моделью транзистора, которая представлялась в виде источника тока без учета емкостей переходов, объемных сопротивлений и внутритранзисторных связей [2]. Кроме того, исключалась возможность управления спектром коллекторных тока и напряжения входной согласующей цепью.

Поэтому необходимо уточнить требования к импедансу выходной согласующей цепи и к импедансу входной согласующей цепи для ТУМ СВЧ классов F(H) с учетом импеданса общего вывода, емкостей переходов и внутритранзисторных связей.

**Построение эквивалентной схемы усилителя.** Рассмотрим структурную схему ТУМ СВЧ, который при соответствующем выборе импедансов входной и выходной согласующих цепей называется усилителем с полигармоническим режимом работы (рис. 1). На схеме обозначены:  $Z_i$ ,  $Z_n$  – импедансы входной и выходной согласующих цепей, имеющие импульсные характеристики  $Z_i(t)$  и  $Z_n(t)$  соответственно;  $I_s(t)$  – генератор переменного тока с частотой  $f_0$ ;  $I_0$  – генератор постоянного тока источника питания. Под согласующими цепями транзистора будем понимать цепи, состоящие из собственно согласующих цепей транзистора и всех паразитных компонентов выводов и корпуса.

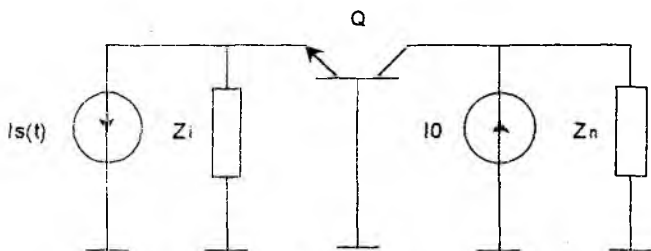


Рис. 1

Анализ удобно производить с помощью модели Агаханяна для биполярного транзистора [3; 4]. Согласно [5] данная модель обладает относительной погрешностью моделирования переходных процессов 5...10%. Это достигается более точной аппроксимацией коэффициентов передачи. Кроме того, в отличие от классических моделей, для которых предполагается, что от перехода к переходу передается часть тока, инжектирующаяся через соответствующий переходу диод, в модели Агаханяна токи через переходы характеризуются полными токами эмиттера и коллектора, т.е. полностью соответствуют физической интерпретации процесса инжекции [3; 5].

В дальнейшем полагаем, что транзистор: 1) работает по схеме с общей базой при гармоническом возбуждении в режиме с отсечкой коллекторного тока; 2) не переходит в инверсный режим.

При этом можно отказаться от источника тока  $I_{de}$  и диффузионной емкости перехода база—коллектор. Действительно, переход база—коллектор транзистора находится под большим запирающим потенциалом ( $|U_{bc}| = 6...30$  В), не изменяющим своего знака за период входного сигнала. Следовательно, составляющая силы тока перехода  $I_{dc} = I_{cT} \exp\{U_{bc}/(m_c \phi_T)\}$ , где  $m_c$  — коэффициент, характеризующий отклонение от экспоненциального закона при высоких уровнях инжекции, при  $I_{cT} = 10^{-13}...10^{-16}$  А,  $\phi_T \approx 26$  мВ стремится к нулю. В результате имеет место исчезновение диффузионной емкости, обусловленной накоплением неосновных носителей в базе у коллекторного перехода, в силу ее пропорциональности изменению силы тока  $I_{dc}$ :  $C_{bc}^{diff} = \tau_{TI} dI_{dc}/dU_{bc} \rightarrow 0$ . Здесь  $\tau_{TI}$  — среднее время пролета неосновных носителей через базу при инверсном включении.

Диффузионная емкость коллекторного перехода, включенного в обратном направлении, определяется изменением заряда из-за модуляции толщины базы [3]. Такое дополнительное изменение заряда неосновных носителей учитывается изменением коэффициентов передачи тока ( $\alpha_N$ ,

$\alpha_I$ ) и постоянных времени ( $\tau_{\alpha N}$ ,  $\tau_{\alpha I}$ ) с изменением толщины базы. Уравнения для  $\alpha_N$ ,  $\alpha_I$  становятся нелинейными, что существенно осложняет их решение. Поэтому коэффициенты  $\alpha_N$ ,  $\alpha_I$  будем считать зависящими только от частоты, а постоянные времена  $\tau_{\alpha N}$ ,  $\tau_{\alpha I}$  – неизменными. Учет зарядной и диффузионной емкостей перехода база–эмиттер и зарядной емкости перехода база – коллектор в дифференциальной форме [3] приводит к значительному усложнению расчетов. Поэтому заменим данные емкости их средними значениями. Следует принять во внимание, что усреднение может несколько исказить реальную картину, поскольку из рассмотрения исключаются параметрические эффекты.

Эквивалентная схема ТУМ СВЧ с упрощенной моделью транзистора, представлена на рис. 2.

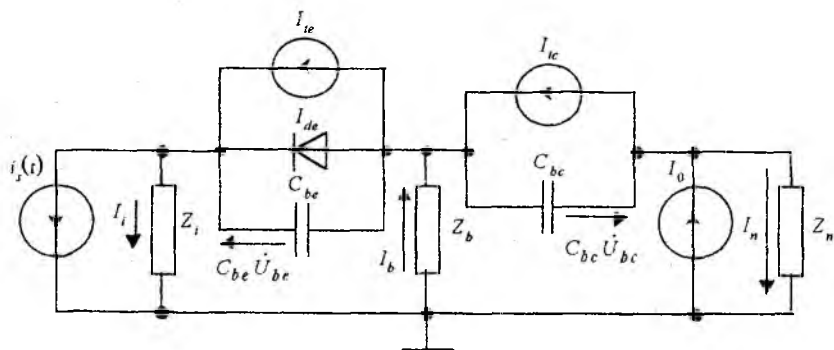


Рис. 2

Определим степень изменения форм токов и напряжений под влиянием упрощений для установления допустимости последних. Для этого промоделируем работу усилителя без упрощающих и с упрощающими положениями и выявим искажения форм токов и напряжений. В качестве импедансов  $Z_i$  и  $Z_n$  выберем соответственно индуктивность в 0,25 мкГн и последовательное соединение сопротивления и индуктивности с результирующим импедансом  $50,236 + i1,319$  Ом (согласованная нагрузка усилителя). Параметры модели соответствуют транзистору 2Т995А-2 (NE56953) [6]. Источник  $I_s(t)$  задает входной синусоидальный сигнал с частотой 3 ГГц и амплитудой 0,55 А. Источник тока  $I_0$  представляется последовательным соединением источника напряжения  $U_0 = 14$  В с внутренним сопротивлением  $R_0 = 0,5$  Ом и индуктивности  $L_0 = 1,0$  мкГн.

Для определения степени изменения форм напряжений на переходах вве-

дем операцию "отличаемости":  $D(f(t), g(t)) = 1 - \int_a^b |f(t)g(t)| dt / \int_a^b f^2(t) dt$ . Она показывает, насколько (в интервале [0, 1]) сигнал  $g(t)$  отличен от сигнала  $f(t)$ . Наибольшее различие в формах напряжений составило около 13 % для  $U_{be}$ , а для  $U_{bc}$  не превышало 6 %, что сопоставимо с погрешностью используемой модели.

**Математическое описание эквивалентной схемы.** Применяя правила Кирхгофа к упрощенной схеме (см. рис. 2) и правила операционного исчисления к полученной системе уравнений, формируем систему уравнений в операторном виде. Она состоит из двух подсистем: для эмиттерной цепи

$$\left( \alpha_I - \frac{Z_b}{Z_i + Z_b} \right) I_c + I_{de} + \left( p\tilde{C}_{be} + \frac{1}{Z_i + Z_b} \right) U_{be} - I_s \frac{Z_i}{Z_i + Z_b} = 0; \quad (1)$$

$$I_e = (Z_i I_s - U_{be} + Z_b I_c) / (Z_i + Z_b),$$

для коллекторной цепи

$$\frac{I_0}{p} \frac{Z_n}{Z_n + Z_b} + \left( \frac{Z_b}{Z_n + Z_b} - \alpha_N \right) I_e + \left( p\tilde{C}_{bc} + \frac{1}{Z_n + Z_b} \right) U_{bc} = 0; \quad (2)$$

$$I_c = (I_0 Z_n / p + U_{bc} + Z_b I_e) / (Z_n + Z_b),$$

где  $I_{de}(p)$  – изображение тока диода  $I_{de}(U_{be}(t))$ ;  $p$  – оператор Лапласа—Карсона [8].

Из системы (1)–(2) можно либо получить соотношения для гармоник напряжений и токов переходов в зависимости от входного и выходного импедансов  $Z_i$  и  $Z_n$  либо определить  $Z_i$  и  $Z_n$  по требуемым  $U_{bc}$  и  $I_c$ .

**Анализ уравнений эквивалентной схемы усилителя.** Пусть на вход усилителя (см. рис. 2) действует гармонический сигнал с частотой  $p_0 = i\omega_0$ . Согласно [2] наименьшие потери в транзисторе ТУМ СВЧ при максимальной выходной мощности достигаются при максимально плоских формах тока  $I_c$  и напряжения коллектора  $U_{bc}$ . Для напряжения такой формой является меандр с частотой входного сигнала  $\omega_0$  [8]:

$$U(t) = U_0 + U_{bc}^{\max} \sum_{m=1}^{\infty} \text{Sin } c(m\pi/2) \cos(m\omega_0 t). \quad (3)$$

В спектре описанного сигнала присутствуют только нечетные гармоники с амплитудами  $U_{bc}^{\max} \text{Sin } c(m\pi/2)$ , где  $U_{bc}^{\max}$  – размах коллекторного напряжения.

Максимально плоской форме тока отвечает функция Берга, соответст-

вующая углу отсечки  $\vartheta = \pi/2$  [8]:

$$I(t) = I_c^{\max} \left( \gamma_0(\vartheta) + \sum_{m=1}^{\infty} \gamma_m(\vartheta) \cos\{-m\omega_0 t\} \right), \quad (4)$$

где  $I_c^{\max}$  – размах коллекторного тока. Эти функции при  $\vartheta = \pi/2$  не содержат в своем спектре нечетных гармоник.

Чтобы установить требования к входной и выходной согласующим цепям, выразим  $Z_i$  из соотношений (1), (2) через  $I_c$  и  $I_e$ , а  $Z_n$  через  $U_{bc}$  и  $I_c$ . Для  $m = 2, 3, \dots$  получаем:

$$Z_i = \frac{I_{de} - (1 + mp_0 \tilde{C}_{bc} Z_b) I_e + (\alpha_I + mp_0 \tilde{C}_{bc} Z_b) I_c^{\max} \gamma_m(\pi/2)}{mp_0 \tilde{C}_{bc} I_e}, \quad (5)$$

$$Z_n = \frac{(1 + mp_0 \tilde{C}_{bc} Z_b) I_{bc}^{\max} \sin c(m\pi/2) + I_e Z_b (1 - \alpha_N)}{\alpha_N I_e - mp_0 \tilde{C}_{bc} U_{bc}^{\max} \sin c(m\pi/2)}, \quad (6)$$

$$Z_n = -\frac{1 + mp_0 \tilde{C}_{bc} Z_b}{mp_0 \tilde{C}_{bc}} + \frac{I_e}{I_c^{\max} \gamma_m(\pi/2)} \frac{\alpha_N + mp_0 \tilde{C}_{bc} Z_b}{mp_0 \tilde{C}_{bc}}. \quad (7)$$

Требование отсутствия четных гармоник в  $U_{bc}$  и нечетных гармоник в  $I_c$  и соотношения (6), (7) позволяют сформулировать требования к импедансу выходной согласующей цепи при  $m > 1$ :

$$Z_n(m p_0) = Z_b (1 - \alpha_N) / \alpha_N, \text{ если } m - \text{четное}, \quad (8)$$

$$Z_n(m p_0) = \infty, \text{ если } m - \text{нечетное}. \quad (9)$$

Эти требования зависят от параметров транзистора и отличаются от классических ненулевым импедансом выходной согласующей цепи, необходимым для подавления четных гармоник в  $U_{bc}$ . Для транзистора 2Т995А-2 [6], работающего на частоте 3 ГГц при  $\text{Im}(Z_b) \neq 0$ , соотношение (8) дает:  $-(3,626 + j0,399)$ ,  $-(13,417 + j5,184)$ ,  $-(26,288 + j17,838)$  Ом для  $m=2, 4, 6$  соответственно, а при  $\text{Im}(Z_b) = 0$ :  $-(0,075 + j0,353)$ ,  $-(0,29 + j0,653)$ ,  $-(0,62 + j0,851)$  Ом. При  $Z_b = 0$  требования (8), (9) переходят в классические.

Но выходная согласующая цепь создает лишь необходимые условия для формирования максимально плоских форм  $I_c$  и  $U_{bc}$  (отсутствие в спектре напряжения четных гармоник, а в спектре тока – нечетных). Нужное распределение энергии нечетных гармоник в  $U_{bc}$  (3) и четных – в  $I_c$  (4) можно осуществить регулированием уровней гармоник в токе эмиттера, поскольку им определяется составляющая тока коллектора  $I_{Ic} = \alpha_N I_e$ .

Спектр тока  $I_c$  зависит от внешней цепи эмиттера [3], что позволяет формировать его подбором импеданса входной согласующей цепи.

Определить этот импеданс можно по спектру тока  $I_e$ , который находим по известным спектрам  $U_{bc}$  (3) и  $I_c$  (4) из соотношений (6), (7). Для нечетных гармоник коллекторного напряжения  $U_{bc}$ :

$$(6) \Rightarrow Z_n = \infty \Rightarrow I_e = U_{bc}^{\max} \text{Sin } c(m\pi/2) \left( m p_0 \tilde{C}_{bc} / \alpha_N \right) \quad (10)$$

Для четных гармоник коллекторного тока  $I_c$ :

$$(7) \Rightarrow Z_n = Z_b (1 - \alpha_N) / \alpha_N \Rightarrow I_e = I_c^{\max} \gamma_m (\pi/2) / \alpha_N \quad (11)$$

Учет емкости перехода база-коллектор, согласно (10), смягчает требования к нечетным составляющим эмиттерного тока. Если  $\tilde{C}_{bc} \rightarrow 0$ , то в токе эмиттера должны быть исключены все нечетные гармоники, т.е. необходимо создание для них входной цепью бесконечного импеданса.

Подставляя соотношения (10) и (11) в (5), получаем зависимость входного импеданса от частоты для гармоник тока эмиттера с  $m > 1$ . На рис. 3 отражены частотные зависимости входного импеданса для ТУМ СВЧ с транзистором 2Т995А-2 при скомпенсированной и нескомпенсированной реактивной составляющей базового импеданса. Зависимость 1 – соответствует случаю  $\text{Im}(Z_b) = 0$ , зависимость 2 – случаю  $\text{Im}(Z_b) \neq 0$ .

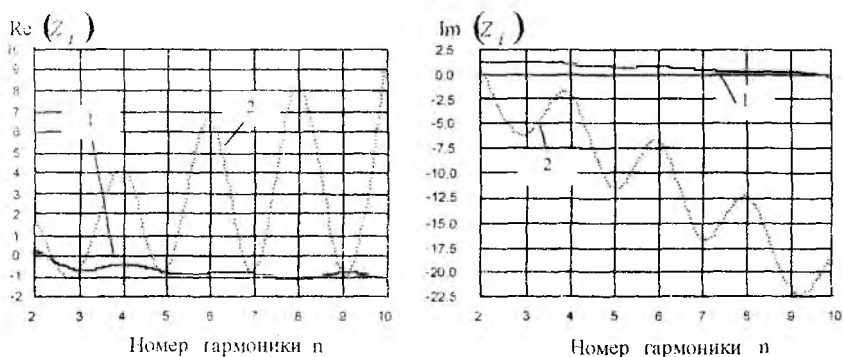


Рис. 3

В обоих случаях реальная часть импеданса входной цепи является отрицательной. Это свидетельствует о низком уровне гармоник в эмиттерном токе и необходимости подкачки энергии на данных гармониках. Полученный результат объясняется шунтирующим действием емкостей переходов и снижением коэффициента передачи  $\alpha_N$  с ростом частоты. Реализация

входной цепи на пассивных элементах позволяет иметь  $\operatorname{Re}(Z_i) \geq 0$ . Практические разработки, использующие механизм подкачки энергии гармоник на вход транзистора, приведены в [9; 10].

Компенсация реактивной составляющей базового импеданса уменьшает неравномерность  $Z_i$ , что может облегчить выполнение входной цепи.

Таким образом, установлено, что классические требования к импедансу выходной согласующей цепи для ТУМ СВЧ класса F(H) лишь приближенно реализуют необходимые условия для создания максимально плоских форм коллекторных тока и напряжения. С учетом внутренних параметров модели транзистора сформулированы требования, которым должны удовлетворять импедансы входной и выходной согласующих цепей ТУМ СВЧ класса F(H) для достижения высокого КПД.

**Список литературы:** 1. *Крыжановский В.Г., Шевченко И.Н.* Результаты моделирования транзисторного СВЧ-усилителя мощности класса H // Материалы 7-й Междунар. крым. конф. "СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии". Севастополь, 1997. С. 232–233. 2. *Raab F.H.* Class F power amplifiers with maximally flat waveform // IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques. 1997. Vol. 45. P. 2007–2013. 3. *Агаханян Т.М.* Основы транзисторной электроники. М.: Энергия, 1974. 256 с. 4. *Гаврилов В.К.* Переходные процессы в транзисторе и методы расчета импульсных схем. М.: Связь, 1971. 158 с. 5. *Архангельская И.Т.* Модели биполярных транзисторов. Полупроводниковые приборы и их применение. М., 1972. Вып. 26. С. 60–74. 6. *Нерельман Е.Л., Петухов В.М.* Новые транзисторы: Справ. М.: СОЛОН: МИКРОТЕХ. 1994. Т. 1. 261 с. 7. *Диткин В.А., Прудников А.Н.* Справочник по операционному исчислению. М.: Высш. шк., 1965. 280 с. 8. *Гоноровский И.С.* Радиотехнические цепи и сигналы. М.: Сов. радио, 1971. 672 с. 9. *Пат. 5105167 США, МКИ<sup>3</sup> H 03 F 3/68.* Harmonic injection amplifier / A. Peczalski; Honeywell Inc. № 676997; Заявлено 28.03.91; Опубл. 14.04.92; НКИ 330/295. 10. *Заявка 2651622 Франция, МКИ H 03 F 1/02.* Amplificateur a haut rendement / M. Camiade, M. Cayral; Thomson Composants Microonders. № 8911025; Заявлено 18.08.89; Опубл. 08.03.91.

*Донецкий государственный университет*

*Поступила в редколлегию 13.10.98*

*Г.П. КОЛОМОЄЦЬ, канд. фіз.-мат. наук,  
Д.І. ЛЕВІНЗОН, д-р техн. наук, Л.О. ССРОВ*

## **ОЦІНЮВАННЯ НАДІЙНОСТІ НАПІВПРОВІДНИКОВИХ ПРИЛАДІВ ЗА ДОПОМОГОЮ АНАЛІЗУ ЇХ СТРУМОВОГО ШУМУ**

Найважливішим фактором, що впливає на надійність радіосистем, вважається досконалість та надійність напівпровідникових приладів, які входять до складу систем. Надійність функціонування останніх насамперед пов'язана з існуванням структурних дефектів у робочих областях приладів. Традиційне оцінювання надійності напівпровідникових приладів здійснюється за допомогою впливу великих електричних перевантажень на прилади, коли суттєво збільшується концентрація дефектів у їх областях [1]. Така методика, по суті, є руйнівною, оскільки після перевантажень прилад стає потенційно ненадійним. Тому досить актуальна проблема визначення надійності приладів з використанням неруйнівних методів контролю. Одним із перспективних методів оцінювання надійності вважають метод низькочастотних флуктуацій [2; 3]. Відомо, що низькочастотний токовий шум пов'язаний із структурними дефектами матеріалу приладів, і тому його рівень залежить від концентрації дефектів, які зумовлюють потенційну ненадійність приладів. Крім того, цей метод поєднує відносну простоту та велику чутливість до дефектів — більшу, ніж чутливість інших "макро"-електричних параметрів [4]. Тому, на наш погляд, можливе та доцільне оцінювання надійності напівпровідникових приладів за допомогою вимірювання їх низькочастотного токового шуму. Нами проведено дослідження низькочастотних струмових флуктуацій транзисторів КТ3102 та адаптовано шумовий метод до оцінювання надійності цих приладів.

Зразками для досліджень були кремнієві планарно-епітаксійні біполярні  $n - p - n$ -транзистори типу КТ3102, які належали до різних груп за рівнем низькочастотного шуму. Флуктуаційні характеристики транзисторів, що включені в схемі із загальним емітером, вимірювалися в діапазоні частот  $f = 13 \text{ Гц} \div 37 \text{ кГц}$  при різних силах струму бази та колектора. Методика вимірювання шуму базувалася на послідовній аналоговій фільтрації підсиленого сигналу шумової напруги з подальшим його усередненням.

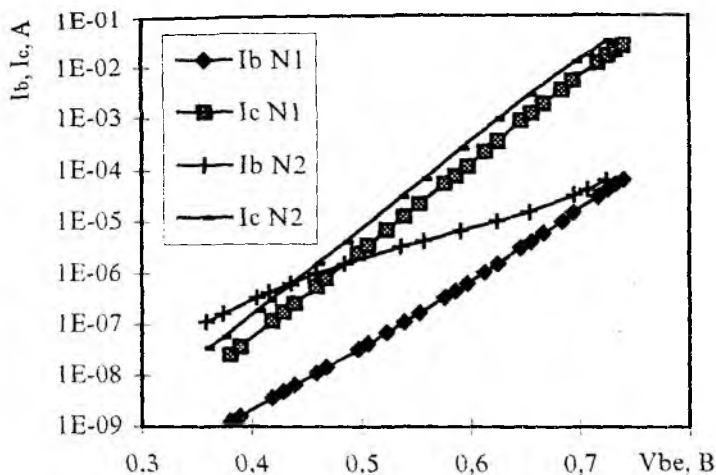


Рис. 1

На рис. 1 наведено типові вольт-амперні характеристики (ВАХ) транзисторів, що належать до різних груп за рівнем низькочастотного шуму. Наприклад, для зразка № 1 (рівень шуму на частоті 1 кГц дорівнює 2 ... 4 дБ) характерні ВАХ струмів бази та колектора термоемісійного типу. Для зразка № 2 (рівень шуму на частоті 1 кГц більший від 10 дБ) типові ВАХ струму бази мають досить велику рекомбінаційну складову.

Аналіз електричних флуктуацій було здійснено з використанням фізичної еквівалентної схеми біполярного транзистора (рис. 2), що враховує тільки джерела надлишкового шуму. Джерела, які відображені на схемі, пов'язані:  $S\pi$  — із протіканням струму бази;  $Sc$  — із протіканням струму колектора;  $Sr$  — із модуляцією розмірів бази внаслідок флуктуацій товщини областей просторового заряду емітера та колектора. Використовуючи принцип суперпозиції, для надлишкового шуму струму колектора транзистора у схемі із загальним емітером можна отримати в умовах розімкнутого ( $S_{ic}^H$ ) та замкненого ( $S_{ic}^L$ ) за змінним сигналом входу транзистора такі залежності [5; 6]:

$$S_{ic}^H = S\pi \beta^2 + Sc; \quad (1)$$

$$S_{ic}^L = (S\pi + Sr) (r_B g_m)^2 + Sc, \quad (2)$$

де  $\beta$  — коефіцієнт підсилювання транзистора за струмом;  $r_B$  — опір бази транзистора;  $g_m$  — крутість транзистора,  $g_m = qI_c/kT$ .

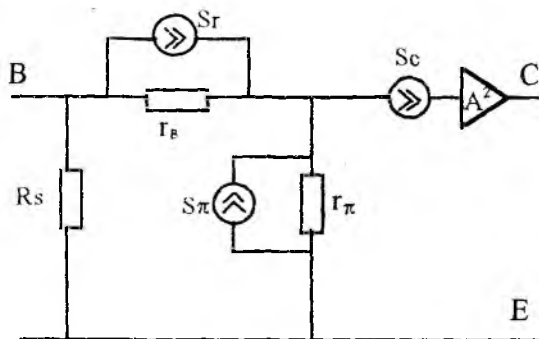


Рис. 2

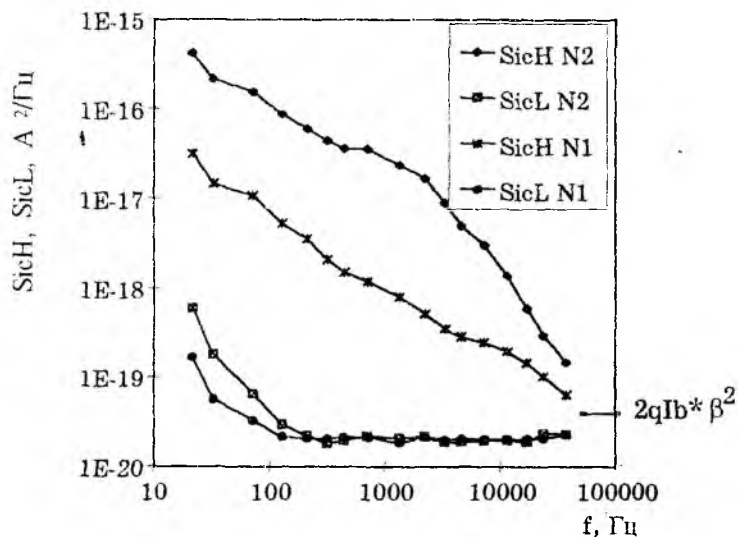


Рис. 3

На рис. 3 наведено спектри шуму струму колектора, виміряні для транзисторів у схемі включення із загальним емітером. Закорочення за змінним струмом вхідного кола зменшує шум усіх транзисторів. Таке явище свідчить про те, що у випадку розімкненого входу флуктуації струму

колектора зумовлені підсиленням в  $\beta^2$  раз шумом  $S_{\pi}$ , природа якого пов'язана з процесами в області емітера. Отже, згадані флуктуації є домінуючими для всіх досліджених транзисторів. Цей факт не суперечить загальноприйнятим положенням, які пов'язують виникнення дефектів із великою концентрацією домішок в емітері та високотемпературними технологічними режимами його виготовлення. Враховуючи кореляцію рівня шуму з концентрацією структурних дефектів, можна вважати, що дефекти в емітері найбільш суттєво впливають на надійність транзисторів.

Порівнюючи спектральні густини флуктуацій струму колектора при розімкненому за змінним струмом вході транзисторів ( $S_{ic}^H$ ), для досліджених транзисторів можна помітити кореляцію із концентрацією дефектів у транзисторній структурі, яку можна оцінити, наприклад, за нахилом вольт-амперних характеристик (див. рис. 1). Для транзисторів з рекомбінаційною складовою у струмі бази шум вищий, аніж для транзисторів із суто термоемісійними ВАХ. Спектральні ж густини флуктуацій струму колектора при замкненому за змінним струмом вході транзисторного каскада ( $S_{ic}^L$ ) розрізняються незначно для різних транзисторів тільки на частотах  $f < 100$  Гц, що дозволяє знехтувати цим шумом під час оцінювання надійності. Беручи це до уваги, можна запропонувати таку методику оцінювання надійності транзисторів за рівнем струмових низькочастотних флуктуацій:

1. Визначити експериментально електричні режими та частоту, на якій будуть тестуватися транзистори. Треба враховувати, що з підвищенням сили струму та вимірюваної частоти зростає точність вимірів шуму. Транзистор повинен бути ввімкнений у схему із загальним емітером під час холостого ходу на вході каскаду.

2. Експериментально встановити максимальний рівень шуму для визначеної частоти та режимів, характерний для транзисторів без рекомбінаційних складових у ВАХ.

3. Вважати транзистори потенційно ненадійними, якщо рівень їх шуму перевищує встановлений рівень шуму "безрекомбінаційних" транзисторів.

Для досліджених транзисторів таким електричним режимом був режим із силою струму колектора  $I_c = 1$  мА, при  $f = 200$  Гц рівень мінімального шуму  $S_{ic}^H = 4 \dots 5 \cdot 10^{-18}$  А<sup>2</sup>/Гц.

Виконані дослідження низькочастотних струмових флуктуацій транзисторів КТ3102 дали змогу запропонувати методику оцінювання надійності таких транзисторів, базуючись на вимірюванні рівня низькочастотного шуму, пов'язаного з надлишковими флуктуаціями струму бази. Аналіз фізичної шумової еквівалентної схеми біполярного транзистора

дозволив встановити, що цей шум дає найбільший внесок до загального шуму транзистора. Відзначимо, що флуктуації, які виникають у колекторному  $p-n$ -переході та базі, також можуть вплинути на оцінку надійності, але флуктуації в емітері, як доведено експериментально, є переважними.

**Список літератури:** 1. Чернышев А.А. Основы надежности полупроводниковых приборов и интегральных микросхем. М.: Радио и связь, 1988. 234 с. 2. Таратута А.С. Метод прогнозирования срока службы полупроводниковых приборов // Радиотехника и электрон. 1965. № 12. С. 2257 — 2259. 3. Колomoец Г.П., Ткаченко Н.Н., Серов Л.А. Использование шумовых методов при диагностировании активных элементов биполярных ИС // Тез. докл. Междунар. науч.-техн. конф. "Физические аспекты надежности, методы и средства диагностики ИС". Воронеж. 1993. С. 83. 4. Нарышкин А.К., Врачев А.С. Теория низкочастотных шумов. М.: Энергия, 1972. 152 с. 5. Kilmer J., Van der Ziel A., Bosman G. Presence of mobility-fluctuation  $1/f$  noise identified in silicon  $p^+-n-p$  transistors // Solid-State Electronics. 1983. Vol. 26, N 1. P. 71 — 74. 6. Лукьяничкова Н.Б. Флуктуационные явления в полупроводниках. М.: Радио и связь, 1990. 296 с.

Запорізький державний технічний  
університет

Надійшла до редколегії 25.06.98

## ПОЗДРАВЛЕНИЕ Б.Л. КАЩЕЕВУ



В 1998 г. Международный астрономический союз присвоил астеронду, открытому в Крымской обсерватории в 1976 г., имя проф. Б.Л. Кашеева:

(6811) Kashcheev = 1976 QR.

Discovered 1976 Aug. 26 by N. S. Chernykh at the Crimean Astrophysical Observatory.

Named in honor of Boris Leonidovich Kashcheev (b. 1920), professor of Kharkov Technical University of Radioelectronics, famous researcher of physics and dynamics of meteors. He founded in 1956 and headed the laboratory for the exploration of meteors by radiomethods, and he was

the chief designer of the first in Ukraine automatic meteor radiosystem MARS. More 20 millions of meteors were detected with this system during 1972—1978 and many thousand meteor orbits were determined and studied. During many years he was the Chair of Working Shop No. 2 "Meteor explorations" of the JAGA and Chair of the Meteor Commission of the Soviet Geophysical Committee.

Борис Леонидович Кашеев, д-р техн. наук, проф., заслуженный деятель науки Украины. Почетный академик Академии наук прикладной радиоэлектроники, Почетный радист СССР, член Международной ассоциации аэронавтики и геомагнетизма, член редколлегии всеукраинского научно-технического сборника «Радиотехника» с 1965 года. С 1956 по 1984 г. — заведующий кафедрой радиотехники, с 1958 г. по настоящее время — руководитель Проблемной научно-исследовательской лаборатории радиотехники.

Автор и соавтор 12 монографий, изданных в центральных издательствах Украины и России; автор более 250 научных публикаций. Подготовил 4 докторов и более 30 кандидатов наук.

Редколлегия поздравляет Бориса Леонидовича с награждением личной именной планетой.

Сокращения названий периодических изданий  
в пристатейных списках литературы

ЖЭТФ — Журн. эксперим. и теорет. физики

ТИИЭР — Тр. Ин-та инж. по электротехнике  
и радиоэлектронике

IEEE — Inst. of Electrical and Electronics Eng.

IRE — Inst. of Radio Eng.

## СОДЕРЖАНИЕ

<i>Шокало В.М.</i> К читателям .....	3
<i>Алехин В.И.</i> Исследования пограничного слоя атмосферы методом акустического зондирования .....	6
<i>Proshkin E.G.</i> Atmosphere boundary layer turbulence level estimation with radioacoustic soundind methods .....	16
<i>Бабкин С.И., Делов И.А., Прошкин Е.Г.</i> Комплекс аппаратуры для совмещенного зондирования пограничного слоя атмосферы электромагнитными и акустическими волнами .....	23
<i>Кащеев Б.Л.</i> Сорок лет Проблемной лаборатории радиотехники .....	30
<i>Карабанов А.Г.</i> Некоторые результаты модернизации радиолокационной станции вертикального зондирования атмосферы .....	33
<i>Карабанов А.Г.</i> Обработка отраженных сигналов в РЛС вертикального зондирования атмосферы .....	39
<i>Кащеев Б.Л., Бондарь Б.Г., Антипов И.Е.</i> Перспективы использования метеорной связи .....	49
<i>Кащеев Б.Л., Бондарь Б.Г., Антипов И.Е.</i> К вопросу о пропускной способности радиолинии метеорной связи .....	53
<i>Воргуль А.В.</i> Определение скорости метеорного тела методом имитационного моделирования .....	57
<i>Лучанинов А.И., Шокало В.М., Коновальцев А.А., Рыбалко А.М., Щербина А.А.</i> Теоретические и экспериментальные исследования крупноапертурных ректенных решеток .....	63
<i>Шокало В.М., Коновальцев А.А., Лучанинов Ю.А.</i> Снижение направленности побочного излучения ректенных решеток .....	74
<i>Радкевич И.С.</i> Алгоритм оценки пространственных параметров сигналов антенной решетки с синтезированием апертуры .....	80
<i>Должиков В.В.</i> Продольное распределение интенсивности поля в зоне Френеля круглой сфокусированной апертуры .....	87
<i>Должиков В.В.</i> Средняя диаграмма направленности по мощности круглой апертуры при наличии флуктуаций фазы .....	97

<i>Лихограй В.Г.</i> Влияние флуктуаций АФР на эффективность передачи СВЧ-энергии между круглыми апертурными антеннами в зоне Френеля .....	109
<i>Чумаков В.И.</i> Модель воздействия электромагнитного излучения на элементную базу РЭА .....	120
<i>Шифрин Я.С.</i> Харьковский государственный технический университет радиоэлектроники как координационный центр украинской науки в области теории и техники антенн .....	124
<i>Василишин В.И.</i> Быстрый обобщенный алгоритм MINIMUM-NORM .....	129
<i>Минервин Н.Н., Васюта К.С.</i> Влияние рассогласования между ожидаемыми и истинными значениями углов прихода помеховых волн на эффективность их подавления .....	135
<i>Гуцало А.И., Кичак В.М.</i> Повышение точности измерения частотных характеристик группового времени запаздывания четырехполосников .....	140
<i>Украинец Н.И., Мокан Т.К.</i> Особенности рассеяния волн на несимметричном коротком вибраторе с диэлектрическим резонансным рассеивателем .....	145
<i>Чумаченко С.В.</i> Уравнение собственных частот и компоненты поля для резонатора с двумя настроенными элементами .....	150
<i>Карпуков Л.М., Пулов Р.Д., Романенко С.Н.</i> Дисперсия основного типа волны в многопроводных связанных микрополосковых линиях .....	157
<i>Крыжановский В.Г., Шевченко И.Н.</i> Формирование форм коллекторного тока и напряжения в транзисторных усилителях СВЧ-мощности классов F и H .....	162
<i>Коломоець Г.П., Левінзон Д.І., Серов Л.О.</i> Оцінювання надійності напівпровідникових приладів за допомогою аналізу їх струмового шуму .....	169
<i>Поздравление Б.Л. Кащееву</i> .....	174
Сокращения названий периодических изданий в пристатейных списках литературы .....	175

## CONTENTS

<i>Shockalo V.M.</i> For readers .....	3
<i>Aliokhin V.I.</i> Investigation of the atmosphere boundary layer with the acoustic sounding .....	6
<i>Proshkin E.G.</i> Atmosphere boundary layer turbulence level estimation with radioacoustic sounding methods .....	16
<i>Babkin S.I., Delov I.A., Proshkin E.G.</i> Equipment complex for combined sounding of atmospheric boundary layer by electromagnetic and acoustic waves .....	23
<i>Kashcheev B.L.</i> Forty years anniversary of Fundamental Research Laboratory of Radio Engineering .....	30
<i>Karabanov A.G.</i> Some results of the atmosphere vertical sounding radars modernizations .....	33
<i>Karabanov A.G.</i> Reflected signal processing in the atmosphere vertical sounding radars .....	39
<i>Kashcheev B.L., Bondar B.G., Antipov I.E.</i> Prospects for meteor-burst communication application .....	49
<i>Kashcheev B.L., Bondar B.G., Antipov I.E.</i> On the meteor-burst communication link throughput .....	53
<i>Vorgul A.V.</i> Estimation of the meteor body velocity by the simulation modeling method .....	57
<i>Luchaninov A.I., Shockalo V.M., Konovaltsev A.A., Rybalko A.M., Shcherbina A.A.</i> Theoretical and experimental researches of large-aperture rectenna arrays .....	63
<i>Shockalo V.M., Konovaltsev A.A., Luchaninov Yu.A.</i> Decrease in directivity of rectenna array spurious radiation .....	74
<i>Radkevitch I.S.</i> Algorithm of signals spatial parameters estimation by antenna array with aperture synthesizing .....	80
<i>Dolzhikov V.V.</i> Axial intensity distribution of the field in the Fresnel zone of the circular focused aperture .....	87
<i>Dolzhikov V.V.</i> Average power pattern of the circular aperture in the presence of phase fluctuations .....	97

<i>Lykhograi V.G.</i> The influence of amplitude and phase distribution fluctuations on the efficiency of microwave energy transfer between circular aperture antennas in the Fresnel zone .....	109
<i>Chumacov V.I.</i> Model of electromagnetic radiation action on radioelectronic equipment elements .....	120
<i>Shifrin J.S.</i> The Kharkov state university of radioelectronics as the coordination centre of the Ukrainian science in the field of the theory and engineering of aerials .....	124
<i>Vasilishin V.I.</i> Fast generalized Minimum-Norm algorithm .....	129
<i>Minervin N.N., Vasyuta K.S.</i> Influence of mismatch between the expected and true values of angles of noise waves on their suppression efficiency .....	135
<i>Gutsalo A.I., Kichak V.M.</i> Increase in measuring accuracy of quadripoles grouped delay time frequency characteristics .....	140
<i>Ukrainets N.I., Mokan T.K.</i> Peculiarities of waves scattering on the asymmetrical short vibrator with the dielectric resonant scatterer .....	145
<i>Chumachenko S.V.</i> The equation of the characteristic frequencies and the field's components of the resonator with two elements of tuner .....	150
<i>Karpukov L.M., Pulov R.D., Romanenko S.N.</i> Fundamental wave dispersion in multiconductor microstrip lines .....	157
<i>Krizhanovsky V.G., Shevchenko I.N.</i> Shaping of collector current and voltage forms in classes F and H transistor microwave power amplifiers .....	162
<i>Kolomoets G.P., Levinzon D.I., Serov L.A.</i> Assessment of semiconductor devices' reliability based on the current noise analysis .....	169
<i>Congratulation for B.L. Kashcheev</i> .....	174
Abbreviations of periodicals titles in references .....	175

**ЗБІРНИК НАУКОВИХ ПРАЦЬ**

**РАДІОТЕХНІКА**

Випуск 106

Російською мовою

**СБОРНИК НАУЧНЫХ ТРУДОВ**

**РАДИОТЕХНИКА**

Выпуск 106

Редактор *Г.О. Романець*

Виконавці комп'ютерної верстки: *Л.Д. Васильченко, О.Б. Ісаєва,  
О.А. Дрокін*

Підписано до друку з оригіналу-макета 20.10.98. Формат 60×84/16.  
Папір офсет. Друк офсет. Умов. друк. арк. 12,0. Умов. фарбо-відб. 12,25.  
Обл.-вид. арк. 10,8. Тираж 300 прим. Зам. № 21. Ціна договір.

Харківський державний технічний університет радіоелектроніки (ХТУРЕ).

Україна, 310726 Харків, просп. Леніна, 14.

Оригінал-макет підготовлено і збірник надруковано у видавництві ХТУРЕ.

Україна, 310726 Харків, просп. Леніна, 14.

УДК 551.501

**Исследования пограничного слоя атмосферы методом акустического зондирования / В.И. Алехин // Радиотехника. Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 1998. Вып. 106. С. 6 — 14.**

Представлены результаты разработки акустического локатора (содара) ИВА, позволяющего измерять скорости ветра на заданных ИКАО высотах, регистрировать наличие сдвигов ветра в условиях повышенных акустических помех. Описаны совместные измерения скорости и направления ветра с использованием содара ИВА и других средств, проводившиеся в рамках Международного эксперимента "JABEX" в Словакии.

Табл. 1. Библиогр.: 16 назв.

УДК 551.501

**Дослідження приграничного шару атмосфери методом акустичного зондування / В.І. Альохін // Радіотехніка. Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 1998. Вип. 106. С. 6 — 14.**

Наведено результати розробки акустичного локатора (содара) ІВА, який дозволяє вимірювати швидкості вітру на заданих ІКАО висотах, реєструвати наявність зсувів вітру в умовах підвищених акустичних завад. Описано спільні вимірювання швидкості та напрямку вітру з використанням содара ІВА та інших засобів, що проводилися в межах Міжнародного експерименту "JABEX" у Словаччині.

Табл. 1. Бібліогр.: 16 назв.

UDC 551.501

**Investigation of the atmosphere boundary layer with the acoustic sounding / V.I. Aliokhin // Radiotekhnika. All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 1998. N 106. P. 6 — 14.**

The results of the development of the IVA acoustic radar (sodar) allowing to measure wind velocity at the heights specified by ICAO, to register the presence of wind shifts under intensive acoustic noise conditions are presented. The simultaneous measurements of wind velocity and direction with the IVA sodar and other means carried out in the framework of the International «JABAX» experiment in Slovakia are outlined.

1 tab. Ref.: 16 items.

УДК 621.371

**Оценка уровня турбулентности пограничного слоя атмосферы с помощью методов радиоакустического зондирования** / Е.Г. Прошкин // Радиотехника. Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 1998. Вып. 106. С. 16 — 21. На англ. яз.

Предложено использовать радиоакустический метод зондирования для количественной оценки уровня турбулентности исследуемой области пограничного слоя атмосферы.

Табл. 2. Ил. 4. Библиогр.: 4 назв.

УДК 621.371

**Оцінка рівня турбулентності межового шару атмосфери за допомогою методів радіоакустичного зондування** / Є.Г. Прошкін // Радіотехніка. Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 1998. Вип. 106. С. 16 — 21. Англ. мовою.

Запропоновано використовувати радіоакустичний метод зондування для кількісної оцінки рівня турбулентності області межового шару атмосфери, що досліджується.

Табл. 2. Іл. 4. Бібліогр.: 4 назви.

UDC 621.371

**Atmosphere boundary layer turbulence level estimation with radioacoustic sounding methods** / E.G. Proshkin // Radiotekhnika. All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 1998. N 106. P. 16 — 21. In Engl.

Radioacoustic sounding method for qualitative estimation of the turbulence level of the atmospheric boundary layer under investigation is offered for application.

2 tab. 4 fig. Ref.: 4 items.

**Комплекс аппаратуры для совмещенного зондирования пограничного слоя атмосферы электромагнитными и акустическими волнами / С.И. Бабкин, И.А. Делов, Е.Г. Прошкин // Радиотехника. Всеукр. межвед. науч.- техн. сб. 1998. Вып. 106. С. 23 — 28.**

Рассмотрены факторы, объясняющие повышенную изменчивость профилей температуры воздуха, которые регистрируются при вертикальном радиоакустическом зондировании атмосферы. Предложен подход к комплексированию средств дистанционного зондирования, позволяющий повысить точность измерения температуры. Описаны аппаратура и методика радиоакустического и акустического зондирований, совмещенных во времени и пространстве.

Ил. 2. Библиогр.: 5 назв.

**Комплекс аппаратури для суміщеного зондування пограничного шару атмосфери електромагнітними та акустичними хвилями / С.І. Бабкін, І.А. Делов, Е.Г. Прошкін // Радіотехніка. Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 1998. Вип. 106. С. 23 — 28.**

Розглянуто фактори, що пояснюють підвищену мінливість профілів температури повітря, які реєструються під час вертикального радіоакустичного зондування атмосфери. Запропоновано підхід до комплексування засобів дистанційного зондування, котрий дозволяє підвищити точність вимірювання температури. Описано апаратуру та методику радіоакустичного і акустичного зондувань, що суміщені в часі і просторі.

Ил. 2. Бібліогр.: 5 назв.

**Equipment complex for combined sounding of atmospheric boundary layer by electromagnetic and acoustic waves / S.I. Babkin, I.A. Delov, E.G. Proshkin // Radiotekhnika. All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 1998. N 106. P. 23 — 28.**

The considerations explaining the increased variability in the air temperature profiles recorded by the atmosphere vertical radio acoustic sounding are considered. An approach to the remote sounding means integration allowing to increase the temperature measurement accuracy is offered. The equipment and methods of radio acoustic and acoustic sounding combined in space and time are described.

2 fig. Ref.: 5 items.

**Некоторые результаты модернизации радиолокационной станции вертикального зондирования атмосферы / А.Г. Карабанов // Радиотехника. Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 1998. Вып. 106. С. 33 — 38.**

Описана структура комплекса после модернизации антенно-фидерной системы и системы цифровой обработки сигналов. Приведены результаты измерений диаграммы направленности антенной системы РЛС модуляционным методом по радиоисточникам Кассиопея А и Лебедь А в августе 1997 года. Проанализированы результаты экспериментальных сеансов зондирования, их сравнения с данными станции аэрологического зондирования Харьковского аэропорта.

Ил. 5. Библиогр.: 7 назв.

**Деякі результати модернізації радіолокаційної станції вертикального зондування атмосфери / О.Г. Карабанов // Радіотехніка. Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 1998. Вип. 106. С. 33 — 38.**

Описано структуру комплексу після модернізації антенно-фідерної системи та системи цифрової обробки сигналів. Наведено результати вимірів діаграми спрямованості антенної системи РЛС модуляційним методом за радіоджерелами Кассіопея А та Лебідь А в серпні 1997 року. Проаналізовано результати експериментальних сеансів зондування, їх порівняння з даними станції аерологічного зондування Харківського аеропорту.

Ил. 5. Бібліогр.: 7 назв.

**Some results of the atmosphere vertical sounding radars modernizations / A.G. Karabanov // Radiotekhnika. All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 1998. N 106. P. 33 — 38.**

The system structure of antenna, feedlines and signal processing unit after modernization is described. The results of the radar antenna system radiation pattern measurements with the modulation method by Cassiopeia A and Cygnus A radio sources in August, 1997 are presented. The experimental sounding session results, their comparison with the aerological sounding station data of Kharkov airport are analyzed.

5 fig. Ref.: 7 items.

УДК 621.396.96

**Обработка отраженных сигналов в РЛС вертикального зондирования атмосферы** / А.Г. Карabanов // Радиотехника. Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 1998. Вып. 106. С. 39 — 48.

Изложены принципы действия РЛС вертикального зондирования атмосферы. Рассмотрены характерные особенности сигналов, отраженных от неоднородностей преломления атмосферы, и алгоритмы их обработки, применяемые в РЛС ВЗ. Перечислены недостатки существующих систем обработки сигналов. Описаны особенности разработанной системы, приведены ее параметры.

Ил. 2. Библиогр.: 12 назв.

УДК 621.396.96

**Обробка відбитих сигналів у РЛС вертикального зондування атмосфери** / О.Г. Карabanов // Радіотехніка. Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 1998. Вип. 106. С. 39 — 48.

Викладено принципи дії РЛС вертикального зондування атмосфери. Розглянуто характерні особливості сигналів, які відбито від неоднорідностей заломлення атмосфери, та алгоритми їх обробки, що використовуються в РЛС ВЗ. Перелічено недоліки існуючих систем обробки сигналів. Описано особливості розробленої системи, наведено її параметри.

Ил. 2. Бібліогр.: 12 назв.

UDC 621.396.96

**Reflected signal processing in the atmosphere vertical sounding radars** / A.G. Karabanov // Radiotekhnika. All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 1998. N 106. P. 39 — 48.

The principles of operation of the atmosphere vertical sounding radar are presented. The characteristic properties of the signals, reflected from the atmospheric refraction inhomogeneities, and their processing algorithms used in VS radars are considered. Disadvantages of the existing signal processing systems are outlined. The developed system peculiarities are described, its parameters are given.

2 fig. Ref.: 12 items.

УДК 621.371

**Перспективы использования метеорной связи** / Б.Л. Кашеев, Б.Г. Бондарь, И.Е. Антипов // Радиотехника. Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 1998. Вып. 106. С. 49 — 51.

Рассмотрены важнейшие особенности систем метеорной связи и параметры экспериментальной аппаратуры. Перечислены сферы применения метеорной связи и преимущества, которыми она обладает.

Библиогр.: 2 назв.

УДК 621.371

**Перспективи використання метеорного зв'язку** / Б.Л. Кашеев, Б.Г. Бондар, І.Є. Антипов // Радіотехніка. Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 1998. Вип. 106. С. 49 — 51.

Розглянуто найважливіші особливості систем метеорного зв'язку та параметри експериментальної апаратури. Перелічено сфери застосування метеорного зв'язку і переваги, які він має.

Бібліогр.: 2 назви.

UDC 621.371

**Prospects for meteor-burst communication application** / B.L. Kashcheev, B.G. Bondar, I.E. Antipov // Radiotekhnika. All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 1998. N 106. P. 49 — 51.

The most important properties of the meteor-burst communication systems and experimental equipment parameters are considered. Possible spheres of meteor-burst communication applications and advantages ensured by it are outlined.

Ref.: 2 items.

УДК 621.371

**К вопросу о пропускной способности радиолинии метеорной связи /**  
Б.Л. Кашеев, Б.Г. Бондарь, И.Е. Антипов // Радиотехника. Всеукр. межвед.  
науч.-техн. сб. 1998. Вып. 106. С. 53 — 56.

Рассмотрены основные особенности прерывистой метеорной связи. Оце-  
нена пропускная способность радиометеорного канала связи, обоснован близ-  
кий к оптимальному объем пакета передаваемой информации

Библиогр.: 3 назв.

УДК 621.371

**До питання про пропускну спроможність радіолінії метеорного зв'язку /**  
Б.Л. Кашеев, Б.Г. Бондар, І.Є. Антіпов // Радіотехніка. Всеукр. міжвід. наук.-  
техн. зб. 1998. Вип. 106. С. 53 — 56.

Розглянуто основні особливості переривчастого метеорного зв'язку.  
Оцінено пропускну спроможність радіометеорного каналу зв'язку, обгрунто-  
вано близький до оптимального обсяг пакета інформації, що передається.

Бібліогр.: 3 назви.

UDC 621 371

**On the meteor-burst communication link throughput /** B.L. Kashcheev,  
B.G. Bondar, I.E. Antipov // Radiotekhnika. All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 1998.  
N 106. P. 53 — 56.

The principal features of meteor-burst channel are discussed. The throughput of  
the meteor-burst channel is estimated, the transmitted information packet close to the  
optimal size is justified.

Ref.: 3 items.

**Определение скорости метеорного тела методом имитационного моделирования / А.В. Воргуль // Радиотехника. Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 1998. Вып. 106. С. 57 — 62.**

Проанализирован алгоритм определения скорости метеорного тела по колебаниям в амплитудно-временной характеристике. Предложен усовершенствованный метод определения скорости, обладающий лучшими качественными показателями. Приведены результаты проверки работы двух алгоритмов на компьютерной модели.

Библиогр.: 6 назв.

**Визначення швидкості метеорного тіла методом імітаційного моделювання / О.В. Воргуль // Радіотехніка. Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 1998. Вип. 106. С. 57 — 62.**

Проаналізовано алгоритм визначення швидкості метеорного тіла за коливаннями в амплітудно-часовій характеристиці. Запропоновано вдосконалений метод визначення швидкості, що має кращі якісні показники. Наведено результати перевірки роботи двох алгоритмів на комп'ютерній моделі.

Бібліогр.: 6 назв.

**Estimation of the meteor body velocity by the simulation modeling method / A.V. Vorgul // Radiotekhnika. All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 1998. N 106. C. 57 — 62.**

An algorithm of the meteor body velocity estimation by variations in the amplitude-time characteristics is analyzed. A more sophisticated method for velocity estimation offering better qualitative characteristics is suggested. The results of two computer-based algorithms operation tests are outlined.

Ref.: 6 items.

УДК 662.396.67:621.314.6

**Теоретические и экспериментальные исследования крупноапертурных ректенных решеток** / А.И. Лучанинов, В.М. Шокало, А.А. Коновальцев и др. // Радиотехника. Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 1998. Вып. 106. С. 63 — 72.

Сформулирован подход к анализу крупноапертурных ректенн, основанный на приближении бесконечной периодической решетки. Показано, что при условии равноамплитудного возбуждения и однотипного соединения элементов ректенны задача определения нелинейного режима ее работы сводится к анализу работы одного ("эквивалентного") элемента в составе бесконечной решетки. Предложены методы вычисления параметров крупноапертурных ректенн с равноамплитудным и неравноамплитудным возбуждением их апертур. Сопоставлены расчетные и экспериментальные зависимости для 144-элементной ректенной решетки на частоте 2,45 ГГц.

Ил. 6. Библиогр.: 3 назв.

УДК 662.396.67:621.314.6

**Теоретичні та експериментальні дослідження великоапертурних ректенних решіток** / А.І. Лучанинов, В.М. Шокало, А.О. Коновальцев та ін. // Радиотехніка. Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 1998. Вип. 106. С. 63 — 72.

Сформульовано підхід до аналізу великоапертурних ректен, який ґрунтується на наближенні нескінченної періодичної решітки. Доведено, що за умови рівноамплітудного збудження і однотипного сполучення елементів ректени задача визначення нелінійного режиму її роботи зводиться до аналізу роботи одного ("еквівалентного") елемента в складі нескінченної решітки. Запропоновано методи обчислення параметрів великоапертурних ректен з рівноамплітудним і нерівноамплітудним збудженням їх апертур. Зіставлено розрахункові й експериментальні залежності для 144-елементної ректенної решітки на частоті 2,45 ГГц.

Іл. 6. Бібліогр.: 3 назви.

UDC 662.396.67:621.314.6

**Theoretical and experimental researches of large-aperture rectenna arrays** / A.I. Luchaninov, V.M. Shokalo, A.A. Konovaltsev et al. // Radiotekhnika. All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 1998. N 106. P. 63 — 72.

An approach to the large-aperture rectennas analysis based on the infinite periodic array approximation is set forth. It is shown that with a uniform excitation and one-type connection of the rectenna elements the nonlinear operation computation (the first stage of the analysis) reduces to the analysis of one ("equivalent") element being a part of the infinitive array. Methods for calculation of large-aperture rectennas parameters with uniform and nonuniform excitation of their apertures are offered. Calculated and experimental relations for 144-elemental rectenna array operating on the frequency of 2,45 GHz were compared.

6 fig. Ref.: 3 items.

УДК 621.472

**Снижение направленности побочного излучения ректенных решеток /** В.М. Шокало, А.А. Коновальцев, Ю.А. Лучанинов // Радиотехника. Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 1998. Вып. 106. С. 74 — 79.

Функционирование ректенны (антенны-выпрямителя) в тракте передачи энергии СВЧ-лучом сопровождается побочным излучением на частотах высших гармоник. В связи с этим предложен способ снижения направленности побочного излучения, позволяющий улучшить параметры ЭМС ректенны. Суть способа заключается в обеспечении противофазности возбуждения соседних элементов ректенны на частотах побочного излучения. Эффективность способа подтверждена результатами численных и экспериментальных исследований.

Табл. 1. Ил. 3. Библиогр.: 3 назв.

УДК 621.472

**Зниження спрямованості побічного випромінювання ректенних решіток /** В.М. Шокало, А.О. Коновальцев, Ю.А. Лучанинов // Радиотехніка. Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 1998. Вип. 106. С. 74 — 79.

Функціонування ректени (антени-випрямляча) в тракті передачі енергії НВЧ-променем супроводжується побічним випромінюванням на частотах вищих гармонік. У зв'язку з цим запропоновано спосіб зниження спрямованості побічного випромінювання, що дозволяє поліпшити параметри ЕМС ректени. Суть способу полягає в забезпеченні протифазності збудження сусідніх елементів ректени на частотах побічного випромінювання. Ефективність способу підтверджено результатами чисельних та експериментальних досліджень.

Табл. 1. Ил. 3. Бібліогр.: 3 назви.

UDC 621.472

**Decrease in directivity of rectenna array spurious radiation /** V.M. Shokalo, A.A. Konovaltsev, Yu. A. Luchaninov // Radiotekhnika. All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 1998. N 106. P. 74 — 79.

The functioning of a rectenna (antenna-rectifier) in the system of energy transmission with a microwave beam is accompanied by spurious radiation on frequencies of high-order harmonics. In this connection the way to decrease the spurious radiation directivity is offered, allowing to improve the rectenna EMC parameters. The essence of the offered method consists in the maintenance of anti-phased excitation of the neighboring rectenna elements on the spurious radiation frequencies. The method's efficiency is substantiated by results of numerical and experimental researches.

1 tab. 3 fig. Ref.: 3 items.

УДК 621.396.96

**Алгоритм оценки пространственных параметров сигналов антенной решеткой с синтезированием апертуры / И. С. Радкевич // Радиотехника. Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 1998. Вып. 106. С. 80 — 86.**

Представлен алгоритм для оценивания направлений прихода сигналов в многосигнальной обстановке, использующий синтезирование апертуры антенной решетки. Эффективность алгоритма проанализирована с помощью модели частично когерентных сигналов.

Ил. 2. Библиогр.: 5 назв.

УДК 621.396.96

**Алгоритм оцінювання просторових параметрів сигналів антенною решіткою із синтезуванням апертури / І. С. Радкевич // Радіотехніка. Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 1998. Вип. 106. С. 80 — 86.**

Подано алгоритм для оцінювання напрямків приходу сигналів у багато-сигнальній обстановці, який використовує синтезування апертури антенної решітки. Ефективність алгоритму проаналізовано за допомогою моделі частково когерентних сигналів.

Іл. 2. Бібліогр.: 5 назв.

UDC 621.396.96

**Algorithm of signals spatial parameters estimation by antenna array with aperture synthesizing / I.S. Radkevitch // Radiotekhnika. All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 1998. N 106. P. 80 — 86.**

The algorithm for estimating the signals arrival directions in a multi-signal environment, using the aperture synthesizing by an antenna array is presented. The algorithm efficiency is analyzed with the model of partially coherent signals.

2 fig. Ref.: 5 items.

**Продольное распределение интенсивности поля в зоне Френеля круглой сфокусированной апертуры** / В.В. Должиков // Радиотехника. Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 1998. Вып. 106. С. 87 — 96.

Аналитически описано распределение интенсивности поля в зоне Френеля вдоль оси сфокусированной равномерно возбужденной круглой апертуры. Предложены формулы для расчета параметров, характеризующих продольное распределение, таких, как: положение и значение главного максимума, уровень побочных максимумов, ширина главного лепестка, коэффициент его асимметрии. Представленный набор формул позволяет выполнить расчеты при любых фокусных расстояниях.

Табл. 1. Ил. 7. Библиогр.: 2 назв.

**Поздовжній розподіл інтенсивності поля в зоні Френеля круглої сфокусованої апертури** / В.В. Должиков // Радіотехніка. Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 1998. Вып. 106. С. 87 — 96.

Аналитично описано розподіл інтенсивності поля в зоні Френеля вздовж осі сфокусованої рівномірно збудженої круглої апертури. Запропоновано формули для розрахунку параметрів, що характеризують поздовжній розподіл, таких, як: положення і значення головного максимуму, рівень побічних максимумів, ширина головної пелюстки, коефіцієнт її асиметрії. Поданий набір формул дозволяє виконувати розрахунки при будь-яких фокусних відстанях.

Табл. 1. Іл. 7. Бібліогр.: 2 назви.

**Axial intensity distribution of the field in the Fresnel zone of the circular focused aperture** / V.V. Dolzhikov // Radiotekhnika. All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 1998. N 106. P. 87 — 96.

The intensity field distribution in Fresnel zone along the axis of the focused uniformly illuminated circular aperture is analytically studied. Formulas for calculation of parameters, defining axial distribution, such as: position and value of the main maximum, a minor maxima level, the main lobe width, its asymmetry factor are derived. Relations making it possible to carry out calculations with any focal distances are presented.

1 tab. 7 fig. Ref.: 2 items.

**Средняя диаграмма направленности по мощности круглой апертуры при наличии флуктуаций фазы** / В.В. Должиков // Радиотехника. Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 1998. Вып. 106. С. 97 — 108.

Представлены результаты исследования средней диаграммы направленности (ДН) по мощности круглой апертуры с равномерным амплитудным распределением при наличии флуктуаций фазы. Описано влияние дисперсии и радиуса корреляции на вид средней ДН по мощности, а также на параметры, ее характеризующие: ширину главного лепестка, положение и уровень экстремумов. Приведены аналитические соотношения и графические зависимости, позволяющие производить расчет указанных параметров в широком диапазоне значений статистических характеристик флуктуаций.

Ил. 8. Библиогр.: 3 назв.

**Середня діаграма спрямованості за потужністю круглої апертури при наявності флуктуацій фази** / В.В. Должиков // Радіотехніка. Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 1998. Вип. 106. С. 97 — 108.

Подано результати досліджень середньої діаграми спрямованості (ДС) за потужністю круглої апертури з рівномірним амплітудним розподілом за наявності флуктуацій фази. Описано вплив дисперсії та радіуса кореляції на вигляд середньої ДС за потужністю, а також на параметри, що її характеризують: ширину головної пелюстки, положення та рівень екстремумів. Наведено аналітичні співвідношення і графічні залежності, які дозволяють виконувати розрахунок указаних параметрів у широкому діапазоні значень статистичних характеристик флуктуацій.

Іл. 8. Бібліогр.: 3 назви.

**Average power pattern of the circular aperture in the presence of phase fluctuations** / V.V. Dolzhikov // Radiotekhnika. All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 1998. N 106. P. 97 — 108.

Investigation results of the average power pattern of the uniform illumination circular aperture in the presence of phase fluctuations are presented. Influence of the variance and correlation radius on the average power pattern, and as well as on the basic antenna parameters, characterizing it, such as half-power beam width, position and level of the extremums is described. Analytical expressions and graphic dependences making it possible to calculate the specified parameters in a wide range of the phase fluctuations statistical characteristics values are outlined.

8 fig. Ref.: 3 items.

УДК 621.396.674

**Влияние флуктуаций АФР на эффективность передачи СВЧ-энергии между круглыми апертурными антеннами в зоне Френеля / В.Г. Лихограй // Радиотехника. Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 1998. Вып. 106. С. 109 — 119.**

Представлено выражение для среднего КПД и проведена оценка средней эффективности передачи СВЧ-энергии между двумя круглыми апертурными антеннами в зоне Френеля с возбуждающим полем на передающей антенне, имеющим флуктуации амплитуды и фазы. Описано влияние параметров флуктуаций АФР на передающей антенне на средний КПД передачи при различных сочетаниях амплитудного распределения на передающей и приемной антеннах

Табл. 1. Ил. 7. Библиогр.: 6 назв.

УДК 621.396.674

**Вплив флуктуацій АФР на ефективність передавання НВЧ-енергії між круглими апертурними антеннами в зоні Френеля / В.Г. Лихограй // Радиотехніка. Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 1998. Вип. 106. С. 109 — 119.**

Подано вираз для середнього ККД і проведено оцінку середньої ефективності передавання НВЧ-енергії між двома круглими апертурними антеннами в зоні Френеля зі збуджуючим полем на передавальній антені, яке має флуктуації амплітуди й фази. Описано вплив параметрів флуктуацій АФР на передавальній антені на середній ККД передавання за різноманітних сполучень амплітудного розподілу на передавальній та приймальній антеннах.

Табл. 1. Іл. 7. Бібліогр.: 6 назв.

UDC 621.396.674

**The influence of amplitude and phase distribution fluctuations on the efficiency of microwave energy transfer between circular aperture antennas in the Fresnel zone / V.G. Lykhograi // Radiotekhnika. All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 1998. N 106. P. 109 — 119.**

The expression for mean efficiency is offered and the evaluation of mean efficiency of microwave energy transmission between two circular aperture antennas in the Fresnel zone with an exciting field having amplitude and phase fluctuations on the transmitting antenna, is carried out. The influence of fluctuations parameters of amplitude and phase distribution on the mean efficiency of the transmitting antenna is described with various combinations of amplitude distribution on the transmitting and receiving antennas.

1 tab. 7 fig. Ref.: 6 items.

УДК 621.38

**Модель воздействия электромагнитного излучения на элементную базу РЭА** / В.И. Чумаков // Радиотехника. Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 1998. Вып. 106. С. 120 — 123.

Рассмотрена антенная модель воздействия электромагнитного излучения на элементную базу РЭА. Показано, что, используя результаты экспериментальных исследований, можно существенно упростить задачу анализа критических уровней воздействия, при которых происходят деградации элементов.

Ил. 3. Библиогр.: 7 назв.

УДК 621.38

**Модель діяння електромагнітного випромінювання на елементну базу РЕА** / В.І. Чумаков // Радіотехніка. Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 1998. Вип. 106. С. 120 — 123.

Розглянуто антенну модель діяння електромагнітного випромінювання на елементну базу РЕА. Доведено, що, використовуючи результати експериментальних досліджень, можна суттєво спростити задачу аналізу критичних рівнів діяння, за яких відбуваються деградації елементів.

Ил. 3. Бібліогр.: 7 назв.

UDC 621. 621.38

**Model of electromagnetic radiation action on radioelectronic equipment elements** / V.I. Chumacov // Radiotekhnika. All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 1998, N 106. P. 120 — 123.

The antenna model of electromagnetic radiation action on radioelectronic equipment elements is observed. It is shown that using the experimental investigation results one can substantially simplify the problem of analysing the critical levels action wherein the elements degradation develops.

3 fig. Ref.: 7 items.

УДК 621.396.96

**Быстрый обобщенный алгоритм Minimum-Norm** / В.И. Василишин // Радиотехника. Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 1998. Вып. 106. С. 129 — 134.

Представлен быстрый обобщенный алгоритм Minimum-Norm (MN), позволяющий существенно сократить объем вычислений по сравнению с исходным обобщенным алгоритмом MN. Приведены результаты имитационного моделирования, подтверждающие высокую эффективность и точность предложенного алгоритма.

Ил. 1. Библиогр.: 4 назв.

УДК 621.396.96

**Швидкий узагальнений алгоритм Minimum-Norm** / В.І. Василичин // Радіотехніка. Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 1998. Вип. 106. С. 129 — 134.

Подано швидкий узагальнений алгоритм Minimum-Norm (MN), що дозволяє суттєво скоротити обсяг обчислень порівняно з початковим узагальненим алгоритмом MN. Наведено результати імітаційного моделювання, які підтверджують високу ефективність та точність запропонованого алгоритму.

Іл. 1. Бібліогр.: 4 назви.

UDC 621.396.96

**Fast generalized Minimum-Norm algorithm** / V.I. Vasilishin // Radiotekhnika. All-Ukr. Sci. Intetdep. Mag. 1998. N 106. P. 129 — 134.

The fast generalized minimum-norm algorithm is presented. The proposed algorithm provides a substantial saving as compared with computational loads of the initial generalized minimum-norm algorithm. The computer simulation results confirm high performance and accuracy of the proposed algorithm.

1 fig. Ref.: 4 items.

**Влияние рассогласования между ожидаемыми и истинными значениями углов прихода помеховых волн на эффективность их подавления / Н.Н. Минервин, К.С. Васюта // Радиотехника. Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 1998. Вып. 106. С. 135 — 139.**

Рассмотрена зависимость отношения сигнал-помеха на выходе устройства оптимальной пространственно-временной обработки от рассогласования между ожидаемыми и истинными значениями углов прихода помеховых волн. Численно оценены зависимости допустимого рассогласования от интенсивности помех и от различия угловых координат источников помех при их совместном действии.

Ил. 5. Библиогр.: 3 назв.

**Вплив неузгодження між очікуваними та істинними значеннями кутів приходу завадових хвиль на ефективність їх заглушення / М.М. Мінервін, К.С. Васюта // Радиотехніка. Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 1998. Вип. 106. С. 135 — 139.**

Розглянуто залежність відношення сигнал-завада на виході пристрою оптимальної просторово-часової обробки від неузгодження між очікуваними та істинними значеннями кутів приходу завадових хвиль. Чисельно оцінено залежності припустимого неузгодження від інтенсивності завад і від різниці куткових координат джерел завад під час їх сумісної дії.

Ил. 5. Бібліогр.: 3 назви.

**Influence of mismatch between the expected and true values of angles of noise waves on their suppression efficiency / N.N. Minervin, K.S. Vasyuta // Radiotekhnika All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 1998. N 106. P. 135 — 139.**

Dependence of the signal-to-noise ratio at the output of the optimum spatial-temporal processing device on mismatch between the expected and true values of noise waves arrival angles is considered. Permissible mismatch dependence on the noise intensity and on difference of the noise sources angular coordinates in their joint action are numerically estimated.

5 fig. Ref.: 3 items.

УДК 621. 373. 077 (088. 8)

**Повышение точности измерения частотных характеристик группового времени запаздывания четырехполосников / А.И. Гуцало, В.М. Кичак / Радиотехника. Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 1998. Вып. 106. С. 140 — 144.**

Рассмотрен принцип построения средства измерения частотных характеристик группового времени запаздывания четырехполосников, обеспечивающего повышение точности измерения за счет исключения методической погрешности и погрешности, обусловленной паразитной частотной модуляцией.

Ил. 1. Библиогр. ссылка в подстроч. прим.

УДК 621. 373. 077 (088. 8)

**Підвищення точності вимірювання частотних характеристик групового часу запізнювання чотириполосників / О.І. Гуцало, В.М. Кичак / Радіотехніка. Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 1998. Вип. 106. С. 140 — 144.**

Розглянуто принцип побудови засобу вимірювання частотних характеристик групового часу запізнювання чотириполосників, який забезпечує підвищення точності вимірювання внаслідок виключення методичної похибки і похибки, що зумовлена паразитною частотною модуляцією.

Іл. 1. Бібліогр. посилання в підрядк. приміт.

UDC 621. 373. 077 (088. 8)

**Increase in measuring accuracy of quadripoles grouped delay time frequency characteristics / A.I. Gutsalo, V.M. Kichak / Radiotekhnika. All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 1998. N 106. P. 140 — 144.**

Principle of construction of the device for quadripoles grouped delay time frequency characteristics measuring, which ensures increase in measuring accuracy through eliminating a systematic error and an error caused by spurious frequency modulation, is considered.

1 fig. Ref.: 1 item.

**Особенности рассеяния волн на несимметричном коротком вибраторе с диэлектрическим резонансным рассеивателем** / Н.И.Украинец, Т.К. Мокан // Радиотехника. Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 1998. Вып. 106. С. 145 — 149.

Представлены результаты экспериментального исследования характеристик рассеяния электромагнитных волн на несимметричном коротком вибраторе с диэлектрическим резонансным рассеивателем. Описаны обнаруженные парные резонансы отражения и прохождения. Проанализированы возможности управления характеристиками рассеяния.

Ил. 4. Библиогр.: 8 назв.

**Особливості розсіювання хвиль на несиметричному короткому вібраторі з діелектричним резонансним розсіювачем** / М.І. Українець, Т.К. Мокан // Радіотехніка. Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 1998. Вип. 106. 145 — 149.

Подано результати експериментального дослідження характеристик розсіювання електромагнітних хвиль на несиметричному короткому вібраторі з діелектричним резонансним розсіювачем. Описано парні резонанси відбиття й проходження, які виявлено. Проаналізовано можливості керування характеристиками розсіювання.

Іл. 4. Бібліогр.: 8 назв.

**Peculiarities of waves scattering on the asymmetrical short vibrator with the dielectric resonant scatterer** / N.I. Ukrainets, T.K. Mokan // Radiotekhnika. All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 1998. N 106. P. 145 — 149.

Results of experimental investigation of characteristics of electromagnetic waves scattering on the asymmetrical short vibrator with dielectric resonant scatterer are presented. The twin resonances of reflection and passage are discovered. The possibilities to these scattering control characteristics are analyzed.

4 fig. Ref : 8 items.

УДК 621.372.413 + 621.385.69

**Уравнение собственных частот и компоненты поля для резонатора с двумя настроечными элементами** / С.В. Чумаченко // Радиотехника. Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 1998. Вып. 106. С. 150 — 156.

Рассмотрена граничная электродинамическая задача для уравнения Гельмгольца в замкнутом объеме со сложной конфигурацией внутренней ограничивающей поверхности. Получены дисперсионное уравнение относительно собственных частот, выражения для вычисления неизвестных коэффициентов и представления собственных полей. Приведены результаты вычислений для случая малости геометрического параметра.

Ил. 1. Библиогр.: 2 назв.

УДК 621.372.413 + 621.385.69

**Рівняння властивих частот і компоненти поля для резонатора з двома елементами настроювання** / С.В. Чумаченко // Радіотехніка. Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 1998. Вип. 106. С. 150—156.

Розглянуто граничну електродинамічну задачу для рівняння Гельмгольца в замкненій порожнині зі складною конфігурацією внутрішньої обмеженої поверхні. Здобуто дисперсійне рівняння відносно властивих частот, вирази для обчислення невідомих коефіцієнтів та зображення компонентів властивих полів. Наведено результати розрахунків для випадку мализни геометричного параметра.

Ил. 1. Бібліогр.: 2 назви.

UDC 621.372.413 + 385.69

**The equation of the characteristic frequencies and the field's components of the resonator with two elements of tuner** / S.V. Chumachenko // Radiotekhnika. All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 1998. N 106. P. 150—156.

The boundary electrodynamic problem for the Helmholtz equation in the cavity resonator with the complex form of the internal limiting surface was considered. The dispersion equation relatively the fundamental frequencies, the expressions for calculating the unknown factors and eigenfield representation were obtained. The calculation results for the case of geometric parameter smallness were outlined.

1 fig. Ref.: 2 items.

УДК 621. 372. 8. 072. 2

**Дисперсия основного типа волны в многопроводных связанных микрополосковых линиях** / Л.М. Карпуков, Р.Д. Пулов, С.Н. Романенко // Радиотехника. Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 1998. Вып. 106. С. 157 — 161.

Предложены простые аналитические соотношения для расчета частотной зависимости эффективной диэлектрической проницаемости в многопроводных связанных микрополосковых линиях с различными ширинами проводников.

Табл. 1. Ил. 3. Библиогр.: 5 назв.

УДК 621. 372. 8. 072. 2

**Дисперсія основного типу хвилі в багатопровідних зв'язаних мікросмушкових лініях** / Л.М. Карпуков, Р.Д. Пулов, С.Н. Романенко // Радіотехніка. Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 1998. Вип. 106. С. 157 — 161.

Запропоновано прості аналітичні співвідношення для розрахунку частотної залежності ефективної діелектричної проникності в багатопровідних зв'язаних мікросмушкових лініях із різними ширинами провідників.

Табл.1. Іл. 3. Бібліогр.: 5 назв.

UDC 621. 372. 8. 072. 2

**Fundamental wave dispersion in multiconductor microstrip lines**/ L.M. Karpukov, R.D. Pulov, S.N. Romanenko // Radiotekhnika. All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 1998. N 106. P. 157 — 161.

Simple analytical relations were offered to compute the efficient permittivity frequency dependence in multiconductor microstrip lines of different conductors'width.

1 tab. 3 fig. Refs: 5 items.

**Формирование форм коллекторного тока и напряжения в транзисторных усилителях СВЧ-мощности классов F и H / В.Г. Крыжановский, И.Н. Шевченко // Радиотехника. Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 1998. Вып. 106. С. 162 — 168.**

Показана недостаточность классических требований, предъявляемых к выходным согласующим цепям транзисторного усилителя СВЧ-мощности (ТУМ СВЧ) классов F и H. Сформулированы требования, которым должны удовлетворять входные и выходные согласующие цепи в ТУМ СВЧ классов F и H с учетом емкости переходов, внутритранзисторных связей и импеданса базового вывода транзистора.

Ил. 3. Библиогр.: 10 назв.

**Формування форм колекторного струму і напруги в транзисторних підсилювачах НВЧ-потужності класів F та H / В.Г. Крижанівський, І.М. Шевченко // Радиотехніка. Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 1998. Вип. 106. С. 162 — 168.**

Доведено недостатність класичних вимог, що ставлять до вихідних узгоджувальних кіл транзисторного підсилювача НВЧ-потужності і (ТПП НВЧ) класів F та H. Сформульовано вимоги, які повинні задовольняти вхідні та вихідні узгоджувальні кола в ТПП НВЧ класів F та H з урахуванням ємностей переходів, внутрішньотранзисторних зв'язків та імпедансу базового виводу транзистора.

Ил. 3. Бібліогр.: 10 назв.

**Shaping of collector current and voltage forms in classes F and H transistor microwave power amplifiers / V.G. Krizhanovsky, I.N. Shevchenko // Radiotekhnika. All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 1998. N 106. P. 162 — 168.**

Insufficiency of classical requirements imposed upon the output matching circuits of classes F and H transistor microwave power amplifier is shown. The requirements, which should be met by the input and output matching circuits in classes F and H transistor microwave power amplifier with regard to transitions capacities, intratransistor couplings and the transistor main terminal impedance, are stated.

3 fig. Ref.: 10 items.

УДК 621.382

**Оценка надежности полупроводниковых приборов с помощью анализа их токового шума** / Г.П. Коломоец, Д.И. Левинзон, Л.А. Серов // Радиотехника. Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 1998. Вып. 106. С. 169 — 173. На укр. яз.

Исходя из связи дефектов материала полупроводниковых приборов с уровнем их низкочастотного токового шума предложена экспериментальная методика оценки надежности биполярных транзисторов по результатам измерений шума тока базы. Методика обоснована результатами измерений низкочастотного шума транзисторов КТ3102.

Ил. 3. Библиогр.: 6 назв.

УДК 621.382

**Оцінювання надійності напівпровідникових приладів за допомогою аналізу їх струмового шуму** / Г.П. Коломоєць, Д.І. Левінзон, Л.О. Серов // Радіотехніка. Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 1998. Вип. 106. С. 169 — 173. Укр. мовою.

Виходячи із зв'язку дефектів матеріалу напівпровідникових приладів із рівнем їх низькочастотного струмового шуму запропоновано експериментальну методику оцінювання надійності біполярних транзисторів за результатами вимірювань шуму струму бази. Методику обґрунтовано результатами вимірювань низькочастотного шуму транзисторів КТ3102.

Ил. 3. Бібліогр.: 6 назв.

UDC 621.382

**Assesment of semiconductor devices' reliability based on the current noise analysis** / G.P. Kolomoets, D.I. Levinzon, L.A. Serov // Radiotekhnika. All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 1998. N 106. P. 169 — 173. In. Ukr.

In terms of the relations between semiconductor devices material defects and low-frequency noise level, the experimental method for assesment of bipolar junction transistors reliability based on the results of the base current noise measurement was proposed. This method was justified by results of KT3102 transistors low-fredieny noise measurements.

3 fig. Ref.: 6 items.